

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET
POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
جامعة عمّار ثليجي بالأغواط
UNIVERSITE Amar Telidji de Laghouat
كلية التكنولوجيا
FACULTE DE TECHNOLOGIE
قسم الالكتروتقني
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE MASTER

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE
FILIERE : Automatique
OPTION : Automatique et Systèmes

présenté par :
Kired Ahmed Oussama
Lahreche Oussama

THEME

Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone

Soutenu publiquement devant un jury composé de :

Mr. BENMOUIZA KHALIL

M.C. A

Président

Mr. KOUZI KATIA

PROF

Examinatrice

Mr. GUIBAJ MSSADAK

M.C. A

Encadreur

Année Universitaire 2021/2022

حاولنا في هذه المذكرة المكونة من 3 فصول دراسة وتصميم المحرك الغير متزامن ثلاثي الطور قيل وبعد التحكم الشعاعي حيث يتكون الفصل الأول من دراسة رياضية وتصميم بواسطة ماتلاب سيميلينك لهذه الآلة في الفصل الثاني قمنا بمحاولة تشغيل المحرك بدون الاعتماد على التحكم الشعاعي واستخلاص النتائج كسرعة الزاوية وتأثير الحمولة على المحرك من حيث فصل التدفق وعزم الدوران وسحب التيار.....

وفي الفصل الثالث قمنا بإدخال التحكم الشعاعي ومقارنة النتائج بين أداء المحرك بدون ومع التحكم الشعاعي وتأثير الحمولة عليه.

الكلمات المفتاحية: آلة غير متزامنة، تحكم شعاعي، فصل التدفق.

Résumé

Dans cette mémoire de 3 chapitres, nous avons essayé d'étudier et de concevoir le moteur asynchrone triphasé avant et après la commande vectorielle, où le premier chapitre consiste en une étude mathématique et la conception par MATLAB Simulink pour cette machine. Dans le deuxième chapitre, nous avons essayé de démarrer le moteur sans compter sur la commande vectorielle et de tirer des conclusions telles que la vitesse de l'angle et l'effet de la charge sur le moteur en termes de découplage de flux, de couple et de courant de traction Dans le troisième chapitre, nous avons introduit la commande vectorielle et comparé les résultats entre les performances du moteur sans et avec la commande vectorielle et l'impact de la charge sur celui-ci.

Mots clés : Machine asynchrone, Commande vectorielle, Découplage du flux.

Abstract

In This memoire 3-chapter Thésis, we tried to study and design the three-phase asynchronous engine before and after Vector control, where the first chapter consists of a mathematical study and design by MATLAB Simulink for this machine. In the second chapter, we tried to start the engine without relying on Vector control and drawing conclusions such as the speed of the angle and the effect of the load on the engine in terms of flow separation, torque and current pulling In the third chapter we introduced Vector control and compared the results between the performance of the engine without and with the Vector control and the impact of the load on it.

Key words: asynchronous motor, Vector control, Flow decoupling.

Dédicaces

Je dédie ce travail, en espérant d'abord la satisfaction de Dieu,

Ainsi qu'à mon père et ma mère, qui n'ont pas hésité à tout donner pour arriver à ce stade

A ma femme, mon épouse et mon soutien dans la vie Benaïssa Messaouda

A mon fils Mohammed, la prunelle de mes yeux

A mes frères Saïd Ismail et Mohammed Ilyes et sœurs Soumia et Nadjla Ihssan qui m'ont soutenu tout au long de ma vie

Mes grands-parents, que Dieu leur fasse miséricorde,

Mes grands-mères, que Dieu leur donne longue vie

A toute ma famille

A mes amis, surtout la Horimek Miloud et Mohamed Moulay Abdallah

A Mon binôme Kired Ahmed oussama

Lakreche oussama

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail, en espérant d'abord la satisfaction de Dieu,

- Aux être qui sont les plus chers à mon cœur, maman mon amour et mon chères père source d'affection et de confiance, qui sont présent à mes côtés chaque moment passé dans cette vie. Que dieu les protégés et que la réussite soit toujours à ma portée pour que je puisse les combler de bonheur.
- A mes très chères sœurs Aicha et Meriem et Khadija Que Dieu ait pitié d'elle, si Dieu le veut
- A mes très chères frères Ali et Alaa
- A ma chère tante Aicha et toutes mes tantes et oncles et ma grand-mère
- A mon ange Aboud et sa maman la majestueuse Khaoula
- A tous mes amis, surtout Taleb Mohamed Sofiane, Mohamed Moulay Abdallah, Abdelali Hamid, Lahreche Ismail, Karim Merah et Ahmed Othmani .
- A mon collègue et binôme Lahreche Oussama

Kired ahmed oussama

Liste des symboles

MAS machine Asynchrone

S, R indice correspondants au stator et au rotor

A, B, C Indice correspondants aux trois phases du stator

a,b,c Indice correspondants aux trois phases du rotor

d,q Axe correspondants au référentiel lié au champ tournant

Θ Angle électrique

$i_{S\alpha}$, $i_{S\beta}$ Courant statorique dans le référentiel (α,β)

i_{sd} , i_{sq} Courant statorique dans le référentiel (d,q)

i_S Courant statorique

i_r Courant rotorique

$V_{S\alpha}$, $V_{S\beta}$ Tension statorique dans le référentiel (α,β)

V_{sd} , V_{sq} Tension statorique dans le référentiel (d,q)

V_S Tension statorique

$\phi_{r\alpha}$, $\phi_{r\beta}$ Flux rotorique dans le référentiel (α,β)

ϕ_{rd} , ϕ_{rq} Flux rotorique dans le référentiel (d,q)

ϕ_S Flux statorique

ϕ_r Flux rotorique

f_S Fréquence statorique

ω_s : Pulsation statorique

p : nombre de pair de pôle de la force magnétomotrice résultante

ω_r Pulsation rotorique

ω_{obs} Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

Liste des symboles

Ω Vitesse mécanique du rotor

C_e Couple électromagnétique

C_r Couple résistant imposé à l'arbre de la machine

cvof Commande vectorielle par orientation du flux

J Moment d'inertie de la partie tournante

M Inductance cyclique mutuelle stator-rotor

L_s, L_r Inductance cyclique propre statorique et rotorique par phase

R_s, R_r Résistances par phase du stator et du rotor

T_r Constante de temps rotorique

T_s Constante de temps statorique

σ Coefficient de dispersion total

$[P(\theta_{obs})]$ Matrice de PARK

Liste des figures

Figure I.1 Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente.	8
Figure I.2 Schéma de l'association machine asynchrone –onduleur de tension.	12
Figure I.3 Schéma représentatif de l'onduleur de tension par des interrupteurs.	13
Figure I.4 Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur.	15
Figure II.1 Commande vectorielle d'une machine asynchrone à flux rotorique orienté	20
Figure II.2 Couple électromagnétique en fonction de temps	21
Figure II.3 Vitesse de rotation en fonction de temps.....	22
Figure II.4 Courant statorique en fonction de temps	22
Figure II.5 Flux d_r en fonction de temps	23
Figure II.6 Flux q_r en fonction de temps	23
Figure II.7 Flux T en fonction de temps	24
Figure II.8 Couple électromagnétique en fonction de temps	25
Figure II.9 Vitesse de rotation en fonction de temps.....	25
Figure II.10 Courant statorique en fonction de temps	26
Figure II.11 Flux d_r en fonction de temps	26
Figure II.12 Flux q_r en fonction de temps	27
Figure II.13 Flux T en fonction de temps	27
Figure III.1 Couple électromagnétique en fonction de temps.....	30
Figure III.2 Vitesse de rotation en fonction de temps	30
Figure III.3 Courant statorique en fonction de temps.....	31
Figure III.4 Flux d_r en fonction de temps	31
Figure III.5 Flux q_r en fonction de temps	32
Figure III.6 Flux T en fonction de temps.....	32
Figure III.7 Couple électromagnétique en fonction de temps.....	34
Figure III.8 Vitesse de rotation en fonction de temps	35
Figure III.9 Courant statorique en fonction de temps.....	35
Figure III.10 Flux d_r en fonction de temps	36
Figure III.11 Flux q_r en fonction de temps	36
Figure III.12 Flux T en fonction de temps	37

Sommaire

Introduction Générale	1
I.1 Introduction :	4
I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée :	5
I.3 Application de la transformation de park a la machine asynchrone triphasée :	7
I.3.1 Principe de la transformation de Park :.....	7
I.3.2 Modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère de Park :.	8
I.3.3 Passage des grandeurs réelles aux grandeurs du repère de Park :.....	8
I.3.4 Modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère de Park:..	9
I.3.5 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β) :	10
I.3.6 Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (d,q) lié au champ tournant:	12
I.4 Modélisation de l'association machine asynchrone-onduleur de tension :.	12
I.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension :	13
I.4.2 Commande par MLI à hystérésis :.....	14
I.5 CONCLUSION :	15
II. Chapitre 2 : Commande vectorielle du MAS :	16
II.1 Introduction :	17
II.2 Principe de la commande par orientation de flux :.....	17
II.3 Type de commande vectorielle :.....	18
II.3.1 Commande vectorielle directe :.....	18
II.3.2 Commande vectorielle indirecte :.....	18
II.4 Modèle de la machine asynchrone alimentée en courant :.....	19
II.5 Réglage de vitesse de la machine asynchrone triphasée à flux orienté par un PI classique :.....	20

Sommaire

II.6	Résultat de simulation son commande :.....	21
II.6.1	A vide :.....	21
II.6.2	Interprétation :.....	24
II.6.3	avec charge :.....	25
II.6.4	Interprétation :.....	27
II.7	Conclusion.....	28
III.	Chapitre 3 : Présentation et discussion des Résultats de simulation :.....	29
III.1	Introduction :	30
III.2	Démarrage à vide :	30
III.2.1	Interprétation.....	33
III.3	Démarrage avec charge :	34
III.3.1	Interprétation.....	37
III.4	Conclusion :	38
	Conclusion Générale :.....	40
	Bibilographie :.....	42

Remerciement

Avant tout je remercie mon grand dieu qui m'a donné la foi, la volonté et la patience pour pouvoir réaliser cette thèse.

Ces travaux ont été réalisés au sein de département d'électrotechnique à l'Université Amar Telidji de Laghouat, sous la direction de Monsieur **Dr. Guibadj Moussadak** Maître de Conférences à l'Université Amar Telidji de Laghouat. Qu'il veuille trouver ici l'expression de ma profonde et respectueuse gratitude pour avoir guidé mes travaux avec patience et assiduité tout le long de la préparation de cette mémoire.

Je tiens à remercier Monsieur **Benmouiza Khalil**, Professeur à l'Université Amar Telidji pour l'honneur qu'il me fait en acceptant la présidence du jury.

Je suis très reconnaissant aux Messieurs **Dr. Guibadj moussadak, Dr. Benmouiza Khalil** et **Pr.kouzi Katia** d'avoir accepté de faire partie de mes jurys, témoignant ainsi de l'intérêt qu'ils portent à ce travail.

Mr. Lahreche oussama

Mr. Kired Ahmed oussama

Introduction Générale

Introduction Général

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles. La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse.

De par sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe.

De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone à cage. L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple. La commande vectorielle a été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté, (Field Oriented Control : FOC). Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances de rotor et du stator.

L'application de la commande vectorielle nécessite l'utilisation de régulateur de flux nécessite un capteur de flux, souvent très onéreux son montage dans les systèmes d'entraînement est très délicat et demande beaucoup de précision pour aboutir à des résultats performants. Afin d'éliminer ce handicap, il est nécessaire d'appliquer les techniques de l'automatique, permettant la reconstruction de flux. Ces procédés sont appelés l'estimateur ou l'observateur.

Notre mémoire est consacré à l'application de la commande vectorielle à la machine asynchrone.

Introduction Général

Le mémoire est structuré en trois chapitres comme suit.[3]

- Dans Le premier chapitre, nous allons présenter la modélisation de la Machine asynchrone commandée en tension, le modèle adopté est basé sur la transformation de Park, l'application de cette dernière à la machine asynchrone permettra d'avoir un modèle à deux axes représente l'image du modèle triphasé, le modèle sera testé par simulation, et évalué à travers les différents résultats.
- Dans Le deuxième chapitre, nous allons présenter les différents types de commande vectoriel et présenter les résultats de simulation d'un MAS sans commande (à vide et en charge)
- Le troisième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle indirect par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone et Comparez les résultats obtenus entre les deux modes (sans commande, commande vectoriel)
- Finalement, on va clôturée ce travail par une conclusion générale, exposant les différents résultats obtenus.

Chapitre I

Description et

Modélisation du

MAS

I.1 Introduction

Les exigences de l'évolution des besoins industriels en termes de variateurs de vitesse ne cessent de devenir de plus en plus contraignantes, par conséquent, le marché de ces variateurs de vitesse connaît un nouvel essor caractérisé par le souhait de performances et de robustesse meilleures des entraînements électriques [1].

