Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Yahia Farés de Médéa
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Mémoire de Projet de Fin D'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme
de Master en électrotechnique
Spécialité : Commande électrique.

Thème

Commande direct du couple (DTC)-fermeture éclair de la machine asynchrone

Dirigé par

Pr .BOUDANA Djamal.
Pr. MOUALDIA Abedalhafidh

Préparé et présenté par

MOKADEM Rim

BENMEHIRIZ Mouna

Année Universitaire 2017-2018

Remerciements

*Le plus grand Merci revient à **Allah** qui lui seul nous a guidé dans le bon sens durant notre vie et qui nous aidé à réaliser ce modeste travail.*

*Nous tenons à remercier notre encadreur **'' BOUDANA Djamel''**, Docteur à l'université D_R. YAHIA Fares de Médéa, pour avoir d'abord proposé ce thème, et pour le suivi continu tout le long de la réalisation de ce travail*

Nous n'oublions pas à remercier *notre co-promoteur Monsieur « **MOUALDIA Abdelhafid** » , Docteur à l'université YAHIA Fares de Médéa pour ses orientations , et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils et ses directives, et d'avoir aussi au la gentillesse de lire et corriger ce travail.*

*Nous exprimons nos profondes gratitudes à **nos parents** pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont en duré.*

*Nos sincères remerciements aux **messieurs les membres du jury** pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.*

*Nous remercions également **tous les enseignants de département de génie électrique** de l'université D_R. YAHIA Fares de Médéa qui ont participé à notre formation pendant tout le cycle universitaire.*

*Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à **tous nos amis et collèges** pour tout le soutien moral et matériel…*

MOKADEM Rim.

BENMEHIRIZ Mouna.



Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

En premier lieu à ***Mes Parents*** *qui m'ont soutenu tout aux longues études.*

Je leur souhaite une longue vie et toute la joie.

A mes sœurs ***souhila*** *et* ***dalila***

Je lui souhaite la réussite dans ces études.

A mes frères ***ABDELKADER,*** *et* ***SAMIR.***

A mes collègues ***KHAOULA, SAMIA*** *et surtout à mes fidèles amies avec qui j'ai partagé le bonheur surtout* ***RIM.***

Et à tous qui m'ont connu.

MOUNA

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

***À mes très chers parents** qui ont sacrifié leur vie pour ma réussite, et pour leurs encouragements pendant toute la durée de mes études.*

A mes sœurs fatiha-hadiera-kadidja-rachida-assil.

Ames frères Mohamed-Ahmed-walid –ben isa- ishaqe.

A mes tantes, mes oncles

*A mes collègues **KHAOULA, SAMIA***

A toute la famille MOKADEM.

Sans oublier tous mes enseignants qui ont contribué et participé à ma formation, depuis le primaire à ce jour, en particulier :

Mr.boudana-djamel

Mr. Moualdia-abdelhafidh.

A toute mes amis et mes collègues surtout ma chère binôme mouna

A l'ensemble des étudiant de ma promotion, particulièrement ceux de commande électrique.

A tous ceux que j'aime, qui m'aiment et tous ceux que m'ont connu.

A tous ceux qui m'ont aidé pour réaliser ce mémoire.

Rim.

Introduction générale……I

Chapitre I : Modélisation de la machine Asynchrone

I.1 Introduction ……1

I.2 présentation de la machine asynchrone……...1

I.3 Constitution de la machine asynchrone ……..2

I.3.1 Stator…….2

I.3.2 Rotor……..3

I.4 Hypothèses simplificatrices……..3

I.5 Equations de la machine asynchrone ……4

I.5.2 Les équations magnétiques ……..4

I.5.1 Les équations électriques ……..5

I.5.3 Les équations mécaniques ……6

I.6 Transformations triphasé-biphasé ……...6

I.6.1 Transformation de Clark…….6

I.6.2 Transformation de Concordia ……7

I.6.3 Transformation de Park ……..7

I.7Application de la transformation de Park ……..9

I.8 Choix du référentiel…….9

I.8.1 Référentiel (α, β) ……....9

I.8.2 Référentiel (x, y)……10

I.8.3 Référentiel (d, q)…….10

I.9 Model de la machine asynchrone ……..10

I.9.1 Résultats du Simulations……11

I.9.1.1 Fonctionnement à vide……11

I.9.1.2 Fonctionnement en charge ……...13

I.9.2 Interprétations des résultats ……...15

I.10 Modélisation de l'onduleur de tension……16

I.10.1 Contrôle de l'onduleur par la technique MLI ……..18

I.10.2 Résultats de simulation……..19

I.10.2.1 Fonctionnement à vide……19

I.10.2.2 Fonctionnement en charge…….20

I.10.3 Interprétations des résultats ……...23

I.11 Conclusion ……23

Chapitre II : Commande direct du couple de la MAS.

II.1 Introduction ……...24
II.2 Le principe du contrôle direct du couple……..24
II.2.1 Contrôle du flux statorique……24
II.2.2 Contrôle du couple électromagnétique……25
II.3 Présentation de la structure de contrôle…….27
II.3.1 Choix du vecteur tension $\overline{V_s}$……27
II.3.2 Table de commande du flux…….28
II.3.3 Table de commande du Couple……29
II.4 Estimateurs……...30
II.4.1 Estimation du flux statorique …….30
II.4.2 Estimation du couple électromécanique……..31
II.5 Elaboration du vecteur de commande……31
II.5.1 Contrôleur de flux……31
II.5.2 Contrôleur de couple électromagnétique…….32
II.5.2.1 Correcteurs à deux niveaux……..33
II.5.2.2 Correcteurs à trois niveaux ……33
II.6 Elaboration de table de commutation…….34
II.7 Structure de la commande DTC d'une MAS……..35
II.8 Régulateur utilisé dans la commande directe du couple……35
II.9 Les avantage de la DTC……..……37
II.10 Les inconvénients de la DTC……37
II.11 Résultats de simulation……..37
II.11.3Interprétations des résultats ……...41
II.12 Conclusion……..42

Chapitre III : Commande DTC/Zipper de la MAS

III.1 Introduction……...43
III.2 Principe de la commande fermeture éclair……..43
III.3 caractéristiques du régulateur fermeture éclair (Zipper)……44
III.4 Le critère de performance du zipper [22]……44
III.4 1 Stabilité ……44
III.4 2Rapidité ……44
III.4 3 Précision……44
III.5 Synthèse de la commande et analyse de la stabilité……44
III.6 Application de commande fermeture-éclair à la MAS ……47
III.6.1 Synthèse de la loi de commande ……..48
III.7 Schéma bloc de simulation de régulateur zipper…….…….49
III.8 Résultats de simulation……50
III.9 Conclusion……54
Chapitre IV : Etude de la robustesse de la commande DTC/Zipper pour le réglage de la vitesse de la MAS
IV.1 Introduction ……55
IV.2 Perturbation……55
IV.3 Résultat de la simulation……55
IV.4 Etude de robustesse de la commande Zipper vis-à-vis la variation paramétrique……57
IV.4.1 L'effet de changement du moment d'inertie J……...57
IV.4.2 L'effet de changement de frottement……59
IV.4.3 L'effet de résistance statorique……61
IV.5 Conclusion……63

Chapitre I : Modélisation de la machine Asynchrone

Figure I.1: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée……..…1

Figure I.2: Machine asynchrone (à induction)……2

Figure I.3: Stator de machine asynchrone……..3

Figure I.4: Rotor de machine asynchrone……...3

Figure I.5: Repère de Concordia…….7

Figure I.6: Schéma de la MAS dans le repère de Park.……..8

Figure I.7: Vitesse de la MAS……11

Figure I.8: Couple électromagnétique de la MAS……..11

Figure I.9 : Flux rotorique de la MAS……12

Figure I.10 : Courant statorique de la MAS……12

Figure I.11 : Courant statorique dans l'axe q de la MAS……...……12

Figure I.12: Courant statorique dans l'axe d de la MAS……...13

Figure I.13: Vitesse de la MAS……..13

Figure I.14: Flux rotorique de la MAS……..13

Figure I.15: Couple électromagnétique de la MAS……14

Figure I.16: Courant statorique i_{as} ……14

Figure I.17: Courant dans l'axe d de la MAS……14

Figure I.18: Courant dans l'axe q de la MAS……15

Figure I.19: Schéma d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux……..16

Figure I.20 : Schéma synoptique de la MLI……..18

Figure I.21 : La forme d'onde obtenue à la sortie de la MAS alimente par onduleur MLI……18

Figure I.22 : Vitesse de la MAS à vide……19

Figure I.23 : Couple électromagnétique de la MAS à vide……19

Figure I.24 : Flux rotorique F_r de la MAS à vide……19

Figure I.25 : Courant I_{qs} de la MAS à vide…….20

Figure I.26 : Courant I_{ds} de la MAS à vide……20

Figure I.27 : Courant de phase statorique de la MAS à vide…….20

Figure I.28: Vitesse de la MAS en charge……..21

Figure I.29: Couple électromagnétique de la MAS en charge……21

Figure I.30 : Courant I_{qs} de la MAS en charge……...21

Figure I.31: Courant I_{ds} de la MAS en charge……...…..22

Figure I.32: Flux rotorique F_r de la MAS en charge……22

Figure I.33: Courant de phase statorique de la MAS en charge……..22

Chapitre II : Commande direct du couple d'une MAS

Figure II.1 : L'évolution de l'extrémité de ϕ_s pour $R_s I_s$ négligeable……..25

Figure II.2 : Choix de vecteur tension……28

Figure II.3 : Correcteur de flux à hystérise……32

Figure II.4 : Correcteur de couple à trois niveaux…….33

Figure II.5 : Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple……35

Figure II.6 : Régulation de vitesse avec correcteur PI…….36

Figure II.7 : Vitesse de la MAS……...37

Figure II.8 : Couple électromagnétique de la MAS…….38

Figure II.9 : Flux statorique de la MAS……..38

Figure II.10 : Flux statorique dans le plan Alpha-Beta……..38

Figure II.11 : Courants statorique dans le plan Alpha-Beta……39

Figure II.12: Vitesse de la MAS……..40

Figure II.13 : Couple électromagnétique de la MAS……...40

Figure II.14 : Flux statorique de la MAS…….40

Figure II.15 : Flux statorique dans le plan Alpha-Beta…….41

Figure II.16: Courants statoriques dans le plan Alpha-Beta…….41

Chapitre III : Commande DTC/Zipper de la MAS

Figure III.1 : Principe du contrôleur de la fermeture-éclair (The Zipper contrôlé)…….43

Figure III.2 : Le schéma bloc de regulateur zipper…….……..49

Figure III.3 : Schéma de structure génerale du DTC/Zipper…….50

Figure III.4 : Vitesse de la MAS……..50

Figure III.5 : Couple électromagnétique de la MAS…….51

Figure III.6 : Flux statorique de la MAS……..51

Figure III.7 : Flux statorique dans le plan Alpha-Beta…….51

Figure II.8 : Courants statorique dans le plan Alpha-Beta……..52

Figure III.9 : Vitesse de la MAS……..52

Figure III.10 : Couple électromagnétique de la MAS……..53

Figure III.11: Flux statorique de la MAS……..53

Figure III.12: Flux statorique dans le plan Alpha-Beta…….53

Figure III.13: Courants statoriques dans le plan Alpha-Beta…….54

Chapitre IV : Etude de la robustesse de la commande DTC/Zipper pour le réglage de la vitesse de la MAS.

Figure III.1 le comportament de la vitesse……55

Figure III.2 le Couple électromagnétique dans le repère……..56

Figure III.3 Courants statorique ias……56

Figure III.4 flux statorique dans repère $\alpha\ \beta$……56

Figure III.5 Le Flux statorique dans repère$\alpha\ \beta$…….57

Figure III.6 le comportament de vitesse dans repère $\alpha\ \beta$. ……58

Figure III.7 flux statorique dans repère $\alpha\ \beta$……...58

Figure III.8 Couple électromagnétique dans repère $\alpha\ \beta$……58

Figure III.9 Le Flux statorique dans repère $\alpha\ \beta$…….59

Figure III.10 Le courant$i_{\alpha s}$dans repère $\alpha\ \beta$ ...……..59

Figure III.11 le comportament de vitesse dans repère $\alpha\ \beta$**.....**60

Figure III.12 Couple électromagnétique dans repère $\alpha\ \beta$……...60

Figure III.13 le Flux statorique dans repère$\alpha\ \beta$……60

Figure III.14 Le courant ias……..……61

Figure III.15 flux statorique dans repère$\alpha\ \beta$……..61

Figure III.16 la comportament de vitesse dans repère$\alpha\ \beta$…….62

Figure III.17 Couple électromagnétique dans repère $\alpha\ \beta$……..62

Figure III.18 Flux statorique dans repère $\alpha\ \beta$…….62

Figure III.19 Flux statorique dans repère$\alpha\ \beta$…….63

Liste de tableaux

Chapitre II

Tableau II.1 : Commande de flux……..….29

Tableau II .2 : Commande de couple……..29

Tableau II .3 : Tableau de commande de deux cas de control de couple et de flux...29

Tableau II.4 : Table de commande tentant compte des deux cas du contrôleur de couple……...34

Notation et symbole

R_s : Résistance statorique par phase

R_r : Résistance rotorique par phase

T_r : Constante de temps rotorique (L_r/R_r)

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases rotorique

M_s:Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

J : Moment d'inertie des parties tournantes

P : Nombre de paires de pôles

f : Coefficient de frottements visqueux

σ: Coefficient de dispersion

$[L_S]$: Matrice d'inductance statorique

$[L_r]$: Matrice d'inductance rotorique

$[L_{Sr}]$: Matrice des inductances mutuelles stator − rotor

x_{ref} :Consigne de x

U_{min} : Commande minimale.

U_{max} : Commande maximale.