La machine asynchrone est particulièrement attirante sur le plan industriel, par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût et sa très grande standardisation. Mais elle impose des structures de contrôle spécifiques et complexes afin d'être utilisée dans des systèmes d'entraînements à vitesse variable performants [2].

La complexité de sa commande provient de son modèle multivariable fortement couplé et non-linéaire. Pour cette raison, une méthodologie de commande vectorielle a été proposée consistant à découpler le couple électromagnétique et le flux de la machine. Le modèle obtenu peut être assimilé à celui du moteur à courant continu [1].

Ce chapitre s'oriente vers les aspects de la modélisation de la machine asynchrone triphasée selon le modèle de repère du Park. On présentera la modélisation de la cascade alimentant la machine en question, constituée principalement d'un onduleur de tension à MLI de courant. On terminera ce chapitre par la présentation de la technique de commande vectorielle d'une machine asynchrone. Des résultats de simulation seront donnés afin de mettre en exergue l'amélioration des performances dynamiques de l'entraînement. Aussi, on indiquera le degré de sensibilité du découplage vectoriel vis à vis à la variation paramétrique.

I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

La modélisation de la machine asynchrone ne peut se faire que dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices suivantes [2]-[5] :

- Absence de la saturation dans le circuit magnétique ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Parfaite symétrie de construction ;
- Pertes ferromagnétiques négligeables ;
- Indépendance des résistances de la température ;

Dans ces conditions, les équations électriques du stator et du rotor se présentent naturellement sous la forme matricielle suivante [2]-[6] :

Pour le stator :

$$[U_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\psi_{sabc}] \quad (\text{I.1})$$

Tels que :

$$[U_{sabc}] = [U_a \ U_b \ U_c]^T$$

$$[i_{sabc}] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$$

$$[\psi_{sabc}] = [\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]^T$$

Pour le rotor :

$$[U_{rABC}] = R_r [i_{rABC}] + \frac{d}{dt} [\psi_{rABC}] \quad (\text{I.2})$$

Tels que :

$$[U_{rABC}] = [U_A \ U_B \ U_C]^T$$

$$[i_{rABC}] = [i_A \ i_B \ i_C]^T$$

$$[\psi_{rABC}] = [\psi_A \ \psi_B \ \psi_C]^T$$

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

Pour le stator :

$$[\psi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [L_{sr}][i_{rABC}] \quad (I.3)$$

Pour le rotor :

$$[\psi_{rABC}] = [L_r][i_{rABC}] + [L_{sr}][i_{sabc}] \quad (I.4)$$

Telles que :

$[L_s]$: c'est la matrice des inductances propres et des mutuelles entre phases statoriques définie par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}$$

$[L_r]$: c'est la matrice des inductances propres et des mutuelles entre phases rotoriques donnée par :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix}$$

$[L_{sr}]$: c'est la matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques qu'on peut exprimer ainsi :

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

où M_{sr} est la mutuelle inductance entre une phase statorique et une phase rotorique quand leurs axes coïncident.

On obtient finalement les équations de tensions :

Pour le stator :

$$[U_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] [i_{rABC}] \} \quad (I.5)$$

Pour le rotor :

$$[U_{rABC}] = R_r [i_{rABC}] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{rABC}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] [i_{sabc}] \} \quad (I.6)$$

On peut noter la non-linéarité dans les équations et pour surmonter cette complexité, on fait appel à la transformation de Park.

I.3 Application de la transformation de Park a la machine asynchrone triphasée

I.3.1 Principe de la transformation de Park

La transformation de la machine triphasée à une machine biphasée consiste à remplacer tous enroulement triphasé (a,b et c) par deux enroulements l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q) [3],[4]. La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (d,q) est dite de Park, et donnée par [3] :

$$\begin{aligned} [U_{dgo}] &= [A][U_{abc}] \\ [i_{dgo}] &= [A][i_{abc}] \\ [\psi_{dgo}] &= [A][\psi_{abc}] \end{aligned} \quad (I.7)$$

Telle que :

[A] : est la matrice de Park, définie par [3] :

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

I.3.2 Modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère de Park

La figure (I.1) illustre la schématisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de Park :

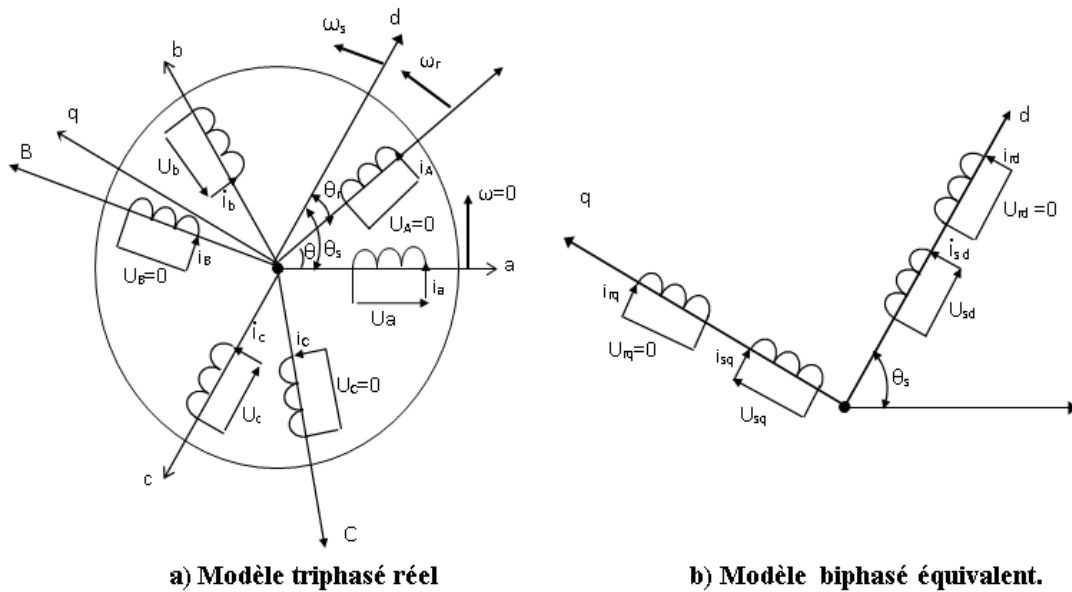


Figure Error! No text of specified style in document..1 Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente.

Où :

θ : est l'angle entre a et A.

θ_r : est l'angle du rotor entre A et d.

θ_s : est l'angle du stator entre a et d.

ω_a : est la vitesse angulaire du système d'axe (d,q).

ω_r : est la vitesse angulaire électrique rotorique

I.3.3 Passage des grandeurs réelles aux grandeurs du repère de Park

A partir des définitions d'angle de la figure (I.1), nous pouvons appliquer la transformation de Park telle que :

Pour le stator :

$$[G_{sdqo}] = [A_s][G_{sabc}]$$

où G_s est une grandeur statorique (tension ,courant ou flux);

et $[A_s] = [A(\theta = \theta_s)]$

Telle que $[A(\theta)]$ est définie par (I.8).

De même pour le rotor on a :

$$[G_{dgo}] = [A_r][G_{rABC}]$$

où G_r est une grandeur rotorique (tension ,courant ou flux);

Avec $[A_r] = [A(\theta = \theta_r)]$

I.3.4 Modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère de Park

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine asynchrone triphasée dans le référentiel de Park sera donné par les équations suivantes [3], [4], [7] :

$$\begin{aligned} U_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_a \psi_{sq} \\ U_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_a \psi_{sd} \\ U_{rd} = 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \psi_{rq} \\ U_{rq} = 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \psi_{rd} \end{aligned} \tag{I.9}$$

De plus les composantes des flux statorique et rotorique sont exprimées par les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 \psi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\
 \psi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \\
 \psi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\
 \psi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq}
 \end{aligned} \tag{I.10}$$

Par ailleurs, l'équation mécanique du rotor de la machine est donnée par [3]-[6] :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \Omega_r \tag{I.11}$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \tag{I.12}$$

où :

C_{em} : est le couple électromagnétique délivré par la machine.

C_r : est le couple résistant de la charge.

J : est le moment d'inertie total de l'arbre du moteur.

f_r : est le coefficient des frottements visqueux.

$\Omega_r = \frac{\omega_r}{P}$ est la vitesse de rotation mécanique.

P : est le nombre de paires de pôles.

D'après les équations (I.9), on peut se placer dans différents référentiels correspondant à des axes fixes donc lié au stator ($\omega_a=0$), des axes liés au rotor ($\omega_a = \omega_r$) ou des axes liés au champ magnétique tournant ($\omega_a = \omega_s$).

I.3.5 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β)

Dans le cas d'un repère (α, β) lié au stator, les équations (I.9) deviennent [3],[4],[6] :

$$\begin{aligned}
 U_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\
 U_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\
 U_{r\alpha} &= 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \psi_{r\beta} \\
 U_{r\beta} &= 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \psi_{r\alpha}
 \end{aligned} \tag{I.13}$$

Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (α, β) :

Dans le repère (α, β) , la représentation d'état des équations (I.13) de la machine asynchrone est donnée par le système d'équations sous la forme matricielle suivante [12] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r} \sigma_r) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \sigma_r & \frac{pM\Omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r} \sigma_r) & -\frac{pM\Omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \sigma_r \\ M\sigma_r & 0 & -\sigma_r & -p\Omega_r \\ 0 & M\sigma_r & p\Omega_r & -\sigma_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{I.14}$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ et $\sigma_r = \frac{R_r}{L_r}$

I.3.7 Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park (d q) lié au champ tournant :

Les équations électriques de la machine dans le repère sont exprimées par [3], [4], [5] :

$$\begin{aligned}
 U_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\
 U_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \\
 U_{rd} &= 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{rq} \\
 U_{rq} &= 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{rd}
 \end{aligned} \tag{I.15}$$

I.3.6 Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (d,q) lié au champ tournant

La représentation d'état de la machine asynchrone dans le repère (d,q) lié au champ tournant est définie par [12],[13]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r} \sigma_r) & \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \sigma_r & \frac{PM\Omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r} \sigma_r) & -\frac{PM\Omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \sigma_r \\ M\sigma_r & 0 & -\sigma_r & (\omega_s - P\Omega_r) \\ 0 & M\sigma_r & -(\omega_s - P\Omega_r) & -\sigma_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} \tag{I.16}$$

I.4 Modélisation de l'association machine asynchrone-onduleur de tension

Généralement la machine asynchrone est alimentée par deux convertisseurs en cascade, le convertisseur côté machine est un onduleur de tension à MLI, et le convertisseur côté réseau est un redresseur triphasé double alternance à diodes, séparés par un filtre passe-bas (LC) (voir figure (I.2)) [2].

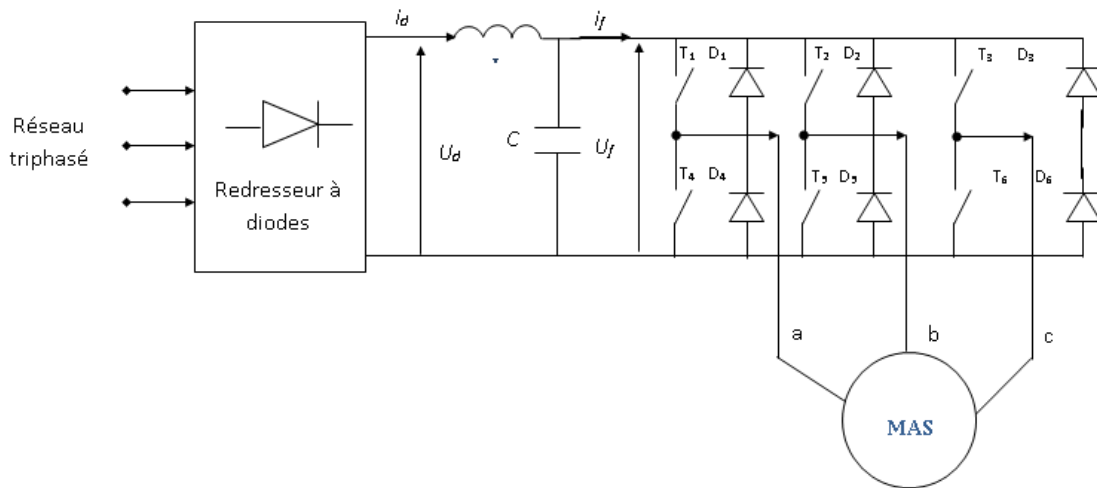


Figure Error! No text of specified style in document..2 Schéma de l'association machine asynchrone –onduleur de tension.

I.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension

On suppose que la commande de chacune de trois branches de l'onduleur est complémentaire, ce qui permet de les remplacer par des interrupteurs statiques à deux Positions, (voir figure (I.3)) [7].

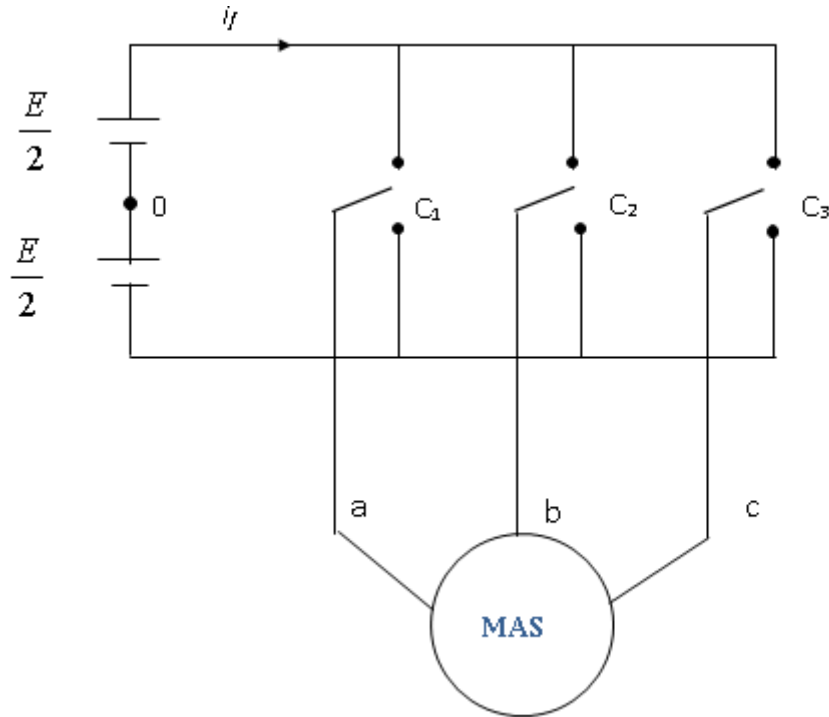


Figure Error! No text of specified style in document..3 Schéma représentatif de l'onduleur de tension par des interrupteurs.

Chaque commutateur C est associé à une fonction logique F_i ($i=1,3$), telle que :

Si $F_i = 1$ alors la phase a est connectée à la borne positive de la source continue E .

Et $F_i = -1$ alors la phase a est connectée à la borne négative de la source continue E .

Il en découle que [7]-[9] :

$$\begin{aligned}
 U_{ab} &= \frac{1}{2}(F_1 - F_2)E \\
 U_{bc} &= \frac{1}{2}(F_2 - F_3)E \\
 U_{ca} &= \frac{1}{2}(F_3 - F_1)E
 \end{aligned}
 \tag{I.17}$$

Les tensions statoriques simples sont déduites d'après (I.17), on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Le courant à l'entrée du l'onduleur a pour expression :

$$i_f = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c \quad (\text{I.19})$$

La détermination des fonctions logiques F_i ($i=1,3$) dépend de la stratégie de commande. Dans notre cas, on opte pour la technique de commande par modulation de largeur d'impulsions MLI à hystérésis.

I.4.2 Commande par MLI à hystérésis

Le contrôle par MLI à hystérésis force le courant de phase à poursuivre le courant de référence. L'imposition des courants sinusoïdaux à la machine asynchrone garantit un couple électromagnétique constant [10].

L'approche la plus simple utilisée pour cette fin est une stratégie de contrôle qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence (voir figure (I.4)), à l'aide d'un comparateur à hystérésis. Celui-ci produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis $2\Delta_i$, autour du courant de référence.

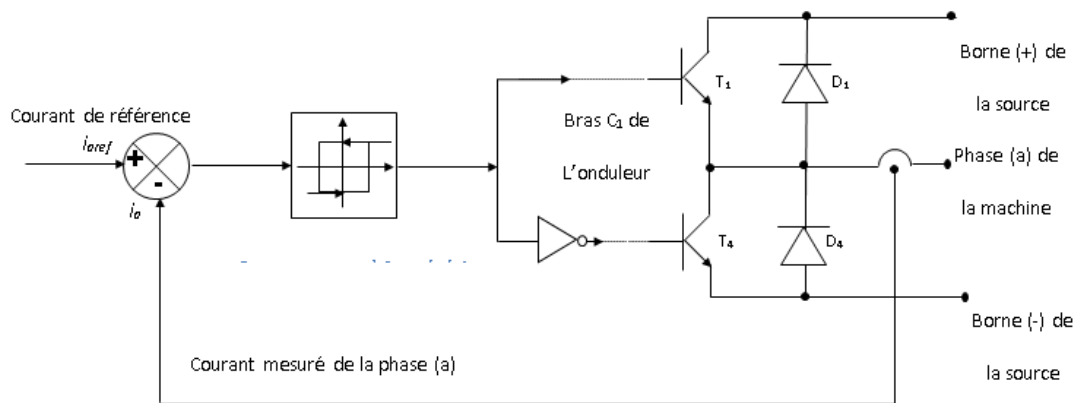


Figure Error! No text of specified style in document..4 Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur.

De ce fait, les conditions de commutation des trois commutateurs statiques C_i ($i=1,3$) de L'onduleur sont définies en termes des états logiques correspondants de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 Fi &= -1 \text{ si } i_i \geq i_{refi} + \Delta_i \\
 Fi &= 1 \text{ si } i_i \leq i_{refi} - \Delta_i \\
 Fi &= F_{(i-1)} \text{ si } i_i = i_{refi}
 \end{aligned}
 \tag{I.20}$$

Tels que :

- i_i ($i=1,3$) sont les courants des phases statoriques (i_a, i_b, i_c).
- i_{refi} ($i=1,3$) sont les courants de référence issus des circuits de commande des trois bras de l'onduleur.
- Δ_i est la bande d'hystérésis, elle est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semis conducteurs contrôlés, et à minimiser suffisamment les harmoniques des courants.

I.5 CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension, contrôlé en courant. Le prochain chapitre fera l'objet à la présentation les aspects de la commande vectorielle ainsi que son application à la machine asynchrone.

Chapitre II

Commande vectorielle du MAS

II.1 Introduction

La commande de la machine asynchrone est devenue un domaine de recherche très actif durant ces dernières décennies. Cet intérêt est motivé par le besoin de prendre sa structure d'état non-linéaire [2], [10].

Différentes méthodes de commande de la machine asynchrone ont été proposées dans la littérature. Cependant, la commande par orientation de flux qui assure un découplage entre les variables de commande, reste la plus utilisée vu les performances dynamiques élevées qu'elle offre pour une large gamme d'application [11].

La partie ci-après est consacrée, après un bref exposé du principe de la commande par orientation du flux, à l'application de la commande vectorielle à la machine asynchrone, ainsi que les limites associées à cette technique de commande.

II.2 Principe de la commande par orientation de flux :

La commande par orientation de flux consiste à régler le flux par une composante directe du courant et le couple par la composante en quadrature. Dans ce contexte, le choix adéquat du système (d q) est très important, il doit être adapté cette commande qui garantit le découplage entre le flux et le couple [2], [5].

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence de lie au champ tournant. Si on décompose le courant statorique en ses composantes i_{ds} suivant le flux rotorique et i_{qs} en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple. On aura alors des fonctionnements similaires à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée, où il existe un découplage naturel entre le couple et le flux [1],[2],[5],[10]. On obtient ainsi un modèle simplifié de la machine asynchrone qui peut faire l'objet d'un entraînement à haute performances dynamiques.

On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine, à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer [2], [5].

D'où on peut imposer les conditions de l'orientation du :

Flux statorique :

$$\psi_{sd} = \psi_s \quad \text{et} \quad \psi_{sq} = 0$$

Flux d'entrefer :

$$\psi_{md} = \psi_m \quad \text{et} \quad \psi_{mq} = 0$$

Flux rotorique :

$$\psi_{rd} = \psi_r \quad \text{et} \quad \psi_{rq} = 0$$

Dans les trois référentiels, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante de courant i_{qs} , mais seul le choix du flux rotorique permet un découplage caractérisé par une indépendance du flux et de la composante de courant en quadrature avec le flux, de plus ce choix permet d'avoir un couple de démarrage important [1], [5], ce qui justifie le recours à ce type d'orientation du flux.

II.3 Type de commande vectorielle

La commande vectorielle du MAS DE peut-être soit :

- La commande vectorielle directe.
- La commande vectorielle indirecte.

II.3.1 Commande vectorielle directe

Cette méthode de commande a été proposée par Blaschke. Dans ce cas, la connaissance du module de flux et de sa phase est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux quel que soit le point de fonctionnement.

Afin d'accéder à l'information concernant l'amplitude et la phase du flux, on peut utiliser des capteurs.

L'inconvénient de cette méthode est que les capteurs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.

II.3.2 Commande vectorielle indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position, l'idée est proposée par Hasse. Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux.

Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre.

II.4 Modèle de la machine asynchrone alimentée en courant

Lorsqu'on ignore la présence du convertisseur de fréquence en le supposant idéal, et l'effet de la dynamique stator, on obtient le modèle de la machine asynchrone alimentée en courant, qui s'exprime par les deux équations de tensions rotoriques, soient :

$$\begin{aligned} R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\psi_{rq} &= 0 \\ R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\psi_{rd} &= 0 \end{aligned} \quad (II.1)$$

Le modèle des flux rotoriques tiré de (II.1) et (I.10) est mis sous forme d'état où les courants statoriques étant imposés est le suivant :

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{rd}}{dt} &= -\frac{1}{T_r}\psi_{rd} + \omega_{gl}\psi_{rq} + \frac{M}{T_r}i_{sd} \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} &= -\frac{1}{T_r}\psi_{rq} - \omega_{gl}\psi_{rd} + \frac{M}{T_r}i_{sq} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} &= C_{em} - C_r - f_r\Omega_r \end{aligned} \quad (II.2)$$

Avec $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$

Par ailleurs, pour réaliser le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique, on doit vérifier les conditions suivantes [2] :

$$\begin{aligned} \psi_{rq} &= 0 \quad \text{et} \quad \dot{\psi}_{rq} = 0 \\ \psi_{rd} &= \psi_r \quad \text{et} \quad \dot{\psi}_{rd} = \dot{\psi}_r \end{aligned}$$

Donc le système d'équations (II.2) et l'équation (I.12) deviennent :

$$\frac{d\psi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r}\psi_r + \frac{M}{T_r}i_{sd}$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_r\Omega_r \tag{II.3}$$

$$C_{em} = \frac{3}{2}p \frac{M}{L_r}i_{sq}\psi_r$$

$$\omega_{gl} = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\psi_r}$$

On constate que l'équation du couple est analogue à celle du couple délivré par la machine à courant continu à excitation séparée, et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

II.5 Réglage de vitesse de la machine asynchrone triphasée à flux orienté par un PI classique

Le schéma bloc de la commande de vitesse d'un entraînement à base de la machine asynchrone à flux orienté par un régulateur PI classique est représenté par la figure suivante :

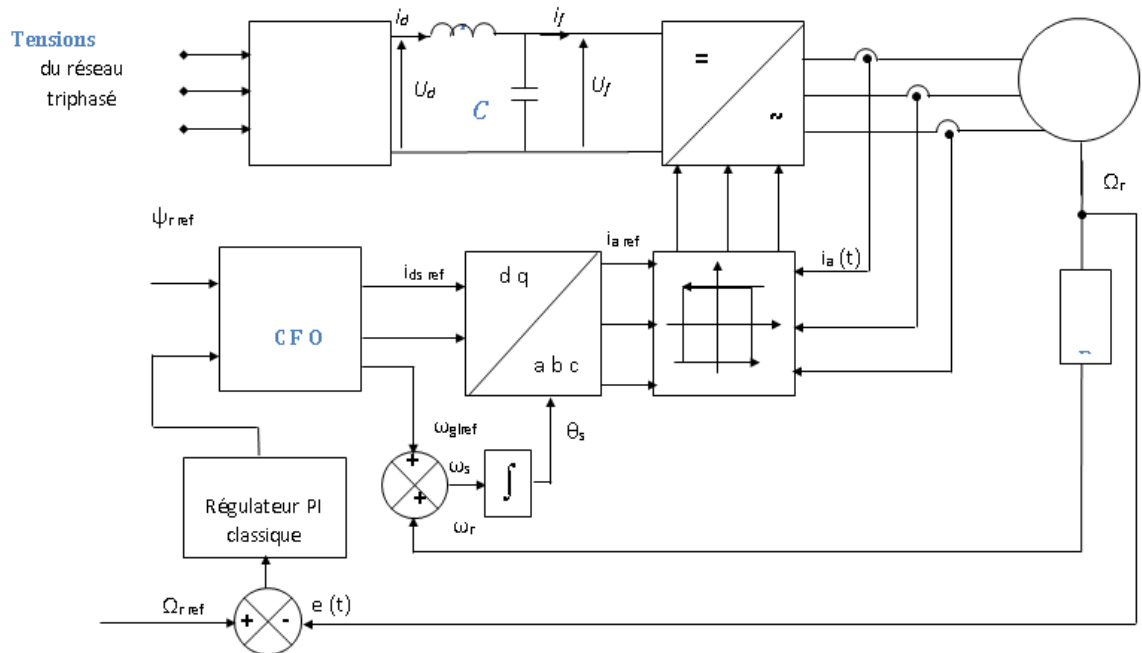


Figure Error! No text of specified style in document..5 Commande vectorielle d'une machine asynchrone à flux rotorique orienté

La boucle de régulation de vitesse comprend un régulateur PI classique dont la détermination de des paramètres est illustrée dans l'annexe A.