Repères

a_s, b_s, c_s: Les trois phases du stator

a_r, b_r, c_r: Les trois phases du rotor

$\alpha\ \beta$:Les axes du référentiel de Concordia

$d\ q$:Les axes du référentiel de park

θ_r : Positon du rotor par rapport à l'axe d

θ_s : Positon du rotor par rapport à l'axe q

θ : Positon du rotor par rapport au stator

Grandeurs électriques du stator

$\boldsymbol{V_{s\ as,bs,cs}}$ **:** Tension statorique des phases as, bs, ou cs

V_{sd} **:** Tension statorique selon l'axe d

V_{sq} **:** Tension statorique selon l'axe q

$i_{s\ as,bs,cs}$ **:** Courant statorique des phases a, b, c

i_{sd} **:** Courant statorique selon l'axe d

i_{sq} **:** Courant statorique selon l'axe q

Grandeurs magnétiques du stator

$\phi_{s\ as,bs\ ,cs}$: Flux statorique des phases as, bs, cs

ϕ_{sd}: Flux statorique selon l'axe d

ϕ_{sd}: Flux statorique selon l'axe q

Grandeurs électriques du rotor

$V_{s\ ar,br,cr}$: Tension rotorique des phases ar, br, cr

$i_{s\ ar\ br\ \ cr}$: Courant rotorique des phases ar, br, cr

V_{rd}: Tension rotorique selon l'axe d

V_{rq}: Tension rotorique selon l′axe q

i_{rd}: Courant rotorique selon l′axe d

i_{rd}: Courant rotorique selon l'axe q

Grandeurs magnétiques du rotor

$\phi_{s\ ar,br\ ,cr}$: Flux rotorique des phases ar, br, cr

ϕ_{rd}: Flux rotorique sur l'axe d

ϕ_{rq}: Flux rotorique sur l'axe q

Grandeurs mécaniques

Ω **:** Vitesse de rotation de la MAS

C_{cem}: Couple électromagnétique de la MAS

ω_s: Pulsation électrique statorique

ω_r **:** Pulsation électrique rotorique

C_r: Couple résistant

K_p: Coefficient de proportionnalité

K_i: Coefficient de l'action Intégral

Symboles techniques

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

DTC : Direct Torque Control

PI : Proportionnel Intégral

IGBT : transistor bipolaires à grille isolée

GTO : thyristors commandée à l'ouverture

Résumé

تلخيص:

خصص هذا العمل للتحكم في هيكل يتكون من آلة غير متزامنة تعمل بواسطة المموج.

في البداية ، تركز هذه الدراسة على نمذجة الآلة غير المتزامنة. النموذج الذي تم الحصول عليه هو نموذج متعدد المتغيرات، غير خطي ومقترن بقوة مما يصعب من عملية التحكم المطبقة عليه. في الخطوة الثانية، كان التركيز على السيطرة المباشرة لعزم الدوران لآلة غير متزامنة, هذا التحكم يجعل نموذج الآلة غير متزامنة مشابهًا تماما لنموذج آلة التيار المستمر.

تم تطبيق تقنية تحكم جديدة و المعروفة باسم " السحاب"، لتعديل سرعة الآلة غير المتزامنة متبوعًا باختبار متانة التحكم المقترح. تتميز هذه البنية ببساطتها ,قوتها واستقرارها.

Résumé :

Ce travail est consacré à la commande d'une structure constituée d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension.

Dans un premier temps, cette étude s'attache à la modélisation de la machine asynchrone. Le modèle obtenu est multivariable, non linéaire et fortement couplé ce qui rend sa commande difficile. Dans un second temps, l'accent a été mis sur la commande directe du couple (DTC) de la MAS, cette commande permet de rendre le model de la MAS similaire au modèle de MCC.

Une nouvelle technique de commande, fermeture éclair, a été appliquée au réglage de la vitesse de la MAS suivi d'un test de robustesse de la commande proposée. Cette structure a l'avantage d'être simple, robuste et stable.

Mots clés : Zipper, Robustesse, Stabilité, Moteur Asynchrone, Systèmes non linéaires, commande DTC, Fermeture éclair.

Abstract

This work is devoted to the control of a structure consisting of an asynchronous machine powered by a voltage inverter.

At first, this study focuses on the modeling of the asynchronous machine. The model obtained is multivariable, non-linear and strongly coupled which makes its control difficult. In a second step, the focus was put on the direct control of the couple (DTC) of the MAS; this command makes the MAS model similar to the MCC model.

A new control technique, zipper, has been applied to the speed adjustment of the MAS followed by a robustness of the proposed control. This structure has the advantage of being simple, robust and stable.

Keywords: Robustness, stability, asynchronous motor, nonlinear systems. Direct torque command (DTC), Zipper.

Introduction Générale

Introduction générale

Au fil du temps, les moteurs asynchrones sont devenus de plus en plus utilisés dans l'industrie en comparaison aux moteurs à courant continu et synchrone pour divers utilisations. Les machines à induction, comme tous les autres types des machines électriques, transforment l'énergie électrique en énergie mécanique. Cette transformation fait intervenir des aspects électriques, électromagnétiques, thermiques et mécaniques. Pour chacun de ces phénomènes physiques, il existe autant de modèles mathématiques destinés à des applications données. Ces derniers modèles se retrouvent couplés par différentes grandeurs physiques.

La machine asynchrone, de par sa construction et sa robustesse, assure une large plage d'application au domaine de l'industrie. Son exploitation pour fournir de l'énergie mécanique est excellente. Par contre, son utilisation comme variateur de vitesse, telles que les machines à courant continu, a été tardive à cause de sa complexité en commande.

Ainsi, des différentes commandes ont été développées, pour en faire de cette machine un véritable variateur de vitesse, à savoir la commande vectorielle par orientation du flux, et la commande directe du couple,

Le but de notre travail consiste à l'étude d'une nouvelle commande (Le régulateur zipper). Dans ce cadre, le présent travail décrit une étude détaillée de la commande de la vitesse de la machine asynchrone triphasée par régulateur Zipper [ ].

Notre mémoire est organisé en quatre chapitres, dont le contenu est succinctement résumé ci-dessous :

Le premier chapitre est consacré à l'étude de la machine asynchrone en s'articulant sur la fameuse transformation de Park. En donnant la constitution de la machine, le principe de fonctionnement, le développement mathématique, ainsi que la modélisation de cette dernière alimentée d'abord par le réseau ensuite par un onduleur de tension triphasé. La machine sera représentée par un modèle d'état qui fera l'objet d'une simulation par le logiciel MATLAB, dans le but de valider cette approche.

Le deuxième chapitre est dédié à l'application de la commande directe du couple à la machine asynchrone. Ses résultat de simulation de l'association commande DTC-onduleur – MAS sont présentés.

Nous aborderons dans le troisième chapitre le principe de régulateur zipper, les caractéristique, La loi de commande ainsi que les avantages de ce dernier, puis on a appliqué cet technique de commande au réglage de la vitesse de la MAS.

Dans le dernier chapitre nous nous sommes intéresse à la robustesse de la commande DTC/ fermeture éclair appliquée à la MAS, suivi par une étude comparative entre la commande proposée et le régulateur PI.

Enfin, on terminera par une conclusion générale discutant les résultats obtenus et les perspectives à entreprendre dans les futurs travaux.

Chapitre I

Modélisation de la machine Asynchrone

I.1 Introduction

Le Moteur Asynchrone, ou Moteur à Induction, est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse synchrone; il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Néanmoins, le modèle de la MAS est multi variables, non linéaire et fortement couplé ce qui rend sa commande très difficile.

Grace aux progrès considérables de la micro-électronique et de l'électronique de puissance, le découplage entre le flux et le couple devient réalisable. Ainsi, on peut obtenir des performances dynamiques similaires à celles des machines à courant continu à excitation séparée qui sont simple à commander.

L'objectif de ce chapitre est la modélisation de la machine asynchrone (MAS) alimentée par un onduleur de tensions triphasés. Nous présentons dans un premier lieu, les modèles de base de la modélisation de la machine alimentée en tension, ensuite nous simulons le comportement de l'association MAS-onduleur de tension [1].

I.2 présentation de la machine asynchrone

La machine asynchrone comporte six bobinages, trois au stator alimenté par un courant triphasé et trois au rotor en court-circuit, les bobinages statoriques sont déphasés d'un angle électrique de $\frac{2\pi}{3}$ l'un par rapport à l'autre dans l'espace (figure I.2) [2].

Où :

θ_r : est l'angle mécanique électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

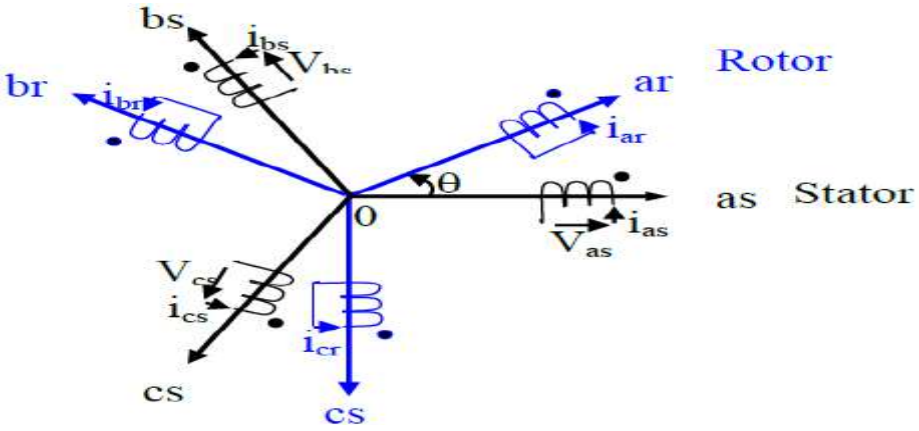


Figure I.1: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I.3 Constitution de la machine asynchrone [2]

La machine asynchrone généralement est constituée des éléments nécessaires suivants (figure I.2) :

- Le stator est identique à celui de la machine synchrone. Il possède (p) paires de pôles,
- Le rotor est constitué d'une masse métallique en aluminium pour l'alléger.

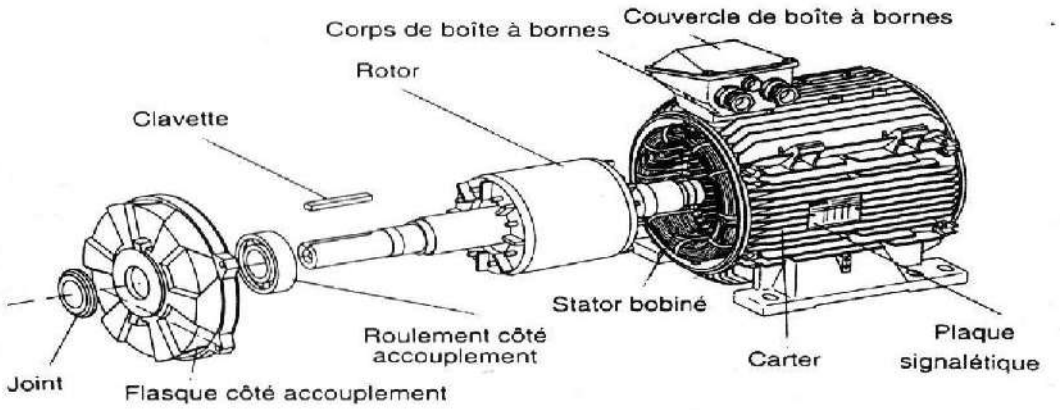


Figure I.2: Machine asynchrone (à induction).

I.3.1 Stator

Est la partie fixe de la machine, il est constitue de trois enroulements (bobines) parcours par des courants alternatifs triphasés. Cet enroulement est aussi appelé « inducteur », les enroulements sont logés dans des encoches d'une armature cylindrique. Ce stator alimenté par des courants triphasés crée un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme [2] :

$$n_s = \frac{f}{p} \qquad \text{(I.1).}$$

Où :

n_S : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en $tr.s^{-1}$.

f: fréquence: Hz.

p : nombre de paires de pôles.



Figure I.3: Stator de la machine asynchrone.

I.3.2 Rotor

Le rotor n'est relie a aucune alimentation. Il tourne à la vitesse de rotation (n) cette enroulement est aussi appelé « l'induit » [2]. Il se présente en deux formes :

-rotor à cage d'écureuil,

-rotor bobiné.

La vitesse de rotation dans le fonctionnement moteur est inferieur à la vitesse de synchronisme .on définit le glissement par :

$$g=\frac{n_s-n}{n_s} \qquad \text{(I.2).}$$



Figure I.4: Rotor de machine asynchrone.

I.4 Hypothèses simplificatrices [3]

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices :

- l'entrefer constant,
- l'effet d'encoche néglige,

- distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale,
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- pertes ferromagnétiques négligeables,
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Parmi les conséquences importantes des ces hypothèses on peut citer **[8]:**

- les inductances propres sont constantes,
- le flux magnétique est fonction linéaire du courant,
- l'invariance des résistances statoriques et rotorique,
- les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotorique sont en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.5 Equations de la machine asynchrone

La MAS comporte trois types d'équation défini comme suit :

- Les équations électriques,
- Les équations magnétiques,
- Les équations mécaniques.

I.5.1 Les équations électriques

Par l'application de la loi d'Ohm, l'équation des tensions des trois phases statoriques et rotorique sont données respectivement par [3] :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt}\phi_{as} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d}{dt}\phi_{bs} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d}{dt}\phi_{cs} \end{cases} \quad \text{(I.3).}$$

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt}\phi_{ar} \\ V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d}{dt}\phi_{br} \\ V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt}\phi_{cr} \end{cases} \quad \text{(I.4).}$$

Les équations (1.3) et (1.4) peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivante:

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abcs}] \quad \text{(I.5).}$$

$$[V_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abcr}] \quad \text{(I.6).}$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Et : $[V_{abcs}]=[V_{as}\,V_{bs}\,V_{cs}]^T$,

$[V_{abcr}]=[V_{ar}\,V_{br}\,V_{cr}]^T$,

$[i_{abcs}]=[i_{as}\,i_{bs}\,i_{cs}]^T$,

$[i_{abcr}]=[i_{ar}\,i_{br}\,i_{cr}]^T$.

I.5.2 Les équations magnétiques

Les équations magnétiques entre les flux et les courants sont :

$$[\phi_{abcs}] = [L_{ss}][i_{abcs}] + [M_{sr}]\ [i_{abcr}] \quad \text{(I.7).}$$

$$[\phi_{abcr}]=[L_{rr}][i_{abcr}]+[M_{rs}]\ [i_{abcs}] \quad \text{(I.8).}$$

Avec :

$$[\phi_{abcs}]=\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad ,[\phi_{abcr}]=\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}$$

Où :

$[\phi_s]$: Matrice de flux statorique,

$[\phi_r]$: Matrice de flux rotorique.