II.6 Résultat de simulation son commande

II.6.1 A vide

Les résultats à présenter ont été obtenus à l'aide d'un programme de simulation d'une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe (A), et l'outil de programmation utilisé est le logiciel MATLAB.

Pour illustrer les caractéristiques usuelles de la machine asynchrone, on a simulé le comportement de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé, pour deux cas, démarrage à vide, et introduction d'un couple de charge.

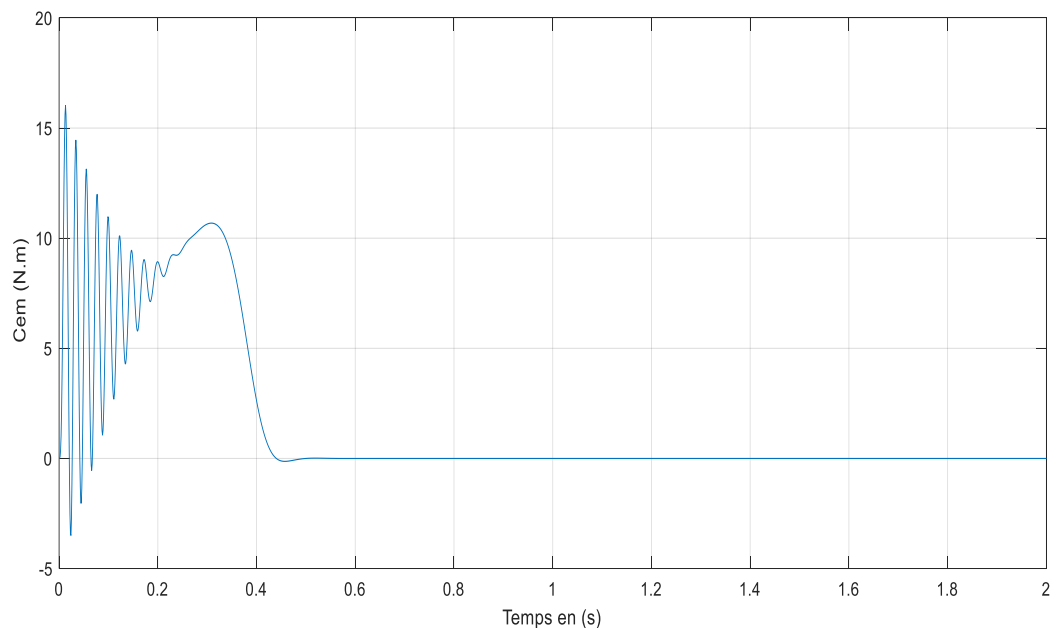


Figure Error! No text of specified style in document..2 Couple électromagnétique en fonction de temps

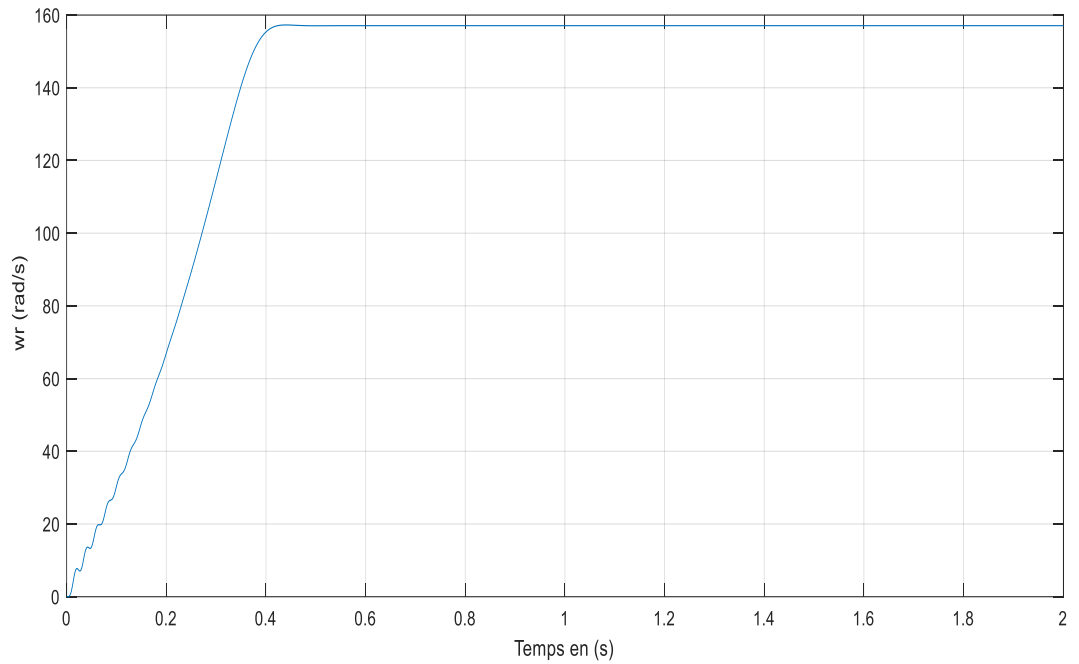


Figure Error! No text of specified style in document..3 Vitesse de rotation en fonction de temps

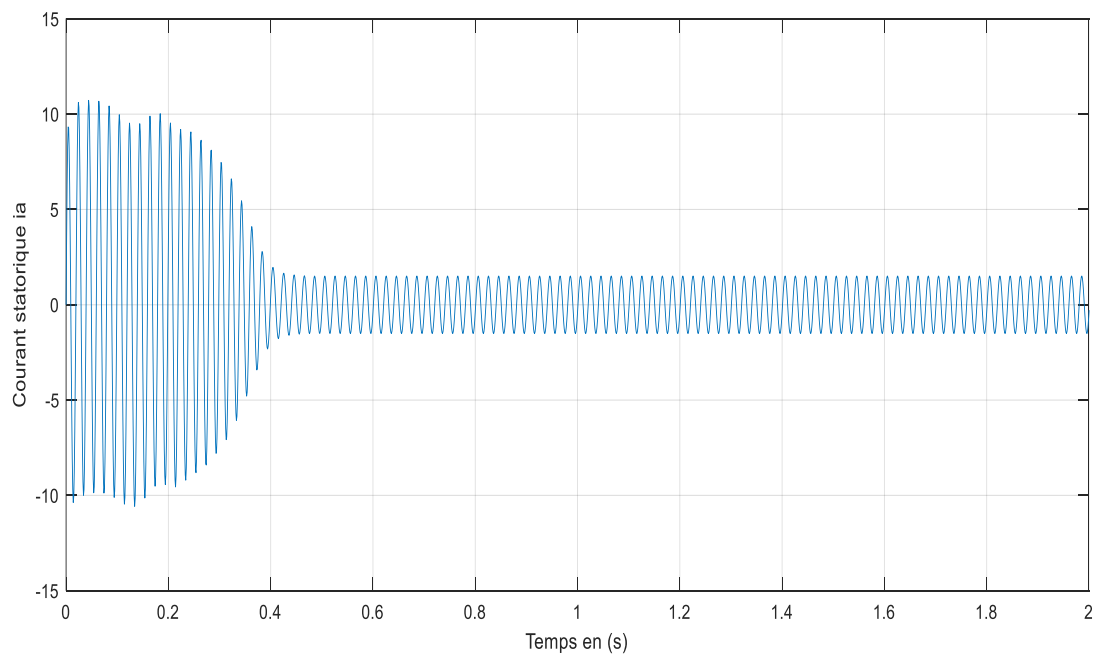


Figure Error! No text of specified style in document..4 Courant statorique en fonction de temps

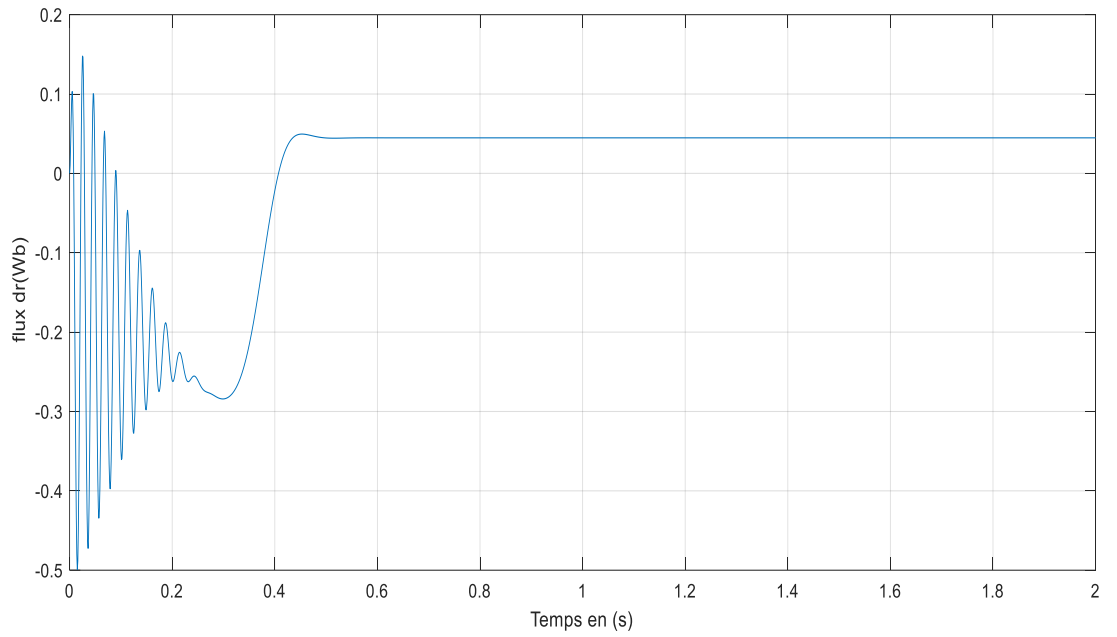


Figure Error! No text of specified style in document..5 Flux ϕ_r en fonction de temps

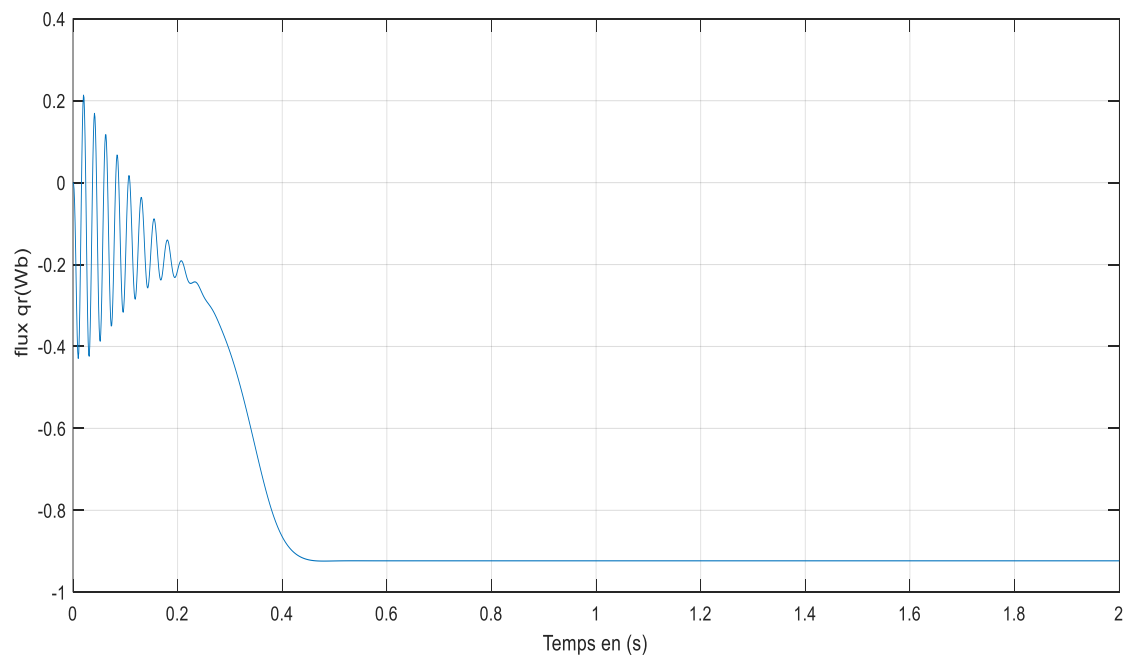


Figure Error! No text of specified style in document..6 Flux ϕ_q en fonction de temps

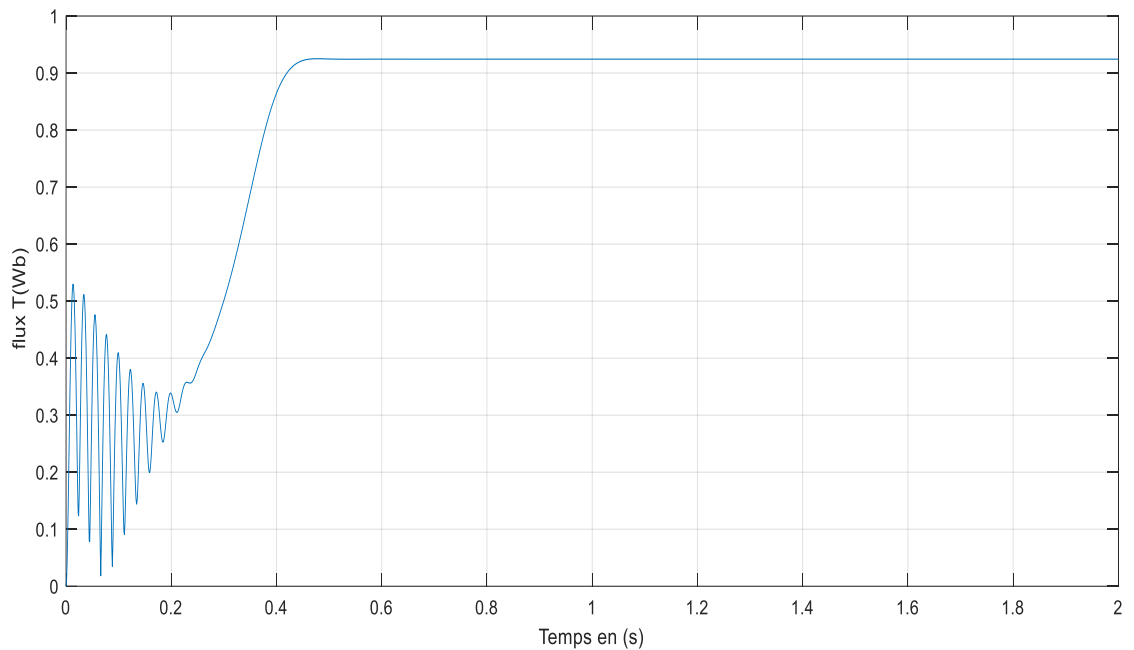


Figure Error! No text of specified style in document..7 Flux T en fonction de temps

II.6.2 Interprétation

Au démarrage et en régime transitoire, la vitesse augmente et se stabilise à 156.7 rad/s proche de la vitesse de synchronisme après un régime transitoire de 0.48 s

Le couple au démarrage atteint sa valeur maximale de 16.02 Nm. Puis diminue et se stabilise à sa valeur minimale de 0,08 Nm.

Les courants de phase stator ont une forme sinusoïdale et la même amplitude en régime transitoire, la machine consomme du courant très important, leur amplitude atteint la valeur pour $i_a = 10.72A$. Après le régime transitoire, les courants statoriques diminuent jusqu'à la valeur 1,51A.

Le flux dr marque des oscillations au départ puis se stabilise à la valeur de 0.04 Wb en 0.5 s, le flux qr présente des oscillations transitoires, après il se stabilise à la valeur de -0.92 Wb.

II.6.3 Avec charge

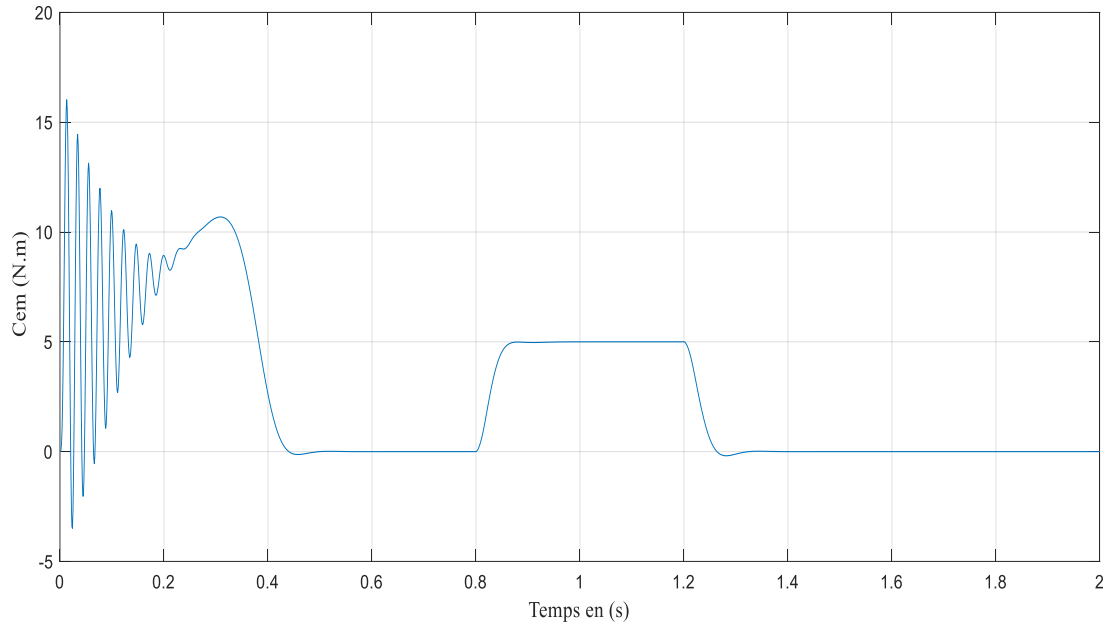


Figure Error! No text of specified style in document..8 Couple électromagnétique en fonction de temps

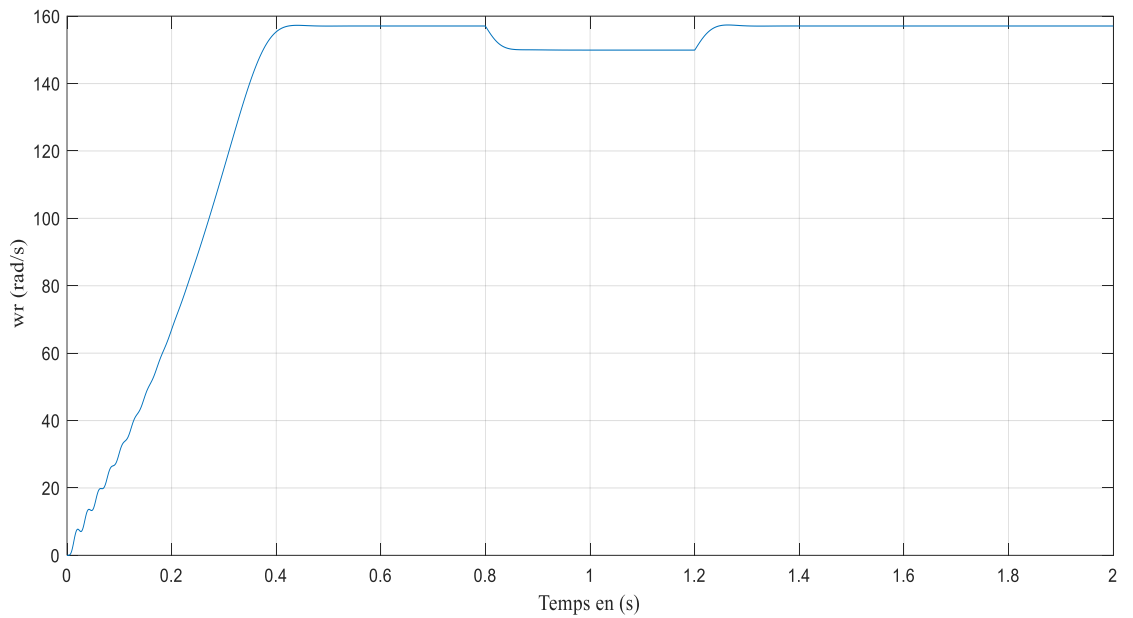


Figure Error! No text of specified style in document..9 Vitesse de rotation en fonction de temps

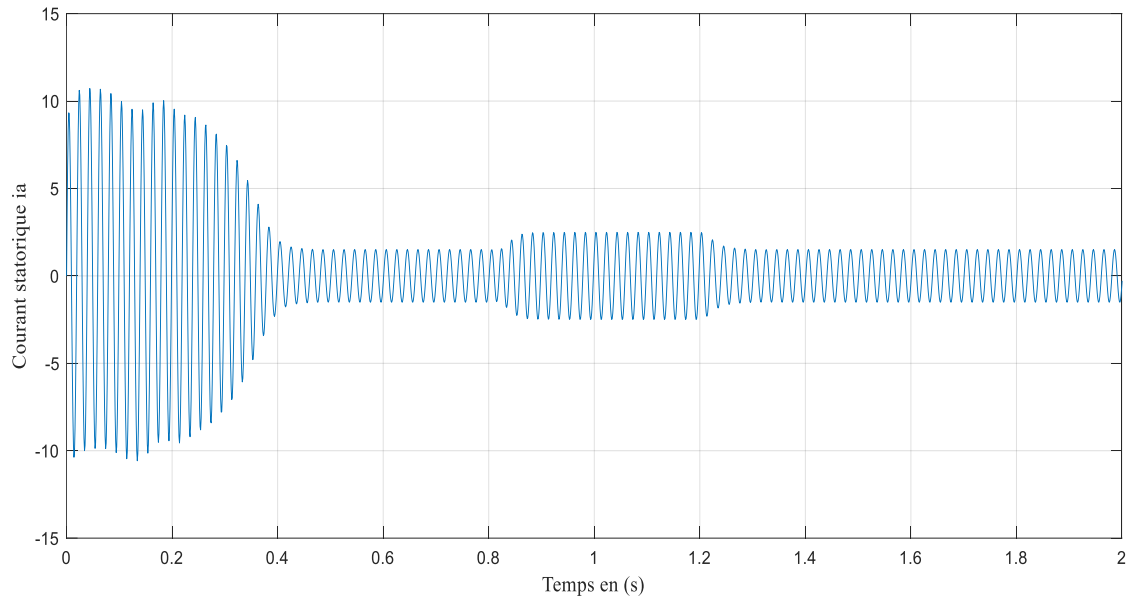


Figure Error! No text of specified style in document..10 Courant statorique en fonction de temps

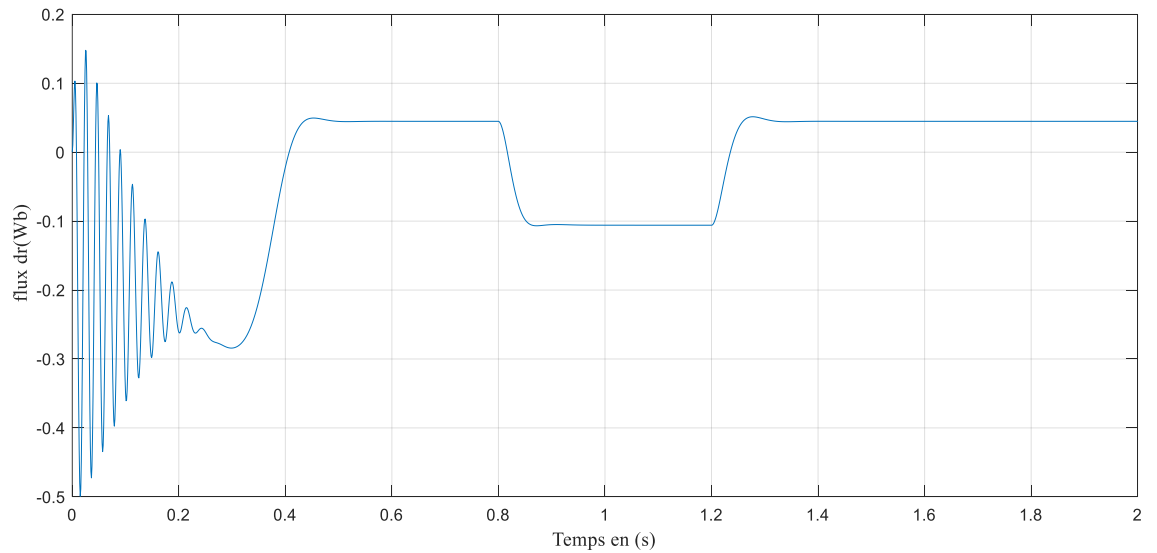


Figure Error! No text of specified style in document..11 Flux dr en fonction de temps