Les matrices des inductances statorique et rotorique sont données par :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad \text{(I.9).}$$

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

Où :

$[M_{sr}]$: Represente la matrice des inductances mutuelles entre stator et rotor.

M_{sr} :Représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statorique et rotorique.

L'inductance entre le rotor et stator est considérée identique :

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

I.5.3 Les équations mécaniques

L'équation mécanique de la MAS est donnée par:

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \qquad \text{(I.11).}$$

Sous forme développée, nous aurons les expressions de la MAS est :

$$[V_{sabc}] = [R_s] : [i_{sabc}] + [L_s]\frac{d}{dt}[i_{sabc}] + [\mathrm{M}_{sr}]\frac{d}{dt}[i_{rabc}] \qquad \text{(I.12).}$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] : [i_{rabc}] + [L_r]\frac{d}{dt}[i_{rabc}] + [\mathrm{M}_{sr}]\frac{d}{dt}[i_{sabc}] \qquad \text{(I.13).}$$

I.6 Transformations triphasé-biphasé

Le but de l'utilisation de ces transformations est de simplifier l'étude de la MAS. En effet, on passe d'un système triphasé abc vers un système biphasé α β, ou d q. Il existe principalement trois transformations :

- la transformation de Clark.
- la transformation de Concordia.
- la transformation de Park.

I.6.1 Transformation de Clark

La transformation de Clark [5] est un outil mathématique utilisé en électrotechnique et en particulier pour la commande vectorielle afin de modéliser un système triphasé grâce à une base traditionnellement nommée$\alpha\,\beta$. Les grenadeurs transformées sont généralement les courants, les tensions ou les flux telle que :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \qquad \text{(I.14).}$$

I.6.2 Transformation de Concordia

La transformation de Concordia [5] , est très similaire à la transformée de Clark, à la différence qu'elle est unitaire. Les puissances après transformation sont donc les mêmes que dans le système initial, ce qui n'est pas le cas pour la transformée de Clark.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{(I.15).}$$

L'axe α étant confondu avec l'axe **a**.

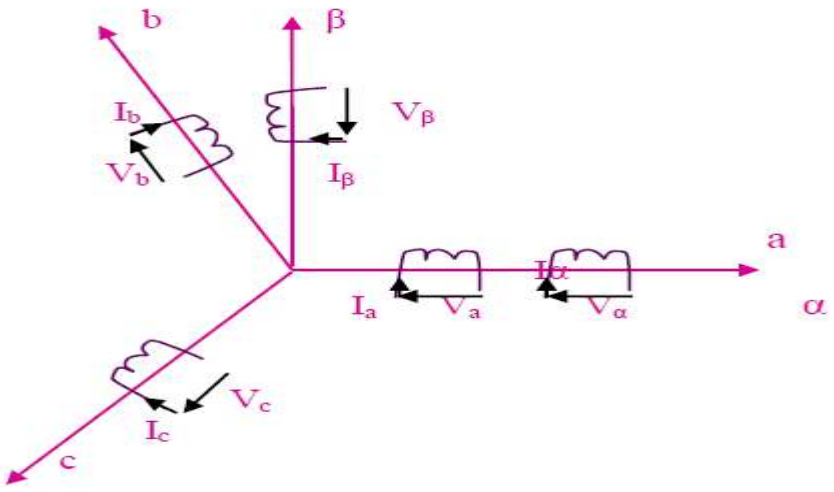


Figure I.5: Repère de Concordia.

I.6.3 Transformation de Park :

La transformation de Park [5], est souvent appelée transformation à deux axes. Physiquement, l'application de cette transformation à la MAS correspond à une transformation des trois bobines (statorique) à deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations ou aspects en termes de f.m.m, de flux, de couple ou du moins une image qui leur sera parfaitement proportionnelle.

A partir du repère de la (fig. II.2) on ajoute un autre repère, ce référentiel est caractérise par un système d'axe (d q) tournant à la vitesse $w_s = \frac{d\theta_s}{dt}$; par rapport au stator, ce repère est souvent appelé repère de Park (fig. II.3). On peut définir une matrice de passage du repère $(\alpha, \beta, 0)$ au repère (d, q, 0). Cette matrice est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad \text{(I.16).}$$

La transformation de Park est la transformation unique permettant le passage direct du système triphasé au système diphasé tournant, cette transformation notée [P], est définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(I.17).}$$

On définit, de la même façon la matrice inverse $[P]^{-1}$permettant le passage du repère diphasé au repère triphasé.

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(I.18).}$$

On remarque que P^{-1}=P^{-T} , ainsi cette transformation est orthogonale.

Le passage des variable $X_{a,b,c}$ aux variables $X_{d,q}$et inversement s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{(I.19).}$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad \text{(I.20).}$$

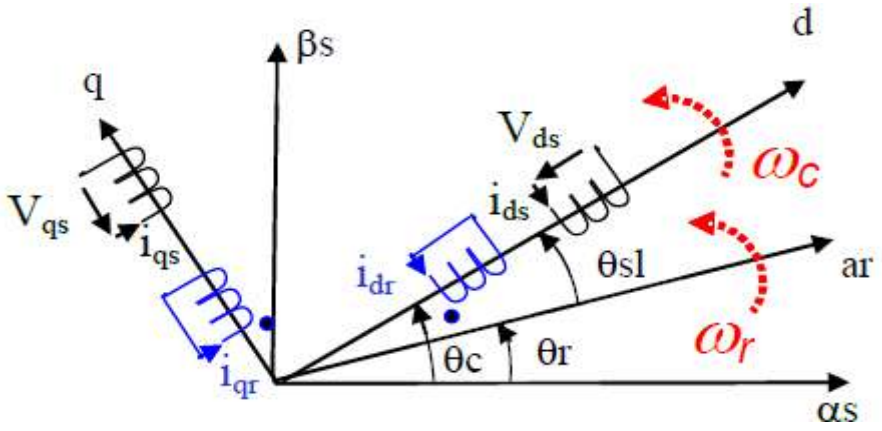


Figure I.6: Schéma de la MAS dans le repère de Park.

Où :

θ_r: l'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A",

θ_s : l'angle entre la phase statorique "a" et l'axe direct "d",

θ_{s1}: l'angle entre la phase rotorique "A" et l'axe direct "d",

ω_r : vitesse angulaire électrique du rotor,

I.7Application de la transformation de Park

Les équations générales des tensions s'obtiennent en écrivant la loi de Faraday pour chacun des enroulements statoriques et rotorique et après l'application de la transformation de Park []

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt}\phi_{ds} - w_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt}\phi_{qs} + w_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}\phi_{dr} - (w_s - w_r)\phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}\phi_{qr} + (w_s - w_r)\phi_{dr} \end{cases} \quad \text{(I.21).}$$

Avec :

ω_s : vitesse angulaire du repère biphasé.

Les équations de flux sont données par :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_s I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad \text{(I.22).}$$

Le couple électromagnétique s'écrit:

$$C_{em} = pL_m(I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}) \quad \text{(I.23).}$$

I.8 Choix du référentiel [12]

Il existe trois référentiels :

- Référentiel lie au stator d'axe (α, β) lorsque $(w_s = 0)$,
- Référentiel lie au rotor d'axe (x, y) lorsque $(w_s = w_r)$,
- Référentiel lie au champ tournant d'axe (d, q) lorsque $(w_{s1} = w_s - w_r)$=gw_s.

I.8.1 Référentiel (α, β)

C'est celui que fixe les axes d et q sur les axes $\alpha_s$etβ_s liés au stator. Dans ce cas

$\theta_s = 0$ est constant

Les termes en

$\frac{d\theta_s}{dt}$=0 ;$\frac{d\theta_{s1}}{dt}$ =$\frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = -w_r$

Ce repère est intéressant lorsque les grandeurs statoriques réelles sont recherchées. Il l'est aussi pour l'étude des régimes transitoires à grande variation de vitessew_r, quelle que soit la fréquence d'alimentation.

I.8.2 Référentiel (x, y)

C'est celui ou les axes d et q sont fixe par rapport au rotor. Dans ce cas θ_{s1}est constant

$$\frac{d\theta_s}{dt} = w_s \text{et} \frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = 0.$$

Ce repère est intéressant pour l'observation des grandeurs réelles rotoriques et lorsque w_s est constant.

I.8.3 Référentiel (d, q)

Les axes d, q sont fixes par rapport ou champ tournant, dans ce cas :

$$\frac{d\theta_s}{dt}=w_s \;;\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = w_s - w_r$$

Ce repère est intéressant lorsque la fréquence d'alimentation est constante car les grandeurs transformées dans les axes d et q deviennent des constantes, c'est-à-dire des grandeurs continues et il est facile de les réguler.

I.9 Model de la machine asynchrone

Le model d'état de la machine asynchrone dans le repère (q,d), après transformation, est donné par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}I_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s}\left[-\left(R_S + \frac{L_M^2}{L_r T_r}\right)I_{ds} + W_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_M}{L_r T_r}\phi_{dr} + \frac{L_M}{L_r}W_r \phi_{qr} + V_{ds}\right] \\ \frac{d}{dt}I_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s}\left[-W_s \sigma L_s I_{ds} - \left(R_S + \frac{L_M^2}{L_r T_r}\right)I_{qs} - \frac{L_M}{L_r}W_r \phi_{dr} + \frac{L_M}{L_r T_r}\phi_{dr} + V_{qs}\right] \\ \frac{d}{dt}\phi_{dr} = \frac{L_M}{T_r}I_{ds} - \frac{1}{T_r}\phi_{dr} + (\mathrm{w_s} - \mathrm{w_r})\phi_{qr} \\ \frac{d}{dt}\phi_{qr} = \frac{L_M}{T_r}I_{qs} - (\mathrm{w_s} - \mathrm{w_r})\phi_{dr} - \frac{1}{T_r}\phi_{qr} \\ \frac{d}{dt}\Omega_r = \frac{1}{J}\left[p\frac{L_M}{L_r}(\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) - C_r - f\Omega_r\right] \end{cases} \quad \text{(I.24).}$$

Où :

$\sigma = 1 - \frac{\mathrm{M}^2}{\mathrm{L_s L_r}}$: Coefficient de dispersion.

$T_r=\frac{L_r}{R_r}$:constante de temps rotorique.

I.9.1 Résultats du Simulations

I.9.1.1 Fonctionnement à vide

Les résultats de simulation des figures (Fig. I.7-I.12) représentent les caractéristiques électriques et électromagnétiques du moteur asynchrone à vide alimenté directement par le réseau triphasé.

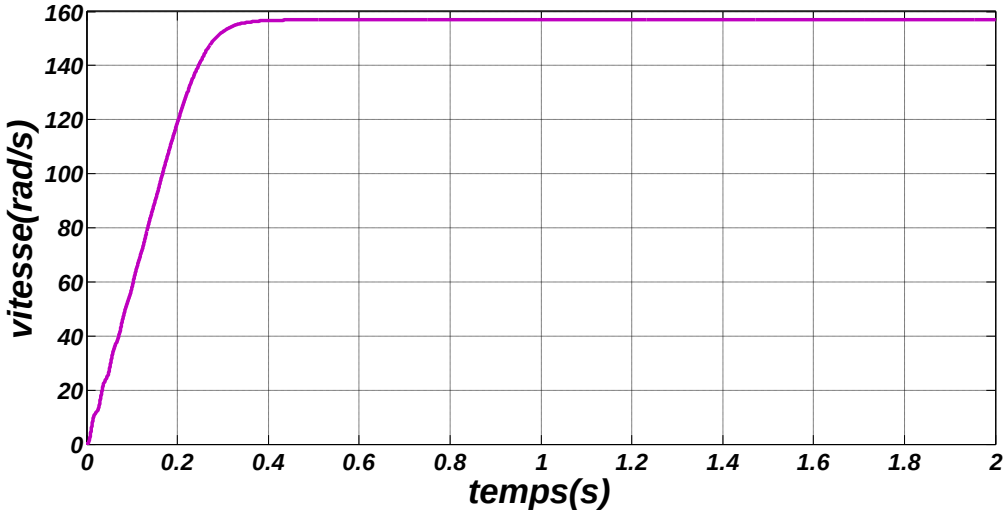


Figure I.7 : Vitesse de la MAS.

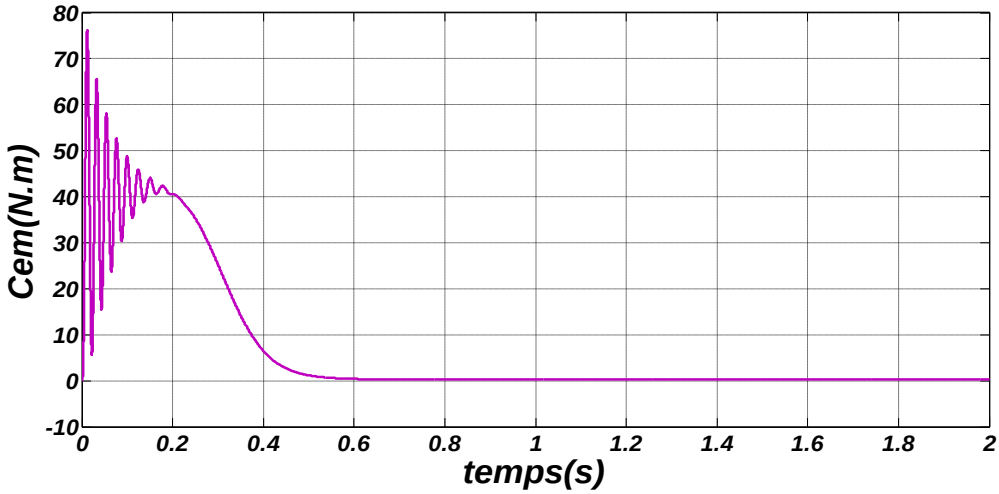


Figure I.8 : Couple électromagnétique de la MAS.

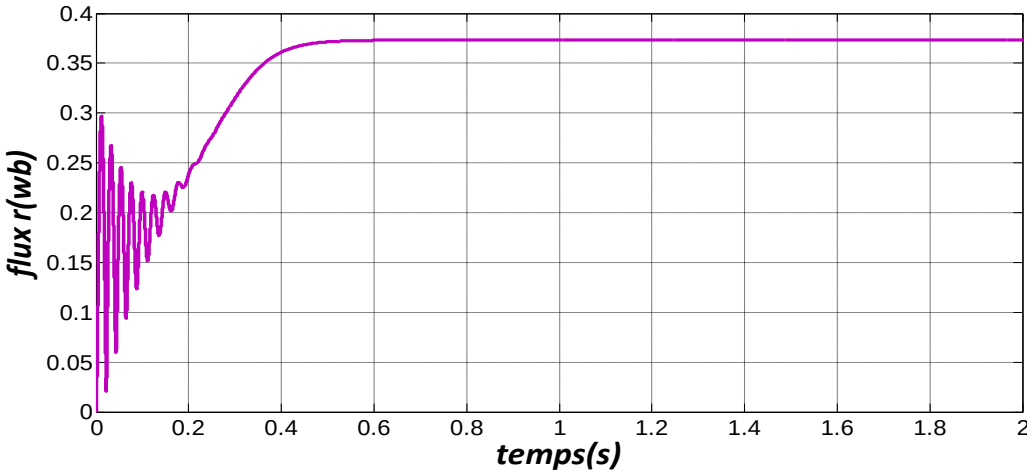


Figure I.9 : Flux rotorique de la MAS.

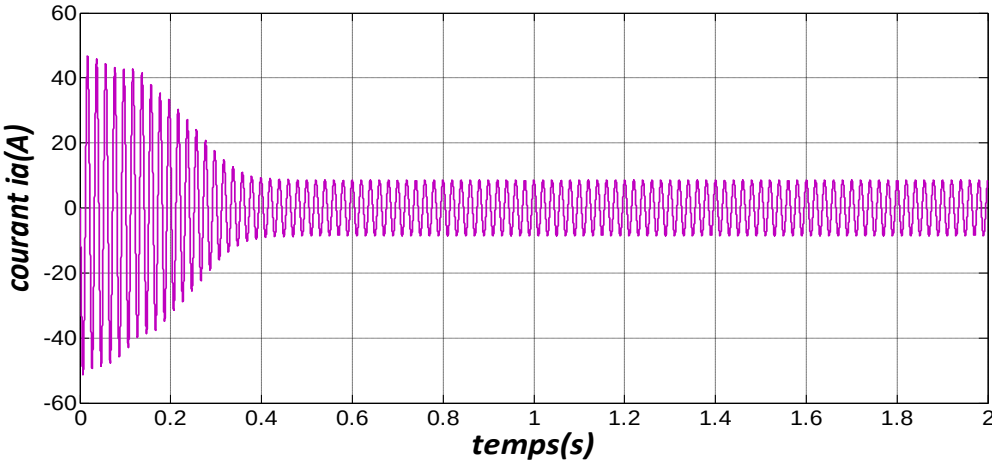


Figure I.10 : Courant statorique de la MAS.

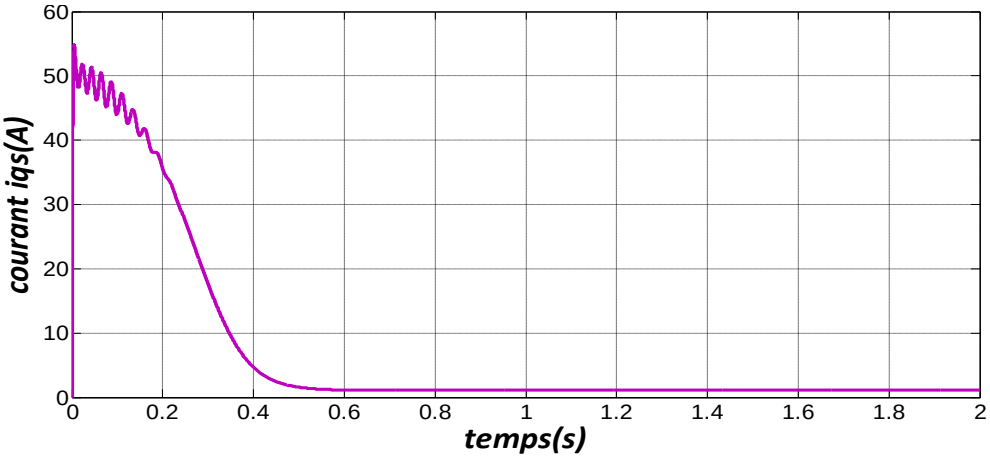


Figure I.11 : Courant statorique dans l'axe q de la MAS.

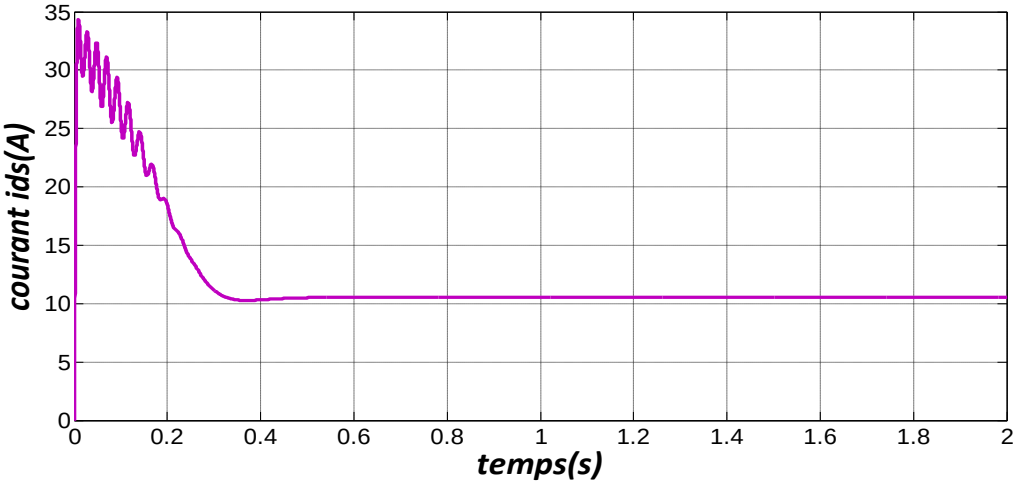


Figure I.12 : Courant statorique dans l'axe d de la MAS.

I.9.1.2 Fonctionnement en charge

Les résultats de simulation des figures (Fig. I.13-I.18) représentent les caractéristiques électriques et électromagnétiques du moteur asynchrone alimenté directement par le réseau triphasé avec application d'un couple de charge C_r =5 N.m à t=1s.

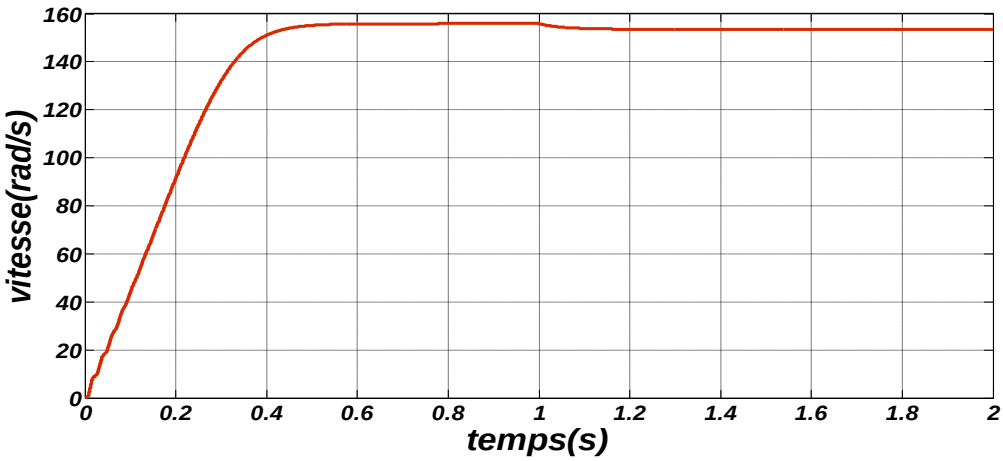


Figure I.13 : Vitesse de la MAS.

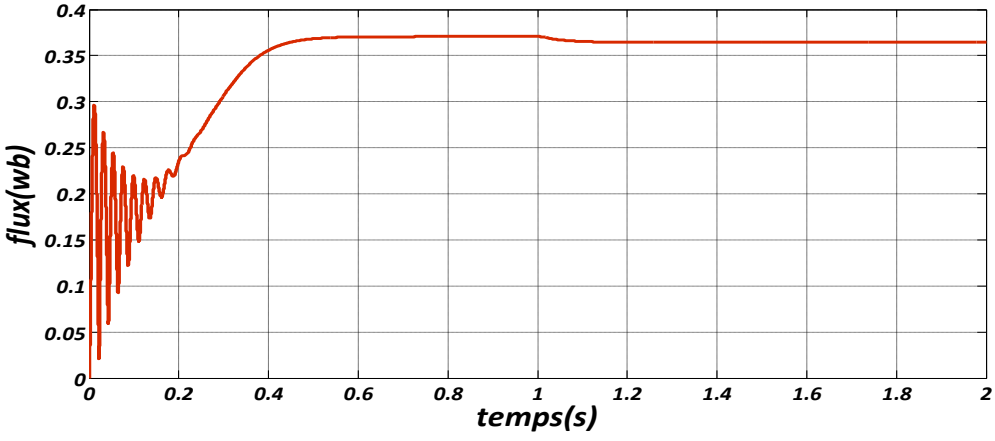


Figure I.14 : Flux rotorique de la MAS.

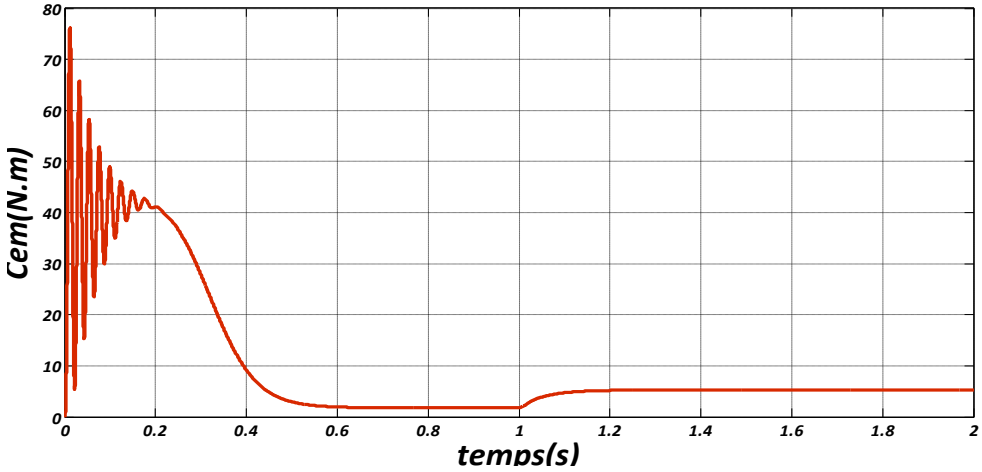


Figure I.15 : Couple électromagnétique de la MAS.

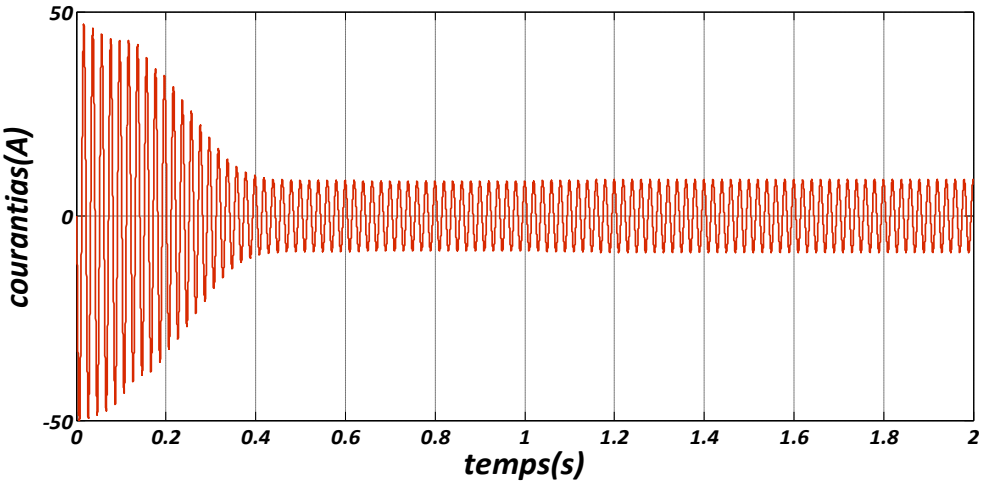


Figure I.16 : Courant statoriquei_{as}.

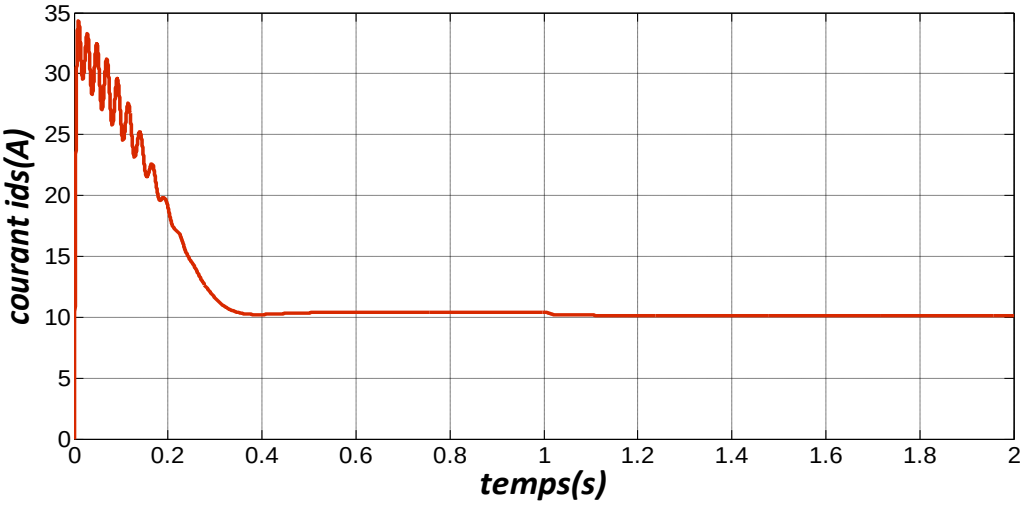


Figure I.17 : Courant dans l'axe d de la MAS.