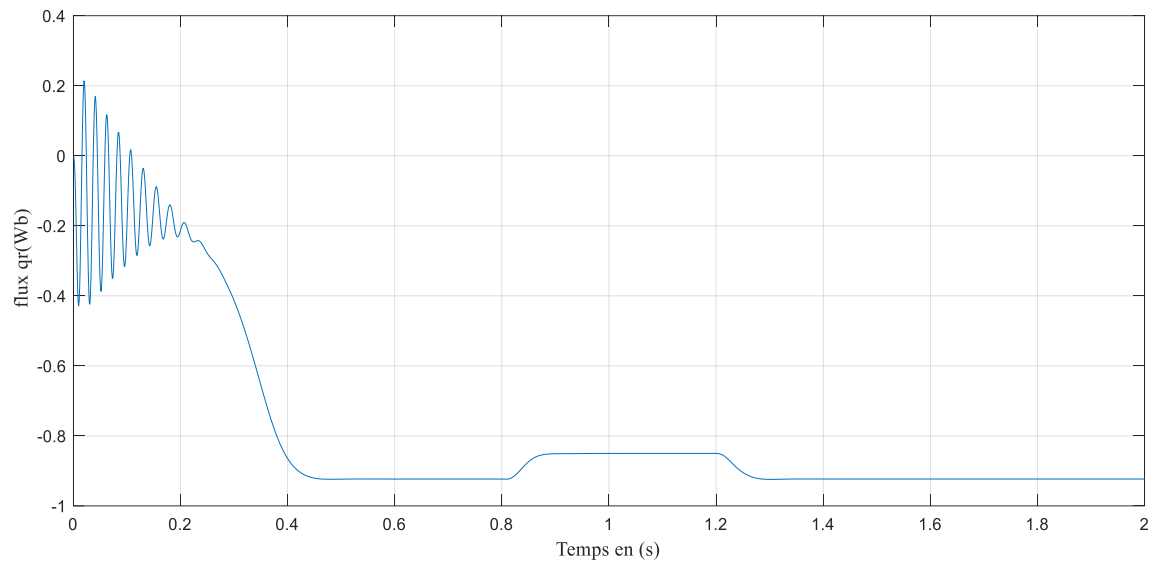


Figure Error! No text of specified style in document..12 Flux qr en fonction de temps

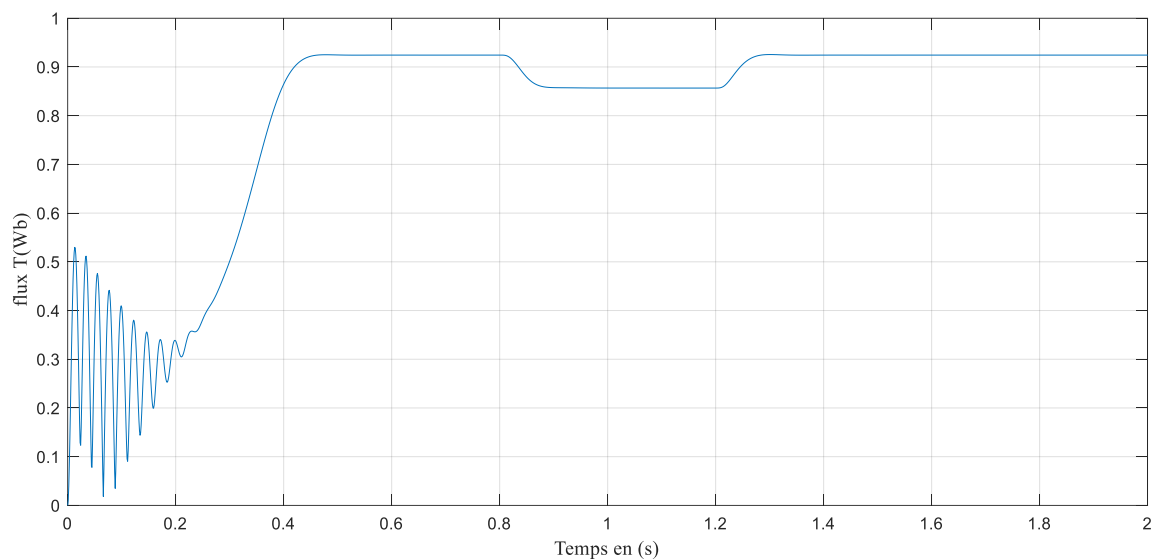


Figure Error! No text of specified style in document..13 Flux T en fonction de temps

II.6.4 Interprétation

Lorsque le couple de charge $T_r = 5 \text{ Nm}$ est appliqué dans l'intervalle de temps $[0.8 ; 1.2] \text{ s}$, nous remarquons que la valeur de la vitesse diminue à 149.9 rad / s .

Le couple électromagnétique augmente jusqu'à une valeur de 5 N.m dans l'intervalle $[0.8 ; 1.2] \text{ s}$.

on remarque que les courants statoriques vont augmenter, l'amplitude atteint une valeur de

$$i_a = 2.49A.$$

Le flux φ_r augmente à -0.85 Wb, et le flux, φ_d , diminue pour atteindre la valeur de -0.1 Wb.

II.7 Conclusion

Donc pour améliorer la réponse dynamique de la machine, et éliminer l'interaction existante entre les différentes variables, on a recours à la commande vectorielle qui permet d'avoir une commande indépendante du couple et du flux. Les résultats d'une simulation de ces commandes vectorielles seront présentés dans ce qui suit.

Chapitre III

Présentation et discussion

des

Résultats de simulation

III.1 Introduction

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle vectoriel de la machine asynchrone, on a simulé les trois régimes transitoires (démarrage à vide, introduction d'un couple de charge), et on a testé la robustesse de la commande vectorielle vis à vis à la variation des paramètres clés de la machine (L_r , et R_r).

III.2 Démarrage à vide

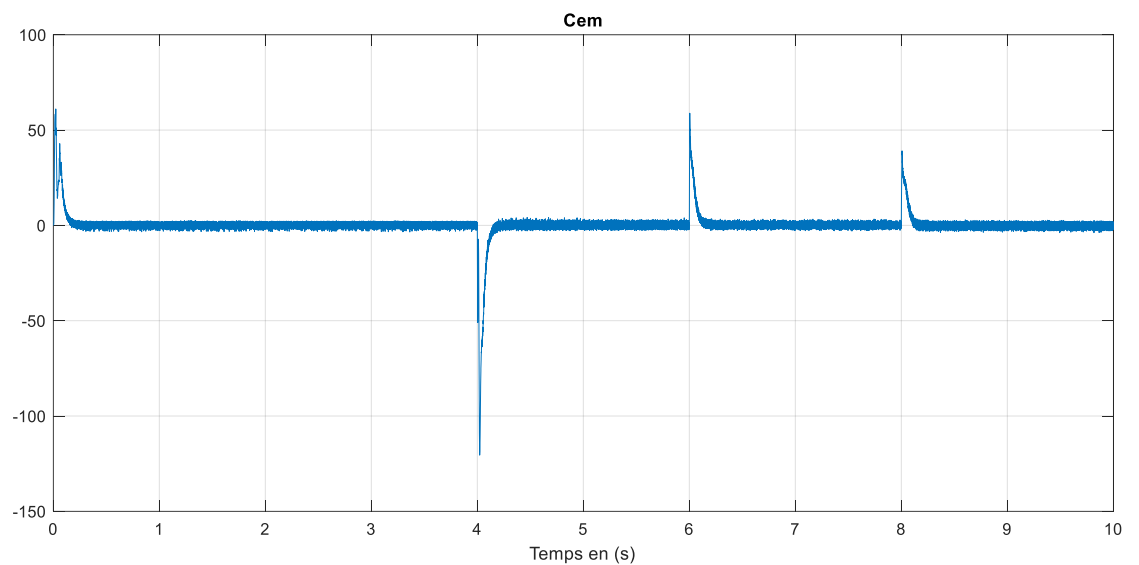


Figure Error! No text of specified style in document..1 Couple électromagnétique en fonction de temps

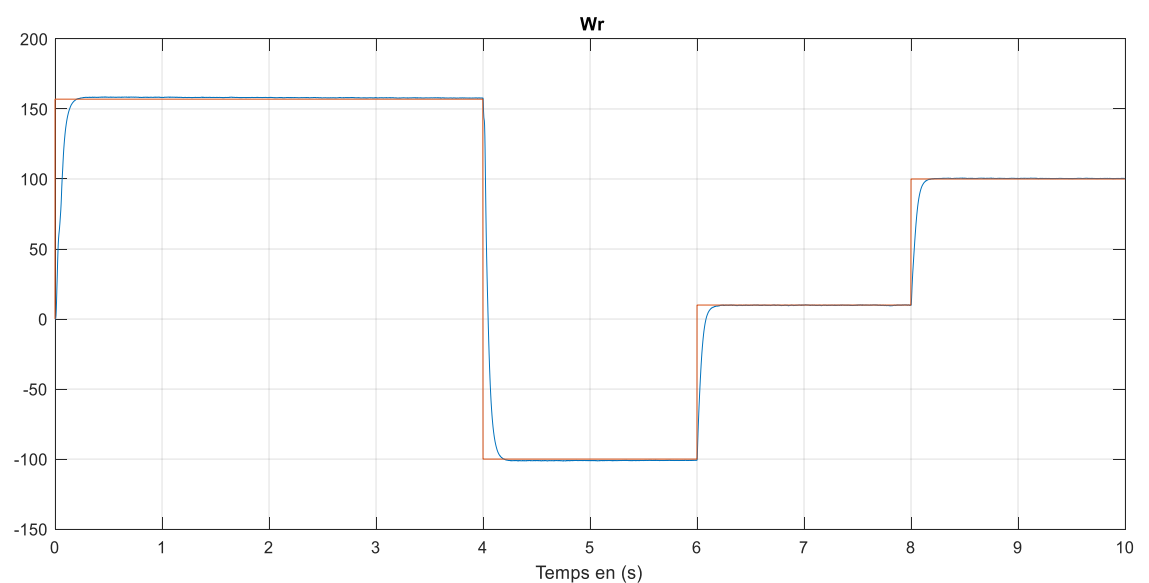


Figure Error! No text of specified style in document..2 Vitesse de rotation en fonction de temps

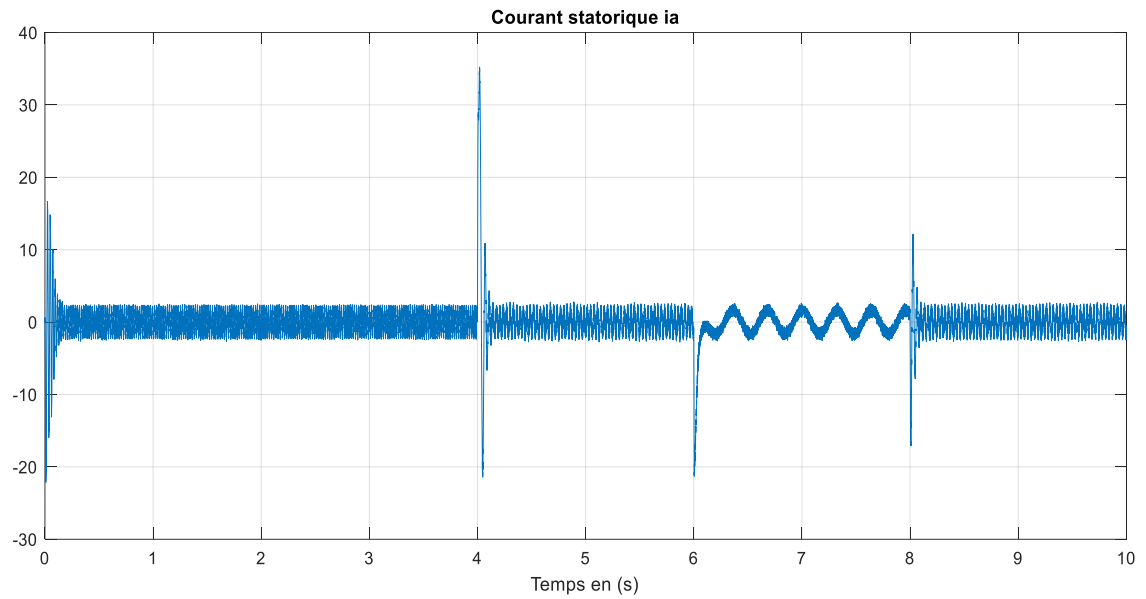


Figure Error! No text of specified style in document..3 Courant statorique en fonction de temps