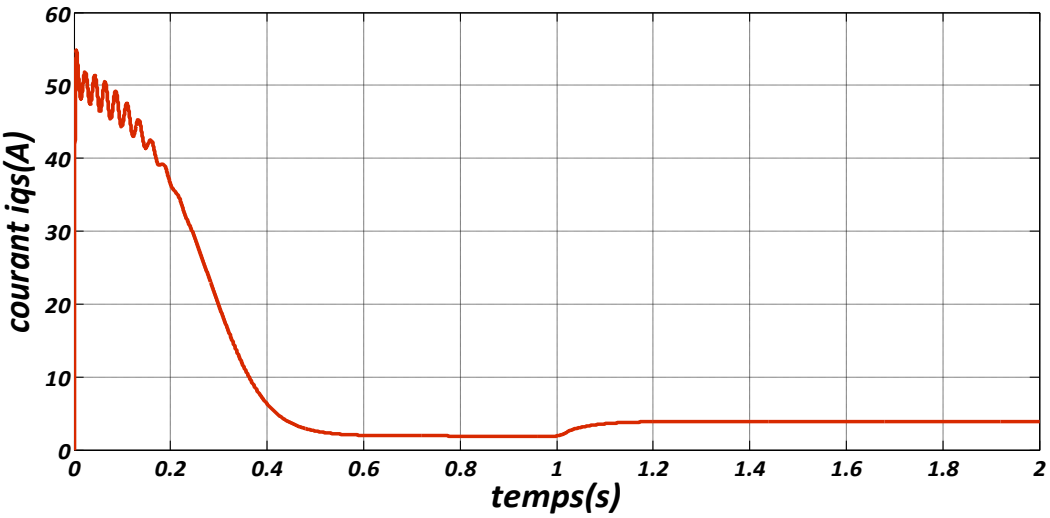


Figure I.18 : Courant dans l'axe q de la MAS.

I.9.2 Interprétations des résultats

A partir des résultats de simulations on constate que :

- L'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire, en suite la vitesse se stabilise à la valeur nominale. En appliquant une charge à l'instant t=2s, on constate une légère diminution de vitesse.
- Au premier instant du démarrage, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire à cause du moment d'inertie, il atteint la valeur (75 N.m), puis il tend vers le régime de fonctionnement à vide. L'application de la charge qui se traduit par l'apparition d'une valeur qui correspond au couple appliqué.
- Pour l'évolution du flux statorique en fonction du temps, au premier instant de démarrage, l'allure du flux statorique prend des petites oscillations puis elle stabilise à la valeur nominale, on remarque une diminution du flux au moment de l'application de la charge.
- on reconnaît le classique appel excessif de courant statorique au démarrage vue qu'il est courte durée, la machine pourrait le supporter sans risquer un échauffement dangereux. Cette valeur de courant due au régime transitoire disparaisse au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante. A l'instant t=1s, on constate que le courant statorique augmente à cause de l'augmentation du couple résistant.

I.10 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique (Continu – Alternatif) constitué de trois phases dont les ondes de tensions sont déphasées respectivement de **2**p/**3** et **4**p/**3,** généralement les cellules de commutation sont constituées à base des transistors ou thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tentions à amplitudes et à fréquences variables.

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur boolienne S définie comme suit:

- S a, b, c=1 : Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- S a, b, c=0: Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) ouvert.

La figure19 représente un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Il est composé de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture, réalisés à partir d'un transistor (GTO ou IGBT) et d'une diode en anti parallèle. Pour simplifier l'étude de l'onduleur, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée,
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

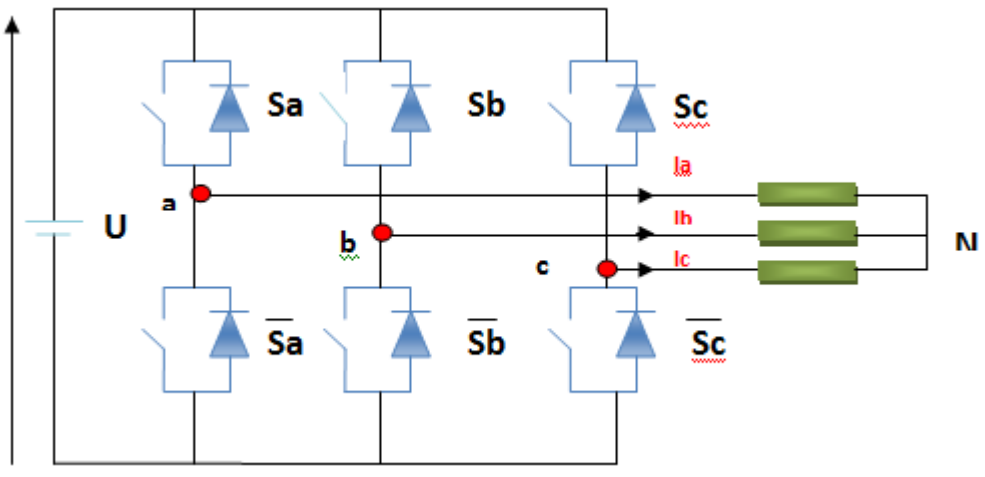


Figure I.19 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Les tensions composées à la sortie de l'onduleur triphasée sont données [7]:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad \text{(I.25).}$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{an} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ac} - U_{bc}] \end{cases} \quad \text{(I.26).}$$

A partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence *no*, on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad \text{(I.27).}$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = 1/3[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad \text{(I.28).}$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits conduit à :

$$V_{in0} = S_i U - \frac{U}{2} \quad \text{(I.29).}$$

On a donc :

$$\begin{cases} \mathrm{V_{an0}} = (\mathrm{S_a} - 0.5)\mathrm{U} \\ \mathrm{V_{bn0}} = (\mathrm{S_b} - 0.5)\mathrm{U} \\ \mathrm{V_{cn0}} = (\mathrm{S_c} - 0.5)\mathrm{U} \end{cases} \quad \text{(I.30).}$$

En remplaçant, I.28 dans I.27 on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad \text{(I.31).}$$

Les tensions simples des phases de la charge sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{(I.32).}$$

I.10.1 Contrôle de l'onduleur par la technique MLI

La technique de modulation de largeur d'impulsion(MLI) permet la comparaison entre deux signal, premier signal de référence (modulatrice) de forme sinusoïdale à faible fréquence, il est modulable en amplitude et le seconde signale triangulaire (porteuse) de fréquence élevée [8].La figure I.20 montre le schéma synoptique de la commande MLI.

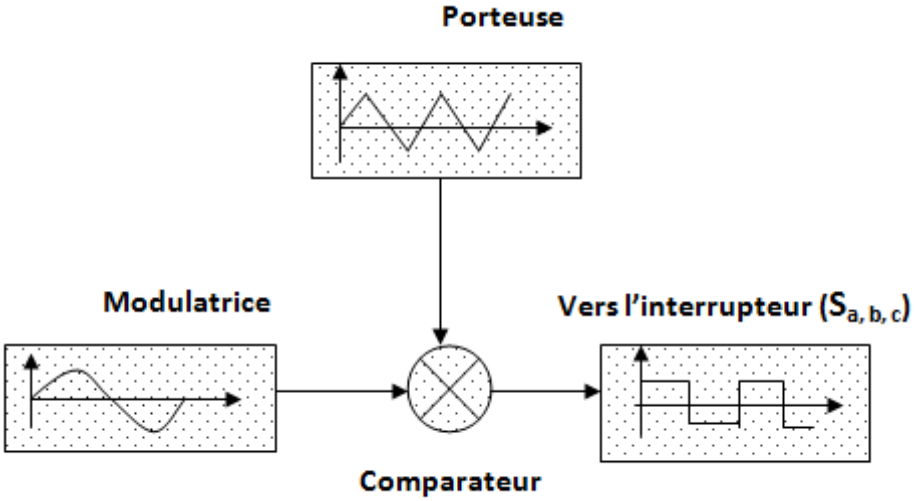


Figure I.20 : Schéma synoptique de la MLI.

L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion MLI est un convertisseur statique qui permet de fournir un signale de fréquence et amplitude variable. La forme de l'onde est obtenue en comparant un signale de fréquence F avec un signale à dent de scie. La figure I.21 présente la forme d'onde de la tension simple délivrée par onduleur de tension commandé par la technique MLI.

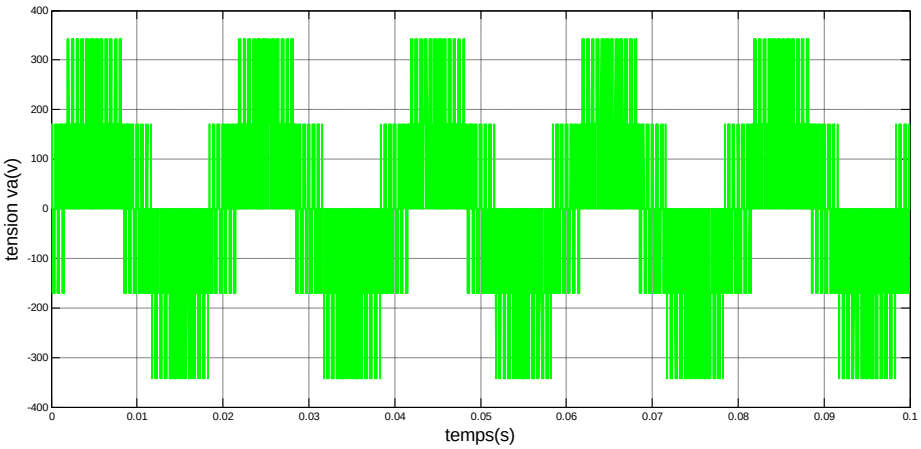


Figure I.21 : La forme d'onde obtenue à la sortie de l'onduleur commandé par MLI.

I.10.2 Résultats de simulation

I.10.2.1 Fonctionnement à vide

Les figures (I.22 – I.33) représentent respectivement la vitesse, le couple électromagnétique, le flux rotorique, le courant dans l'axe q I_{qs} , le courant dans l'axe d I_{ds}et le courant statorique à vide et avec l'application d'un couple de charge égale à 10N.m à l'instant t= 1.5.

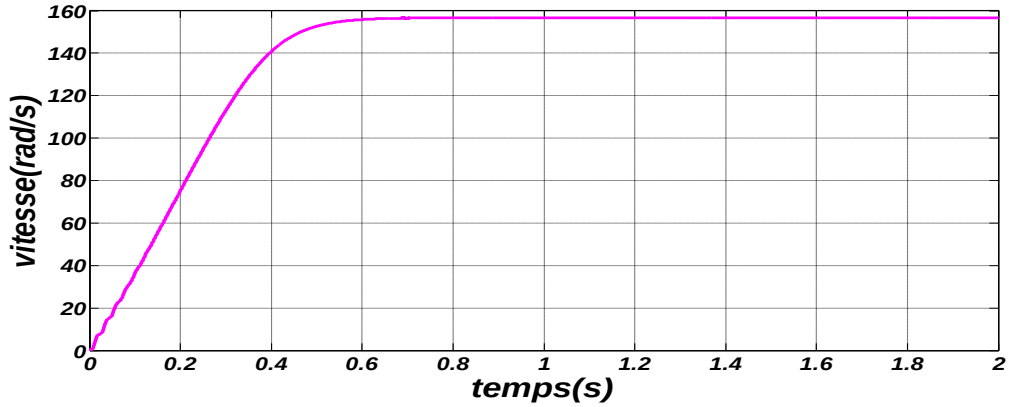


Figure I.22 : Vitesse de la MAS à vide.

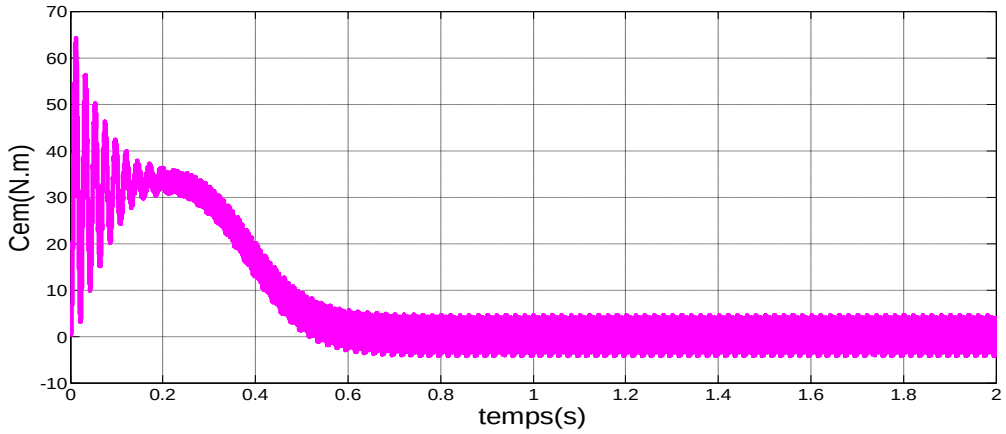


Figure I.23 : Couple électromagnétique de la MAS à vide.

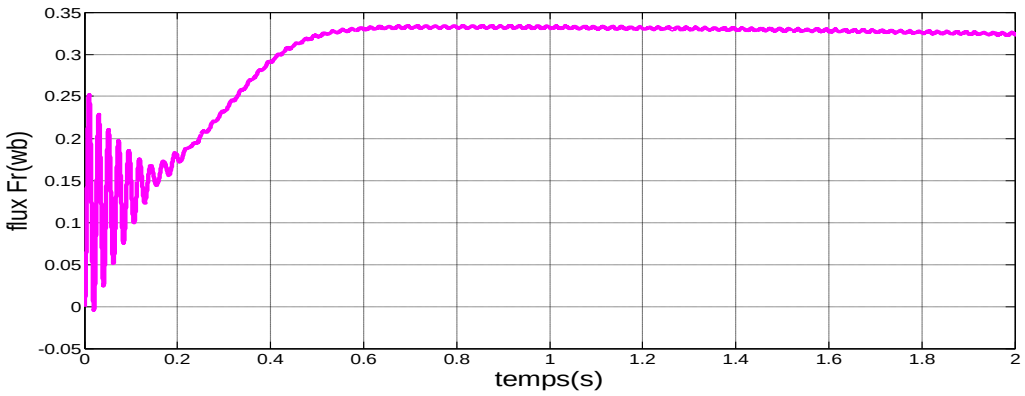


Figure I.24 : Flux rotorique de la MAS à vide.

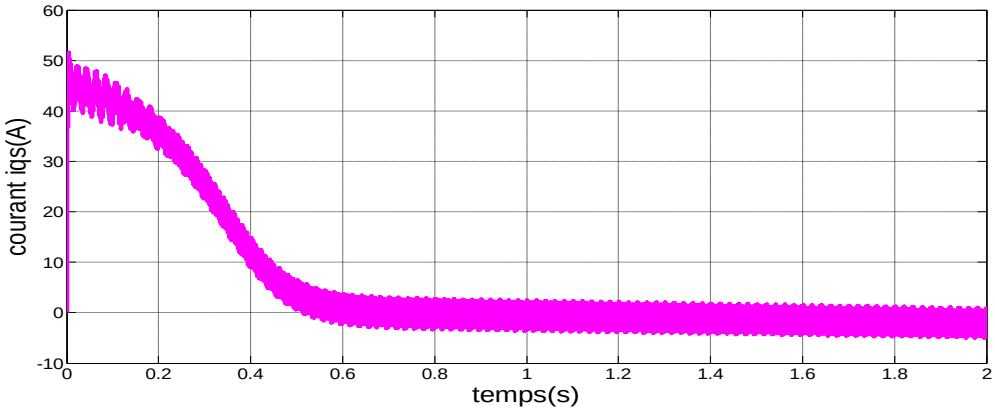


Figure I.25 : Courant I_{qs} de la MAS à vide.

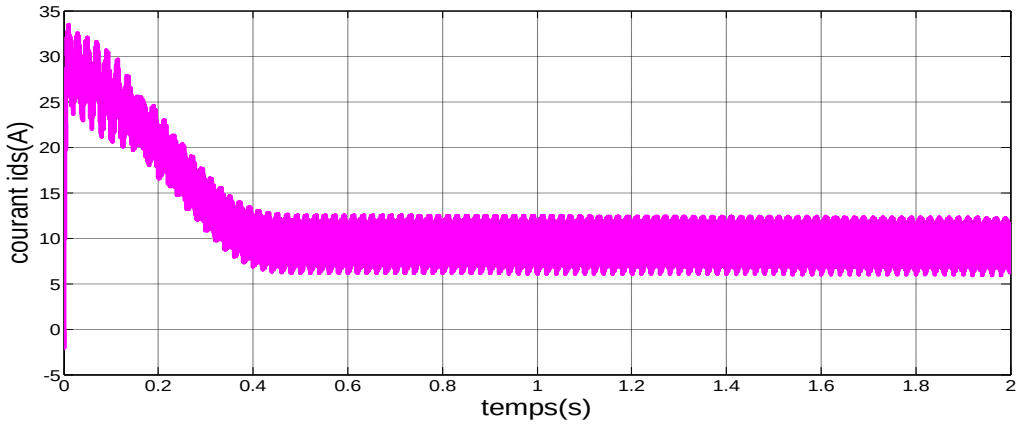


Figure I.26 : Courant I_{ds} de la MAS à vide.

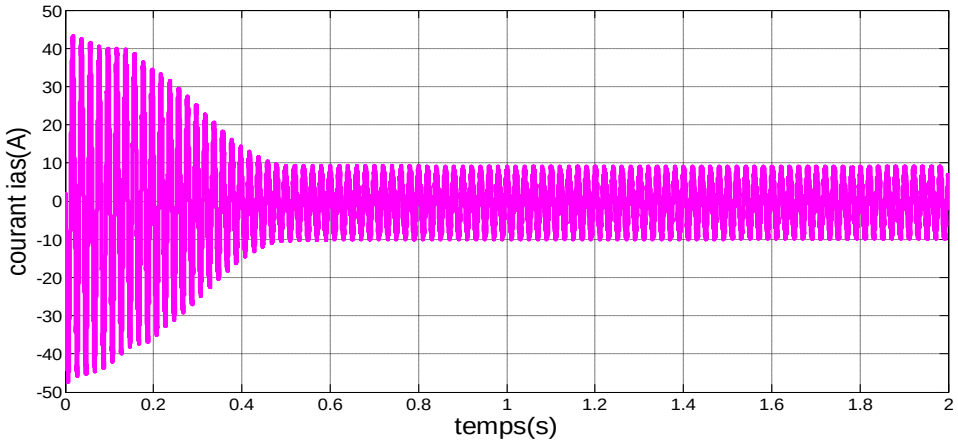


Figure I.27 : Courant de phase statorique de la MAS à vide.

I.10.2.2 Fonctionnement en charge

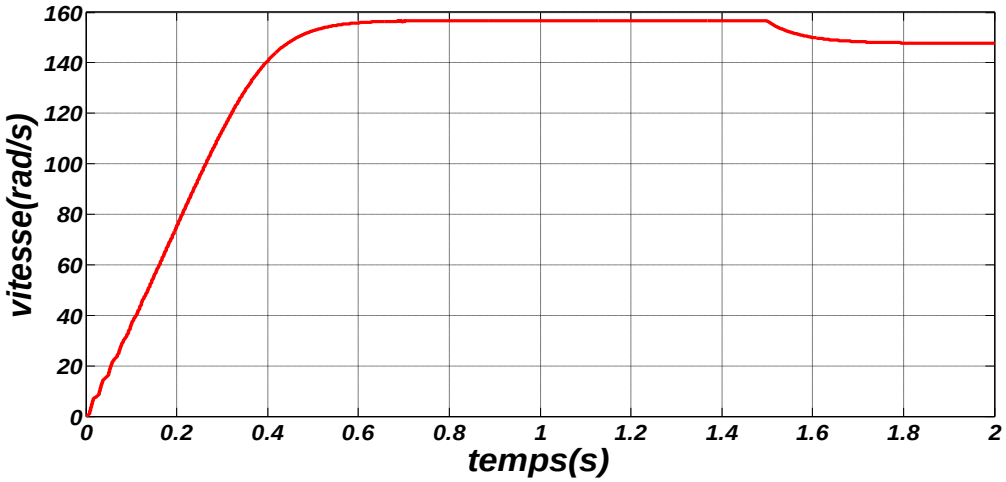


Figure I.28: Vitesse de la MAS en charge.

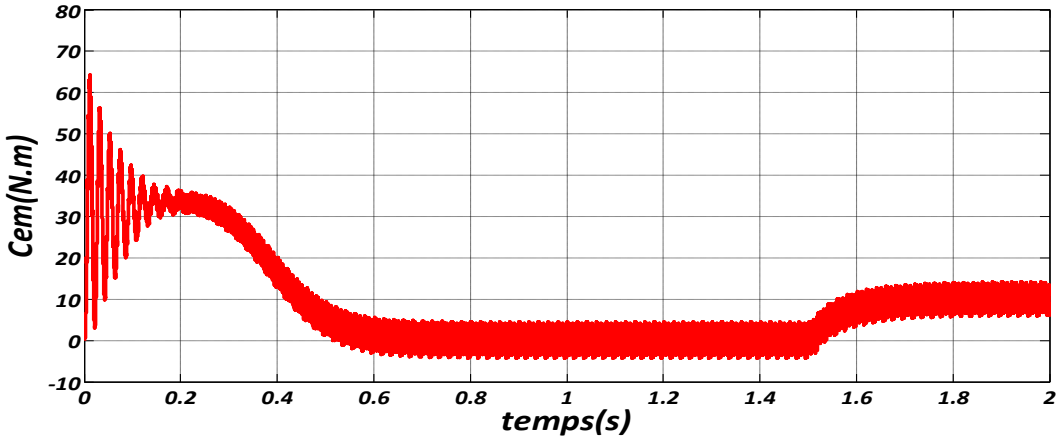


Figure I.29: Couple électromagnétique de la MAS en charge.

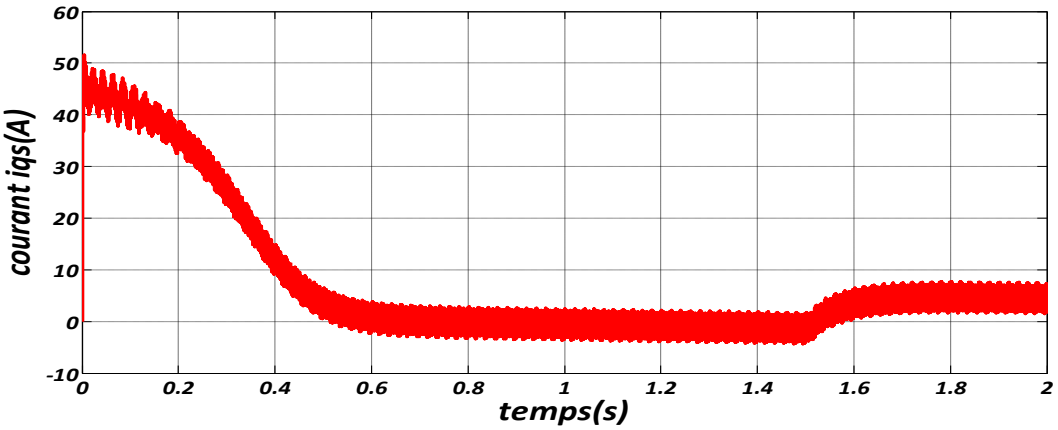


Figure I.30: Courant I_{qs} de la MAS en charge.

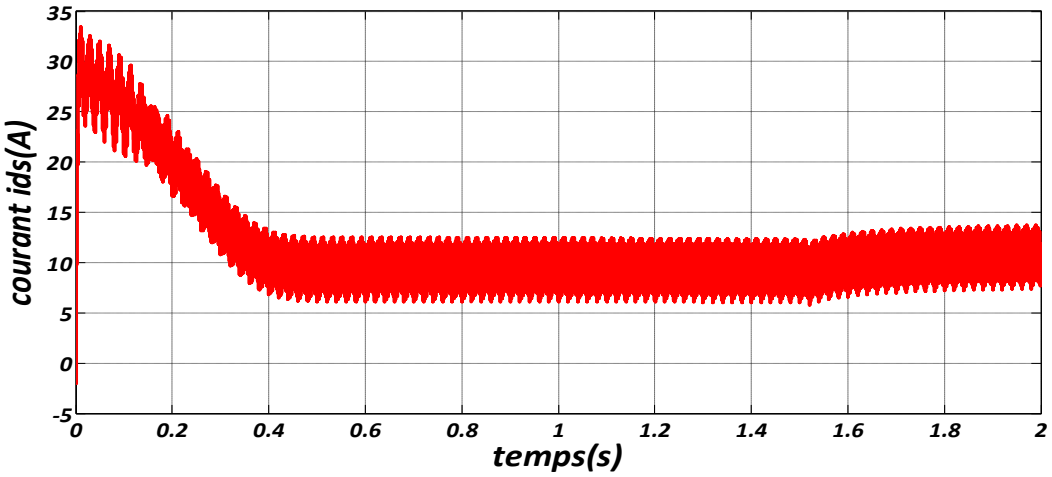


Figure I.31: Courant I_{ds} de la MAS en charge.

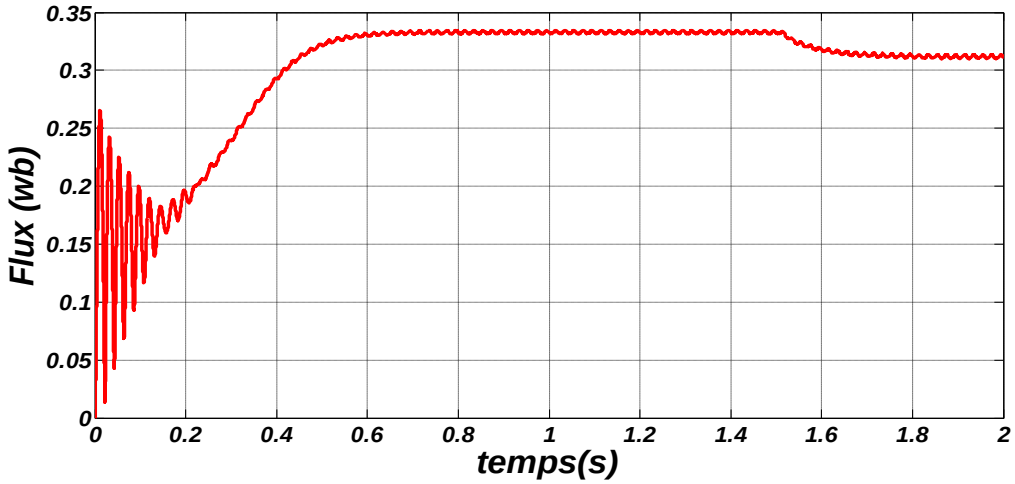


Figure I.32: Flux rotorique de la MAS en charge.

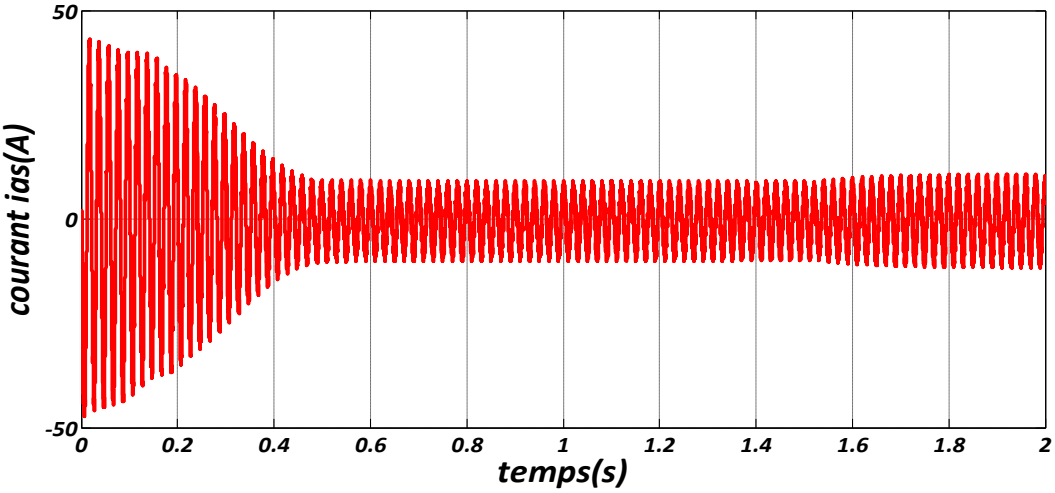


Figure I.33: Courant de phase statorique de la MAS en charge.