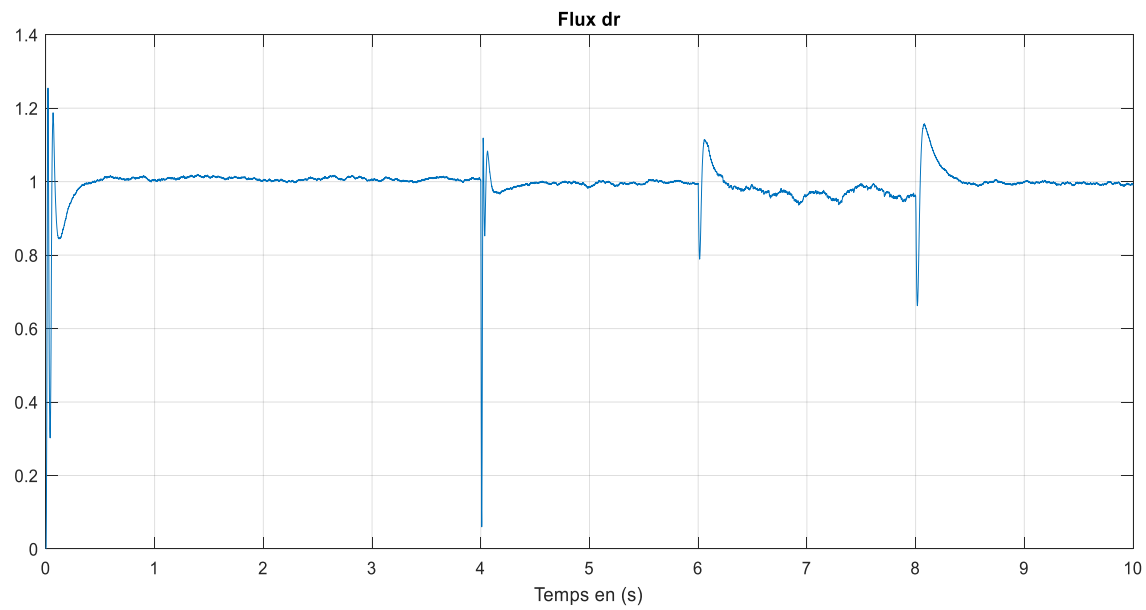


Figure III.4 Flux dr en fonction de temps

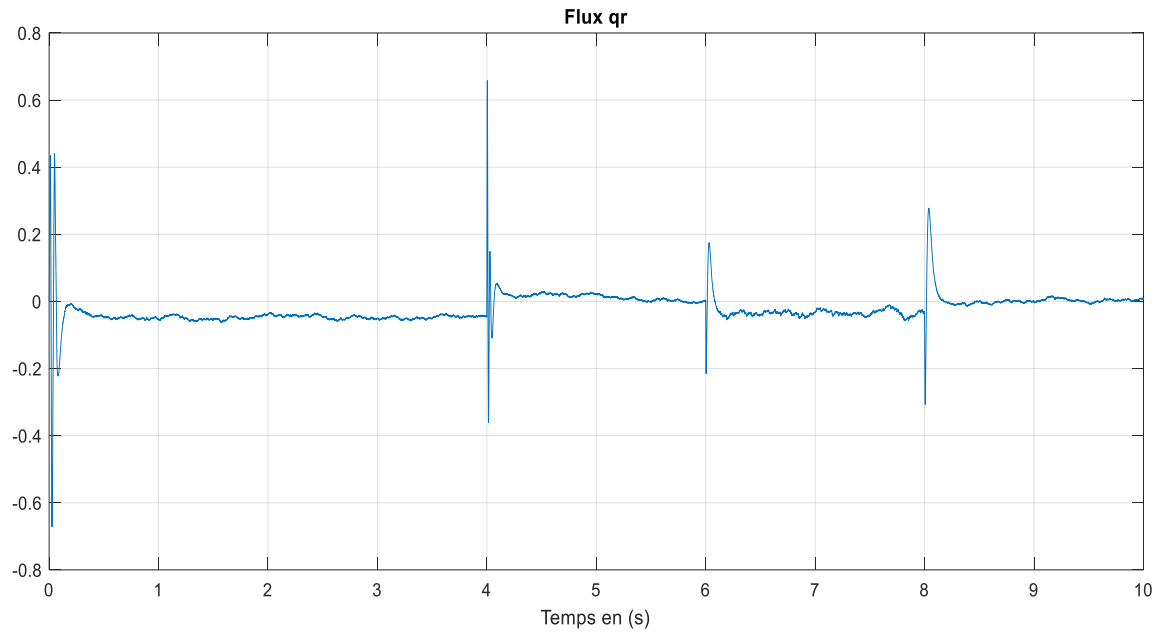


Figure III.5 Flux qr en fonction de temps

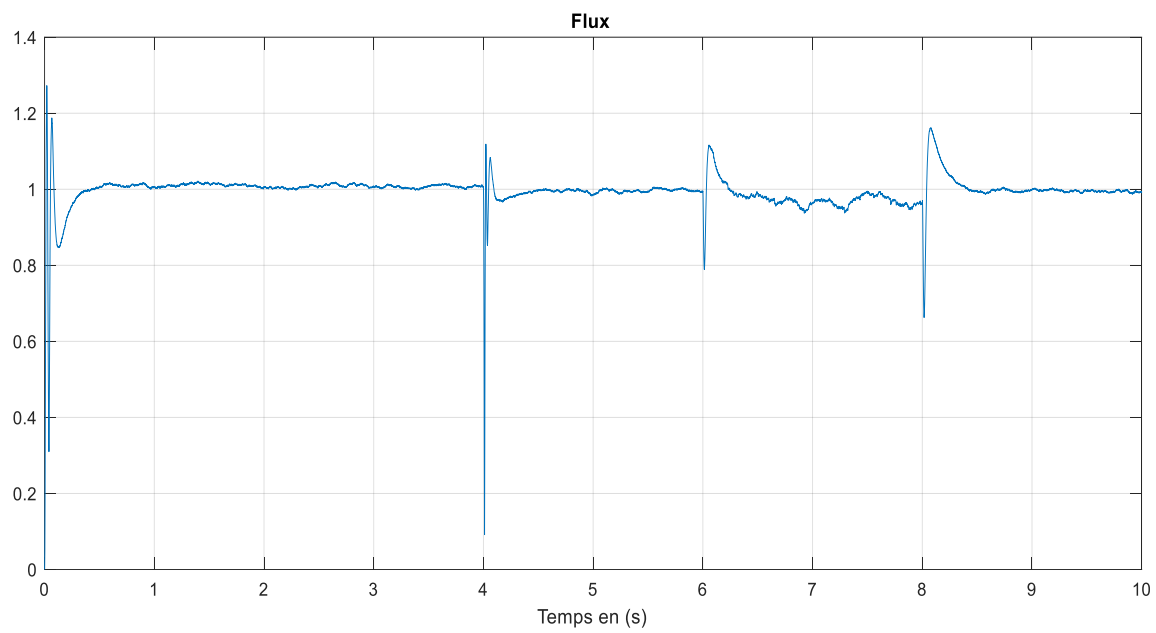


Figure III.6 Flux T en fonction de temps

III.2.1 Interprétation

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle vectoriel de la machine asynchrone, on a simulé (démarrage à vide, et inversion du sens de rotation

On a simulé le comportement d'un réglage de vitesse par PI classique de la machine asynchrone à flux orienté schématisé par la figure (I.6), lors d'un démarrage à vide avec ($\Omega_{ref} = 157 \text{ rad/s}$).

La figure (I.9) montre les performances de la régulation, on note une nette amélioration en régime dynamique, en effet la vitesse est obtenue sans dépassement au bout d'un temps de (0.2s).

Le flux rotorique marque un pic de (1.55Wb) puis se stabilise à sa valeur de référence (1 Wb) et la composante directe du flux est égale presque au flux total rotorique. Tandis Le flux rotorique marque un pic de (1.2Wb) puis se stabilise à sa valeur de référence (1 Wb) et la composante directe du flux est égale presque au flux total rotorique. Tandis que la composante en quadrature fait un dépassement puis s'annule pratiquement en régime établi ce qui montre bien l'orientation du flux rotorique.

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle vis à vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s après un démarrage à vide.

On constate d'après la figure (I.10) que le couple électromagnétique et les composantes du flux rotorique marquent des impulsions lors de l'inversion du sens de rotation de (157rad/s à -100rad/s) à l'instant ($t=4s$), puis se stabilisent en régime permanent, donc le découplage persiste toujours ce qui montre la robustesse de ce réglage face à des variations larges de vitesse.

III.3 Démarrage avec charge

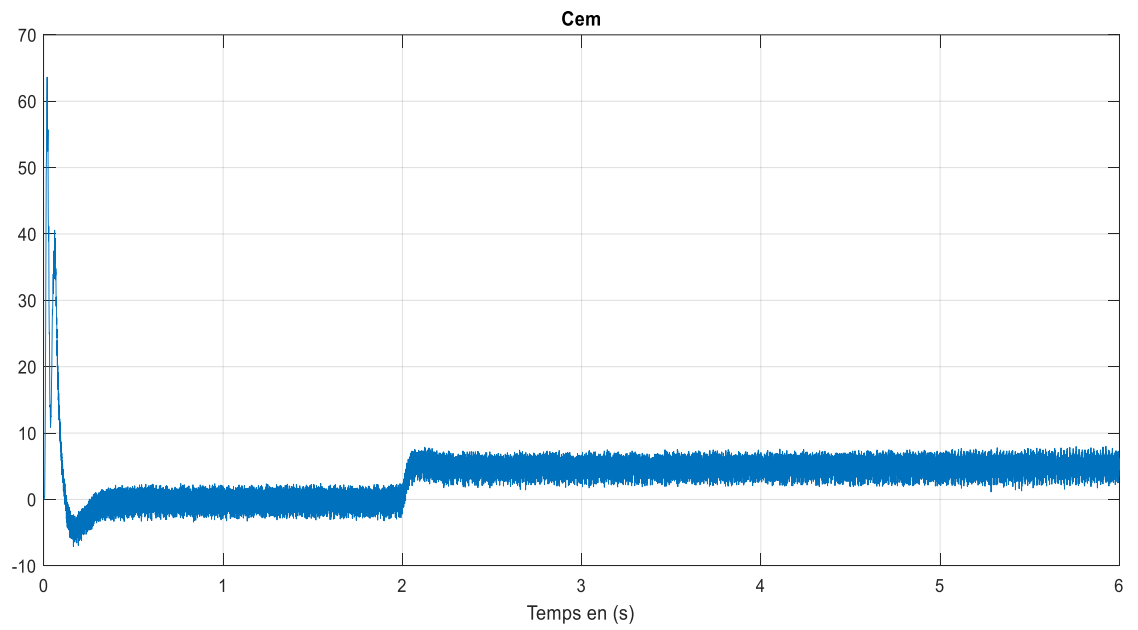


Figure Error! No text of specified style in document. III.7 Couple électromagnétique en fonction de temps