I.10.3 Interprétations des résultats

Les figures précédentes (Fig.I.2-Fig I.33) montrent les résultats de simulation de l'association machine-onduleur de tension. On remarque que:

- Une augmentation du temps de réponse au démarrage pour la caractéristique de vitesse,
- Des oscillations du couple électromagnétique en régime permanant à cause de l'utilisation de l'onduleur à MLI
- Des oscillations observables sur les allures du flux statorique et du courant statorique à cause d'utilisation du convertisseur statique.

I.11 Conclusion

Dans le premier chapitre, on a présenté la modélisation et la simulation du moteur asynchrone triphasée dans l'environnement *MATLAB/SIMULINK*, alimentée directement par le réseau triphasé, puis alimenté par un convertisseur statique.
Vu que le modèle triphasé est complexe, la transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser son comportement.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de Park de la machine asynchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau. Les résultats obtenus par simulation de MAS avec onduleur de tension montrent l'apparition des harmoniques générés par les tensions qui entraînent des pertes et des oscillations du couple de la machine.

Dans le deuxième chapitre, nous exploitons le modèle établi précédemment pour étudier la commande de la machine asynchrone en utilisant la technique du contrôle directe du couple DTC.

Chapitre II

Commande direct du couple de la machine asynchrone

II.1 Introduction

La technique de commande direct du couple (anglais DTC : direct torque contrôle) des machines asynchrones à été développée par le chercher Japonais et allemands M.TAKAHACHI et I.DEPENBORK en 1985.Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple [7].

Dans ce chapitre on présente les principes du contrôle direct de couple, puis on développera l'estimation des deux grandeurs utilisées. Enfin, nous présenterons des résultats de simulation pour illustrer les performances de cette commande

II.2 Le principe du contrôle direct du couple

Le principe du contrôle direct du couple DTC est base sur l'estimation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées de vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs de tension de base instantanée, parmi lesquels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif [3].

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statorique, le modèle donne à chaque instant :

-Le flux statorique réel dans le moteur.

-Le couple réel qui il développe.

-La position du secteur.

II.2.1 Contrôle du flux statorique

Dans le repère lie au stator de la machine, le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante [8] :

$$\overline{\phi_s}=\int_0^t(\overline{V_s}-R_s\overline{I_s})dt+\phi_{S0} \qquad \text{(II.1).}$$

Si on applique un vecteur de tension non nul, le terme $R_s\overline{I_s}$est négligeable par ce que $V_S \gg R_S I_S$ dans un intervalle de temps $[0;T_e]$.Donc l'équation (II.1) s'écrit:

$$\Delta\phi_s = \phi_s - \phi_{s0} = V_s T_e \qquad \text{(II.2).}$$

ϕ_{s0}:Est le vecteur flux à l'instant t=0.

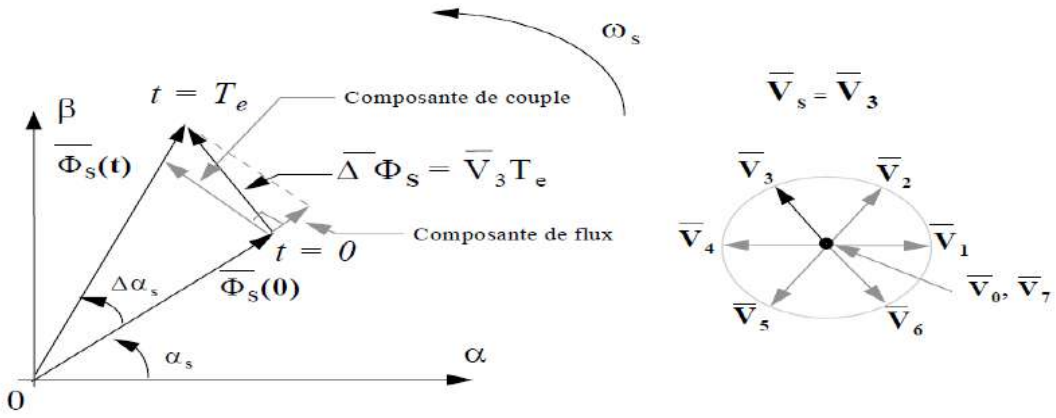


Figure II.1 : L'évolution de l'extrémité deϕ_s pour R_sI_s négligeable.

La figure (II.1) représente l'évolution de l'extrémité deϕ_s pour R_sI_s négligeable. On remarque que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée v_s.

La composante radiale (composante de flux) du vecteur de tension agit sur l'amplitude du vecteur flux $\boldsymbol{\phi_s}$et sa composante tangentielle (composante de couple) sur la position du vecteur fluxϕ_s.

En choisissant une séquence correcte des vecteurs de tension v_s, on peut imposer à l'extrémité du vecteur flux ϕ_s de suivre une trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module ϕ_s pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Si la période Te, est très faible devant la période de rotation du flux statorique. La direction du déplacement de l'extrémité de $\boldsymbol{\phi_s}$est donnée par sa dérivée $\frac{d\boldsymbol{\phi_s}}{dt}$ parce que le vecteur de tension V_s est non nul

La vitesse de rotation de $\boldsymbol{\phi_s}$ dépend fortement du choix de Vs ; elle est maximale pour un vecteur V_S perpendiculaire à la direction de Φ_S , et nul si on appliqué un vecteur nul. Elle peut aussi être négative [8].

II.2.2 Contrôle du couple électromagnétique

Les expressions vectorielles de la MAS dans le référentiel lié au stator sont données par :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\phi}}{dt} - j\sigma\bar{\phi}_r \end{cases} \quad \text{(II.3).}$$

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + M\bar{I}_r \\ \bar{\phi}_r = L_r \bar{I}_r + M\bar{I}_s \end{cases} \quad \text{(II.4).}$$

A partir des expressions des flux, le courant rotor s'écrit

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma}\left(\frac{\bar{\phi}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r L_s}\bar{\phi}_s\right) \quad \text{(II.5).}$$

Les équations de la tension statorique et du flux rotorique s'écrivent :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad \text{(II.6).}$$

$$\frac{d}{dt}\bar{\phi}_r + \left(\frac{1}{\sigma} - jw\right)\bar{\phi}_r = \frac{L_m}{L_s}\frac{1}{\sigma\delta_r}\bar{\phi}_s \quad \text{(II.7).}$$

Ces relations montrent que :

- le vecteur $\bar{\phi}_s$ peut être contrôlé à partir du vecteur V_s à la chute de tension $\boldsymbol{R_s\bar{I}_s}$prés.

- Le flux $\bar{\phi}_r$suit les variations de $\bar{\phi}_s$avec une constante de temps $\sigma\delta_r$, le rotor agit comme un filtre de constante de temps $\sigma\delta_r$entre les flux $\bar{\phi}_s$et$\bar{\phi}_r$.

De plus $\bar{\phi}_r$atteint en régime permanent :

$$\bar{\phi}_r = \frac{L_m}{L_s}\frac{\bar{\boldsymbol{\phi}}_{\boldsymbol{s}}}{1+jw_r\sigma\delta_r} \quad \text{(II.8).}$$

Le couple s'exprime par :

$$C_{em} = p\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\bar{\phi}_s\bar{\phi}_r \sin\gamma \quad \text{(II.9).}$$

On constate donc que le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\phi}_s$et $\bar{\phi}_r$ et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\phi}_s$ à partir de V_s en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\overline{\phi}_r$ et donc le couple. Ceci n'est possible que si la période de commutation C_{em} est très inférieure à $\sigma\delta_r$

II.3 Présentation de la structure de contrôle

II.3.1 Choix du vecteur tension $\overline{V_s}$

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux, doit avoir une trajectoire circulaire, le vecteur tension appliqué, doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux, mais comme on a huit vecteurs fixé souhaités. Ceci est réalisé par des comparateurs à hystérésis, pour le flux et le couple. Le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module de flux statorique, et du sens de rotation, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple.

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel statorique en le décomposant en six zones N = i, avec i=1,..., 6, [7]

Le choix du vecteur $\overline{V}_s$ dépend :

- du positon de $\overline{\phi}_s$
- de la variation souhaitée pour le module de $\overline{\phi}_s$
- de la variation souhaitée pour le couple.
- du sens de rotation de $\overline{\phi}_s$ [8].

Lorsque le flux se trouve dans une zone i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vectrices tensions suivantes :

- Si $\overline{V}_{i+1}(V_2)$ est sélectionné alors ϕ_s croit et C_{em} croît.
- Si $\overline{V}_{i-1}(V_6)$ est sélectionné alors ϕ_s croît et C_{em} décroît.
- Si $\overline{V}_{i+2}(V_3)$ est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_{em} croît.
- Si $\overline{V}_{i-2}(V_5)$ est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_{em} décroît.
- Si $V\,0$ ou $V\,7$ sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\overline{\phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux $\overline{\phi}_s$ reste inchangée [17].

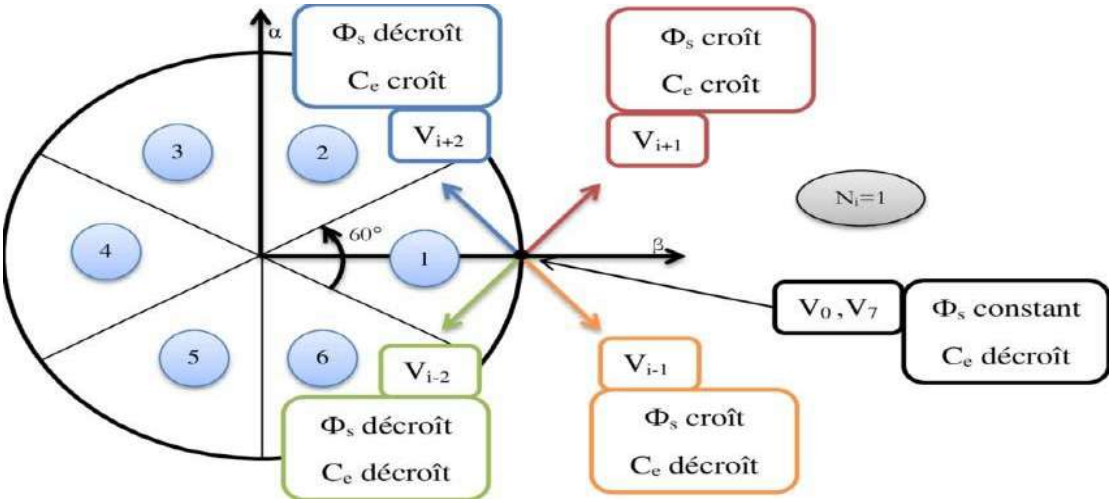


Figure II.2 : Choix de vecteur tension.

En effet en début de la zone N=1, les vecteursV_{i+1} et $\overline{V_{i-2}}$ (V_2etV_5) sont perpendiculaires au vecteur fluxϕ_s, d'où une évolution rapide de couple mais une évolution lente de l'amplitudeϕ_s, alors qu'enfin de zone, le choix des vecteurs V_{i-1}et V_{i+2}(V_6et V_3) correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude deϕ_s.

Les vecteurs $V_i$et V_{i+3} ne sont pas utilisés quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux car la composante du flux est très forte avec un couple nul en milieu de zone.

Les vecteurs (V_1, V_2, V_6) contribuent à augmenter le module du flux, et les vecteurs (V_2, V_3) contribuent à augmenter le couple. Donc seul le vecteur V_2 est applicable pour répondre aux exigences demandées.

Ce même raisonnement s'applique à tous les cas de figure (II.4) ce qui donne naissance aux tables de commande du flux et du couple [7].

II.3.2 Table de commande du flux

Le tableau de commande du flux montre les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur.

Tableau II.1 : Commande de flux.

N / $\|\phi_s\|$	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\|\phi_s\| \uparrow$	V_6, V_1, V_2	$V_{,1}\ V_2, V_3$	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\|\phi_s\| \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

II.3.3 Table de commande du Couple

Le tableau ci-dessous de commande du couple montre les séquences des vecteurs tensions actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple.

Tableau II .2 : Commande de couple

N / C_{em}	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_{em} \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande

Tableau II .3 : Tableau de commande de deux cas de control de couple et de flux

N / C_{em}&$\|\phi_s\|$	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
(↑Cem)&(↑ $\|\phi_s\|$)	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
(↑Cem)&(↓ $\|\phi_s\|$)	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
(↓Cem)&(↑ $\|\phi_s\|$)	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
(↓Cem)&(↓ $\|\phi_s\|$)	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Le vecteur de tension *Vs* à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence ce qui nécessite un estimateur de module et de position du flux statorique et un estimateur de couple.

II.4 Estimateurs

L'estimateur, obtenu par intégration des tensions statoriques dans les axes fixes (α, β), a été largement utilisé pour la *DTC*. En raison de sa simplicité, cette structure présente des limitations importantes. Le principal inconvénient est le fonctionnement à basses vitesses, en raison de sa sensibilité aux variations de la résistance Rs au cours du fonctionnement.

II.4.1 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques, courants et tensions de la machine, l'expression du flux statorique s'écrit [10]:

$$\overline{\phi_s}=\int_0^t(\overline{V_s}-R_s\overline{I_s})dt \qquad \text{(II.10).}$$

On obtient les composantes α et β du vecteur ϕ_s :

$$\bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \qquad \text{(II.11).}$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\beta})dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\alpha})dt \end{cases} \qquad \text{(II.12).}$$

Les expressions des tensions $V_{s\alpha}$et$V_{s\beta}$, à partir des commandes (S_1, S_2, S_3), et de la mesure de la tension de bras continu de l'onduleur U_0 sont :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \qquad \text{(II.13).}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 [S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \qquad \text{(II.14).}$$

Le module et la phase du flux statorique s'écrivent :

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad \text{(II.15).}$$

$$\theta_s = \text{arctg}\frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \quad \text{(II.16).}$$

On obtient ainsi les courants $I_{S\alpha}$ et $I_{S\beta}$ sont également obtenus à partir de la mesure des courants réelsI_{s1}, I_{s2}etI_{s3} ils sont données par :

$$\overline{I_s} = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad \text{(II.17).}$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad \text{(II.18).}$$

II.4.2 Estimation du couple électromécanique

Le couple électromagnétique est estimé, uniquement à partir des flux et courants statoriques dans le repère (α, β) qui peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = p[\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad \text{(II.19).}$$

II.5 Elaboration du vecteur de commande

II.5.1 Contrôleur de flux

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamique, le choix d'un correcteur à Hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande *DTC*. Avec ce type de régulateur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux $\phi_s$dans une couronne circulaire, comme le montre la figure II.3.