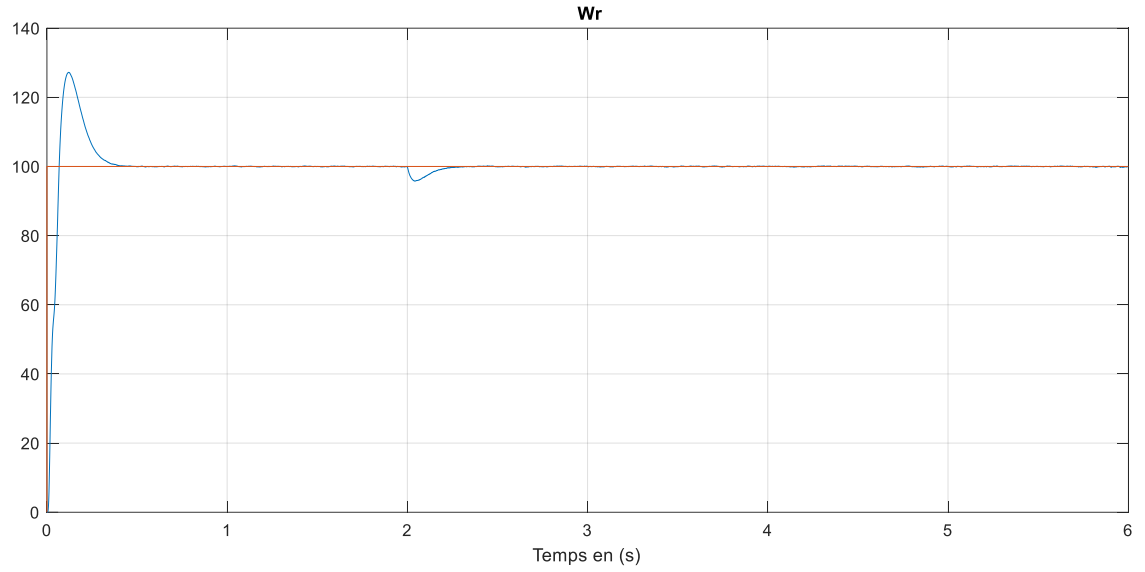


Figure III.8 Vitesse de rotation en fonction de temps

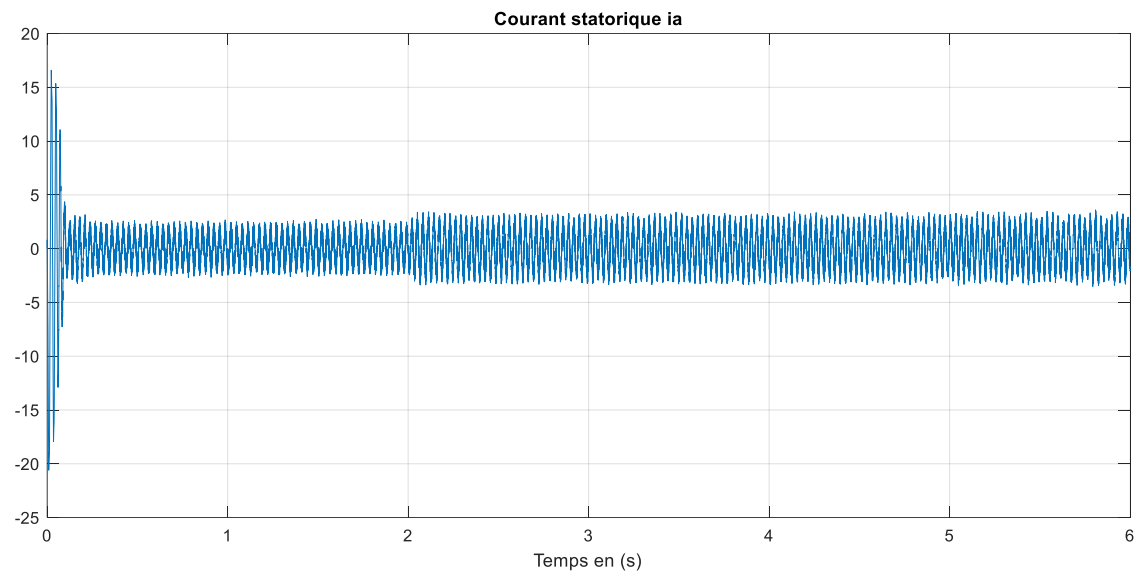


Figure III.9 Courant statorique en fonction de temps

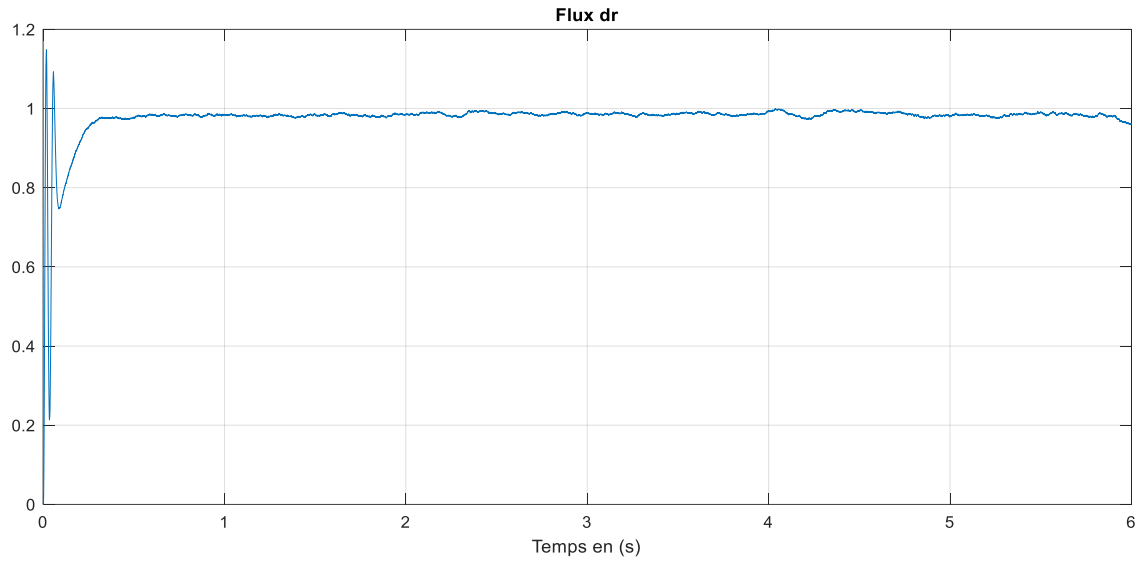


Figure III.10 Flux dr en fonction de temps

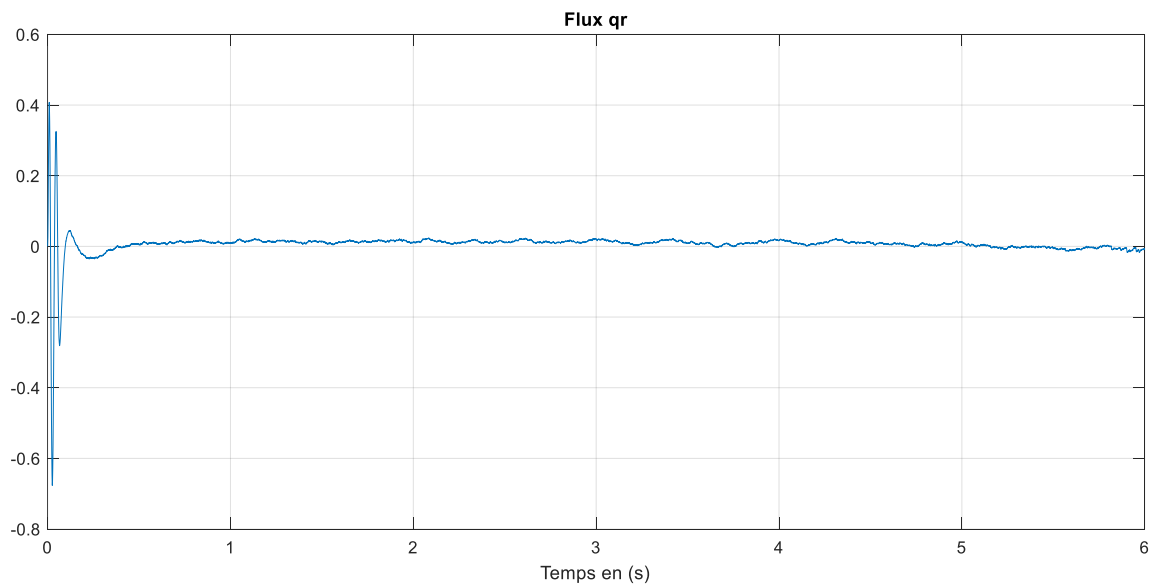


Figure III.11 Flux qr en fonction de temps

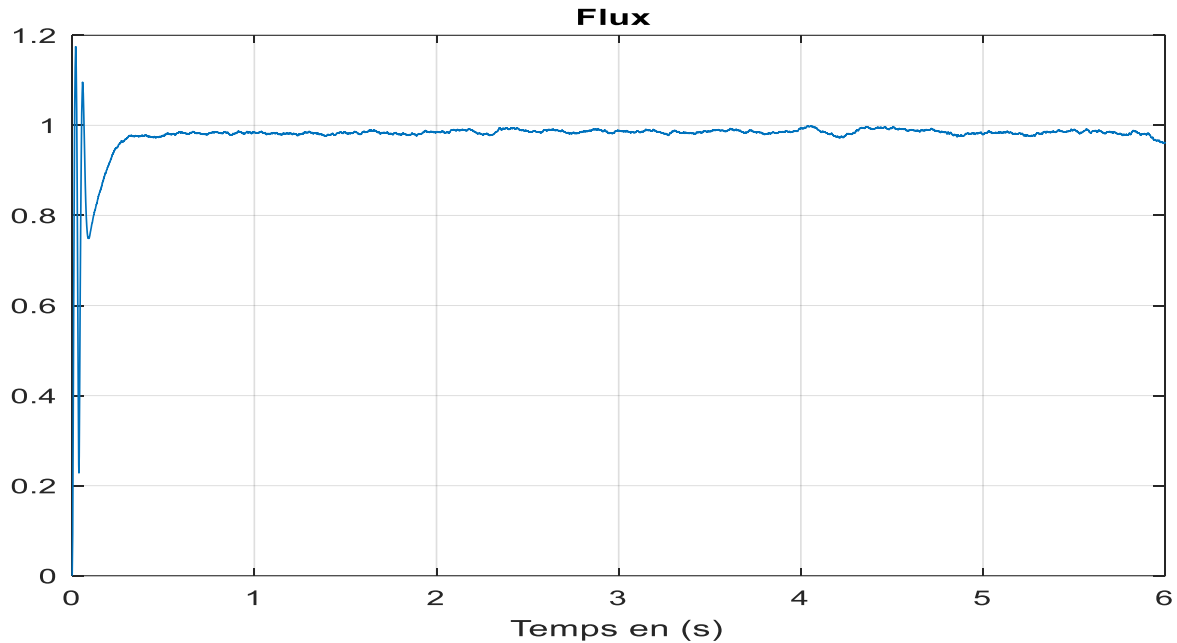


Figure III.12 Flux T en fonction de temps

III.3.1 Interprétation

Pour les résultats de la simulation, nous avons suivi la référence de

On part sans charge avec la vitesse de référence 100 rad/s à l'instant $t = 2s$, on insère un couple de charge de 5 Nm,

la vitesse atteint sa référence en un temps de réponse de 0.34s, lorsque la charge est appliquée la vitesse diminue un peu et prend la valeur 96 rad/s et revient à la vitesse de référence en 0.25s.

Le couple électromagnétique a une valeur de départ d'environ 63.64N.m, il oscille autour de zéro. Lors de l'insertion de la charge, l'oscillation augmente jusqu'à environ 5 N.m.

Les courants i_a a une forme sinusoïdale et de amplitude 16.5A au démarrage aprè il stabilise a alors une valeur 2.3A. A l'application de la charge, l'amplitude atteint une valeur de $i_a=3.2A$

Le flux q_r prendre valeur de départ 0,4Wb puis prend sa valeur nulle. Le flux d_r marque un pic de 1,2Wb puis se stabilise à la valeur de référence 1 Wb et le flux total est quasiment égal au flux d_r .

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons amélioré la réponse dynamique de la machine asynchrone au moyen du contrôle radial, où nous voyons une amélioration du temps de réponse, ainsi que le contrôle du débit et du couple

Conclusion Générale

Conclusion General

Le travail réalisé dans ce mémoire présente une étude sur l'approche de la commande vectorielle indirect des machines électriques. Le but de commander la machine asynchrone avec le maximum de dynamique selon un modèle bien spécifique, au régime transitoire, avec un découplage entre le flux et le couple qui est basé sur des termes de compensations. Ces derniers sont calculés à partir du flux consigne ou de du flux estimé.

- Dans Le premier chapitre, on a abordé la modélisation de la machine à induction commandée en tension. Le principe de la transformation de Park est appliqué sur le modèle de la machine à induction, où on a pu avoir un modèle représentant le modèle triphasé. Ce modèle est testé par simulation dont les différents résultats ont prouvé la justesse du modèle utilisé.
- Dans le deuxième chapitre nous avons alimenté le moteur asynchrone en tension électrique, et nous avons étudié et modélisé les sorties, telles que le flux et le temps de réponse. Nous avons également eu des problèmes de fonctionnement du moteur. (Le temps de réponse a été longue, et le moteur a atteint le régime Permanent, et c'est ce que nous avons essayé de nous améliorer dans le chapitre 3
- Le troisième chapitre, Les principes de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique ont été résumés, avec un calcul des différents gains des régulateurs classiques (PI) utilisés dans la commande. Différentes applications numériques sont mises en œuvre afin de visualiser la robustesse de cette commande. On a vu que la connaissance de la constante de temps rotorique est très importante car elle intervient directement dans la relation de l'autopilotage. Or, la dérive de cette dernière altère la commande et provoque la perte du découplage. La recherche bibliographique, nous a permis de voir que plusieurs études sont portées dans ce contexte.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] G.Seguir, "électrotechnique industrielle". 2^{ème} édition augmentée.1982.
- [2] G.Sturtzer, "Modélisation et commande des moteurs triphasés". Ellipses édition Marketing S.A.2000.
- [3] J.P.Caron, "Modélisation et commande de la machine asynchrone". Édition Technip Paris 95.
- [4] K. Yahia., "Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé". Mémoire de magister, université de Biskra, 2005.
- [5] C.Canudas "Modélisation contrôle vectoriel et DTC". Paris, Hermès science publication, 2000.
- [6] G.Grellet "actionneurs électriques, Principe/Modèle/Commande ". Édition Eyrolles, Paris 2000.
- [7]C.Canudas "optimisation discrétisation et observateurs" Paris, Hermès science publication, 2000.
- [8] D. Taibi " Contrôle d'un moteur à induction sans capteur de vitesse et de position " Mémoire de magister, université de Biskra, 2002.
- [9] B. Robyns, B. Francois " Commande vectorielle de la machine asynchrone". Édition Technip, 2007.
- [10] Carlos, C., "Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones", Edition Hermes Science Europe Ltd, 2000.
- [11] Carlos, C.," Optimisation, discrétisation et observateurs, commande des moteurs asynchrones", Edition Hermes Science Europe Ltd, 2000.
- [12] Al-Rouh; I.; " Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2004.
- [13] Chaouch ; S.; " Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse", Thèse de doctorat , Université Batna, 2005.
- [14] Hilairt ;M.; "Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournantes",Thèse de Doctorat de l'Université Amiens France,2001.

Annexe A

PARAMETRES DES MACHINES UTILISEES DANS LA SIMULATION

Table. I Paramètres de la machine utilisée en simulation numérique :

Nombre de paires de pôles	2
Puissance nominale kW (pour 50 Hz)	0.75
Vitesse nominale (tr/mn)	1400
Tension nominale (V)	220/380
Courant nominal (A)	3.6/2.1
Couple nominal (Nm)	5
$R_s; R_r$ (Ω)	10 ; 6.3
$L_s; L_r$ (H)	0.656 ; 0.653
M (H)	0.613
J (kg.m ²)	0.02
f_r (Nm.s))	0

- **Paramètres du réseau triphasé :** 220/380 V ; 50Hz.
- **Paramètres de l'onduleur :** $\Delta i = 0.1 A$ Bande à hystérésis.
- **Paramètres du filtre :** Capacité $C = 6 \times 10^{-3} F$. Inductance $L = 1.2 \times 10^{-3} H$.