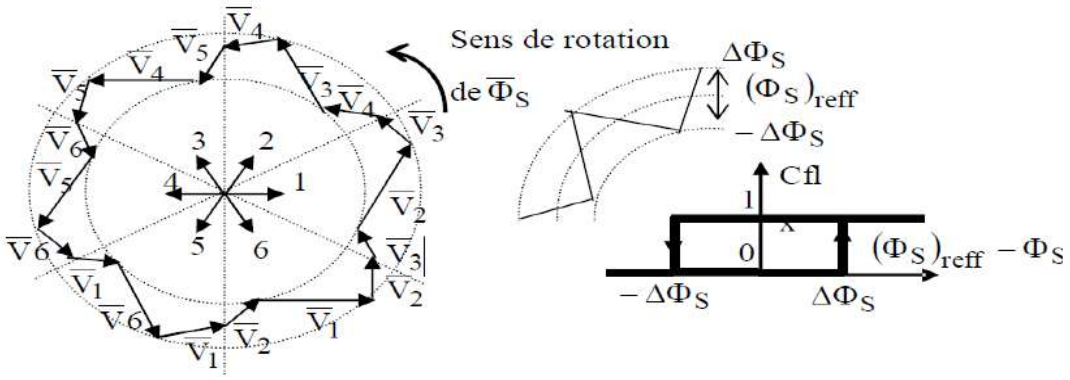


Figure II.3 : Correcteur de flux à hystérise.

On peut écrire alors:

$$\begin{cases} si\ \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi \\ si\ \ 0 \le \Delta\phi_s \le \varepsilon_\phi \\ si\ \ 0 \le \Delta\phi_s \le \varepsilon_\phi \\ si\ \ 0 \le \Delta\phi_s \le -\varepsilon_\phi \end{cases} \text{Et} \begin{matrix} alor\ cflx = 1 \\ \frac{d\Delta\phi_s}{dt} > 0 alor\ cflx = 0 \\ \frac{d\Delta\phi_s}{dt} < 0 alor\ cflx = 1 \\ alor\ cflx = 0 \end{matrix}$$

En effet, si on introduit l'écart$\Delta\ \phi_s=|\phi_{réf}-\phi_s|$, entre le flux de référence$\phi_{réf}$ et le flux estimé ϕ_s dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux, celui-ci génère à sa sortie la valeur $cflx = +1$ pour augmenter le flux et $cflx =0$ pour le réduire; cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1}ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique ϕ_s dans le secteur i. Ceci montre que le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence $\phi_{réf}$et le flux estimé ϕ_sAinsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter $|\phi_{réf}-\phi_s|<\Delta\phi_s$[11].

$\Delta\phi_s$: Est l'écart d'hystérésis du contrôleur.

II.5.2 Contrôleur de couple électromagnétique

Le correcteur de couple est utilise pour maintenir le couple dans les limites

$$|C_{em\ ref} - C_{em}| \le \Delta C_{em}$$

$C_{em\ ref}$ **:** est le couple de référence.

ΔC_{em} : est la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant, la différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées [12] :

-un correcteur à hystérésis à deux niveaux,

-un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

II.5.2.1 Correcteurs à deux niveaux

Le comparateur à deux niveaux diffère du correcteur à trois niveaux par la plus grande simplicité de son application, il contrôle le couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs V_2 et V_3peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls. Par contre, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Le changement du sens de rotation se fait donc par croisement de deux phases statoriques [13].

II.5.2.2 Correcteurs à trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif (ccpl=1), soit pour un couple négatif (Ccpl=-1) ou diminué (Ccpl=0). On peut avoir besoin d'augmenter ou de diminuer le couple ou pour le électromagnétique de la machine mais aussi de le maintenir constant [2].

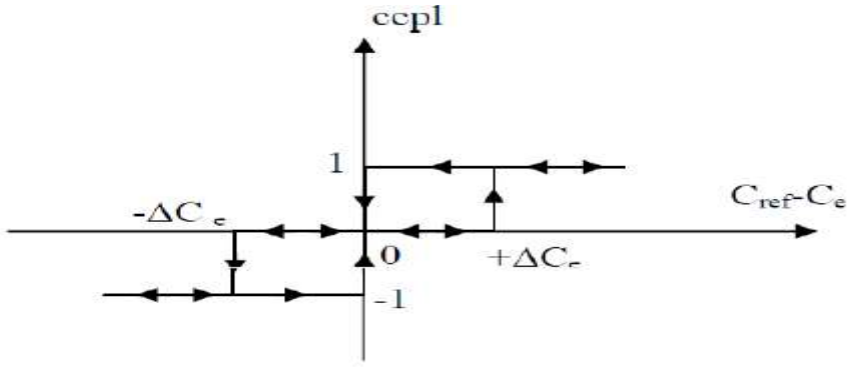


Figure II.4 : Correcteur de couple à trois niveaux

II.6 Elaboration de table de commutation

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables *cflx* et *ccpl*, et de la zone N de position de ϕ_s. Elle se présente donc sous la forme suivante:

Tableau II.3 : Tableau de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple

Les secteurs		N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6		
flux	Couple								
Cflx=1	**Ccpl=1**	V_2 110	V_3 010	V_4 011	V_5 001	V_6 101	V_1 100	**2 niveaux**	**3 niveaux**
	Ccpl=0	V_7 111	V_0 000	V_7 111	V_0 000	V_7 111	V_7 000		
	Ccpl=-1	V_6 101	V_1 100	V_2 110	V_3 010	V_4 011	V_5 001		
Cflx=0	**Ccpl=1**	V_3 010	V_4 011	V_5 001	V_6 101	V_1 100	V_2 110	**2 niveaux**	**3 niveaux**
	Ccpl=0	V_0 000	V_7 111	V_0 000	V_7 111	V_0 000	V_7 111		
	Ccpl=-1	V_5 001	V_6 101	V_1 100	V_2 110	V_3 010	V_4 011		

II.7 Structure de la commande DTC d'une MAS

La figure(II.5) représente la structure générale du contrôle directe du couple.

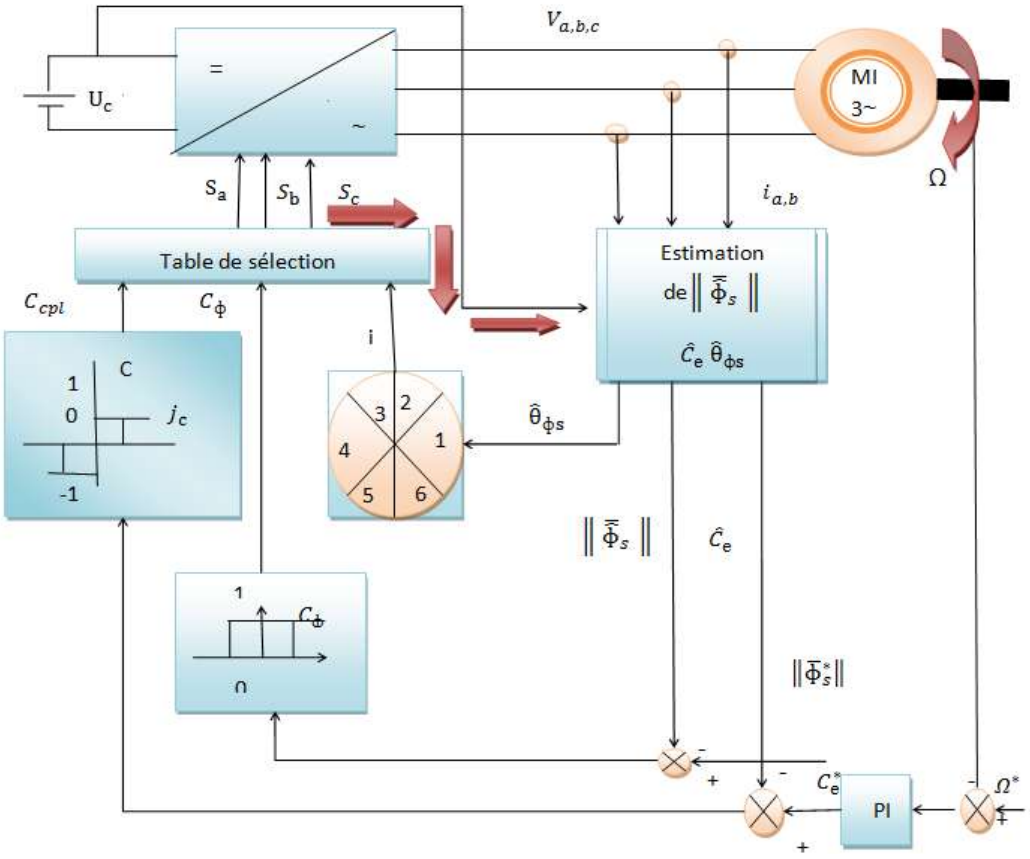


Figure II.5 : Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple.

II.8 Régulateur utilisé dans la commande directe du couple

Pour le réglage de la grandeur mécanique on a utilisé le régulateur Intégral-Proportionnel (PI), il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). L'équation dans le régime temporel de ce correcteur est donnée par[2]:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau)d\tau \qquad \text{(II.20).}$$

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{S} = K_p\left(1 + \frac{1}{\tau_i S}\right) \qquad \text{(II.21).}$$

$$\tau_i = \frac{K_p}{K_i} \qquad \text{(II.22).}$$

Où *s* est l'opérateur dérivée de LAPLACE.

Le schéma suivant représente la structure du correcteur de type (**PI**)

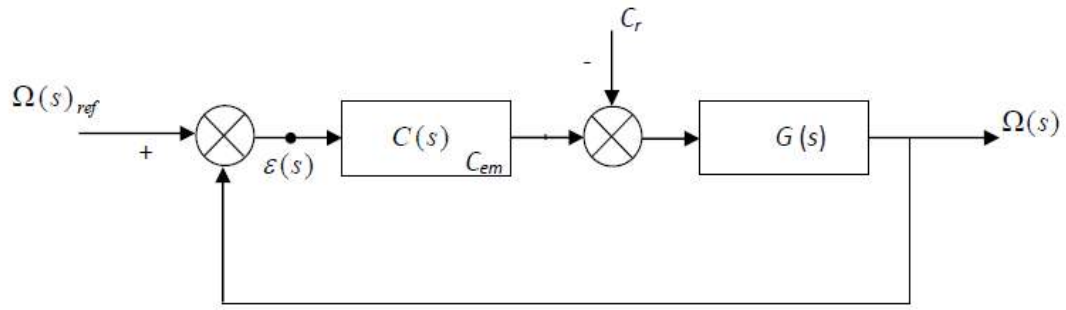


Figure II.6 : Régulation de vitesse avec correcteur PI

C(s) est donnée par l'expression (II.15), La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par:

$$H(s)=\frac{C(s)G(s)}{1+C(s)G(s)} \qquad \text{(II.23).}$$

Avec:

$$G(s)=\frac{1}{JS+f} \qquad \text{(II.24).}$$

En remplaçant les équations (II.15) et (II.17) dans l'équation (II.16) avec$C_r = 0$, on obtient :

$$H(s) =\frac{\left(\frac{K_p}{K_i}\right)S+1}{\frac{J}{K_i}S^2+\left(\frac{K_p+f}{K_i}\right)S+1} \qquad \text{(II.25).}$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients K_p et K_i, dans ce cas on utilise la méthode de l'imposition des pôles.

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$F(s)=\frac{1}{1+\frac{2\varepsilon}{w_n}S+\frac{1}{w_n^2}S^2} \qquad \text{(II.26).}$$

Par analogie entre les expressions (II.18) et (II.19) on trouve:

$$\begin{cases} K_P = 2J\varepsilon w_n - f = 2.1 \\ K_i = \frac{Jw_n^2}{k_p} = 107.1 \end{cases} \qquad \text{(II.26).}$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence du dépassement. Cette technique concerne l'imposition des valeurs de l'amortissement et de la pulsation ξ et w_n pour déterminer les coefficients K_p et K_i.

II.9 Les avantages de la DTC [9]

Les avantages de la DTC sont :

- Bon contrôle de moteur même sans capteur de positon.
- La réponse dynamique du couple est très rapide.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- Très grande précision en vitesse.
- Absence de circuits de découplage.

II.10 Les inconvénients de la DTC [2]

La DTC présent quelques inconvénients :

- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis)
- L'existence de problèmes a base vitesse (influence du terme résistif).
- L'existence des oscillations de couple.

II.11 Résultats de simulation

Les figures II.7-II.11 représentent les performances de l'association commande DTC- MAS-Onduleur pour une vitesse de référence 100 rad/s.

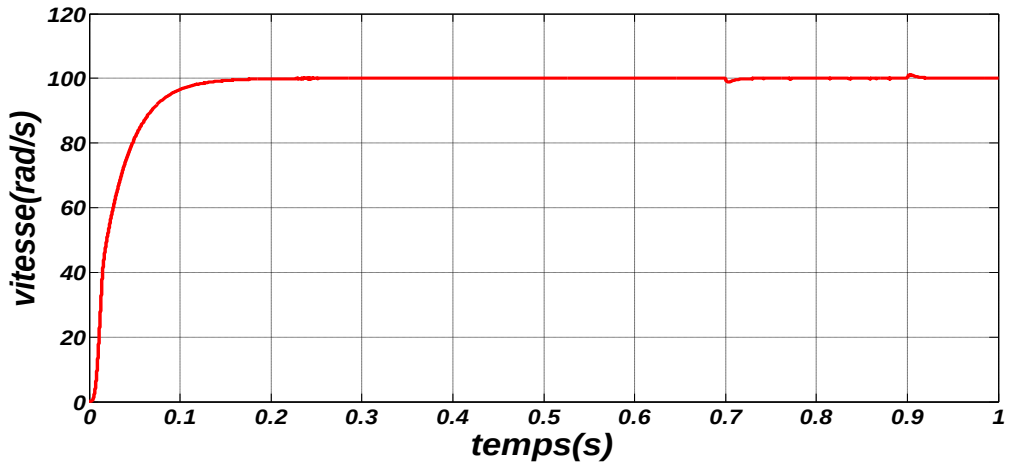


Figure II.7 : Vitesse de la MAS.

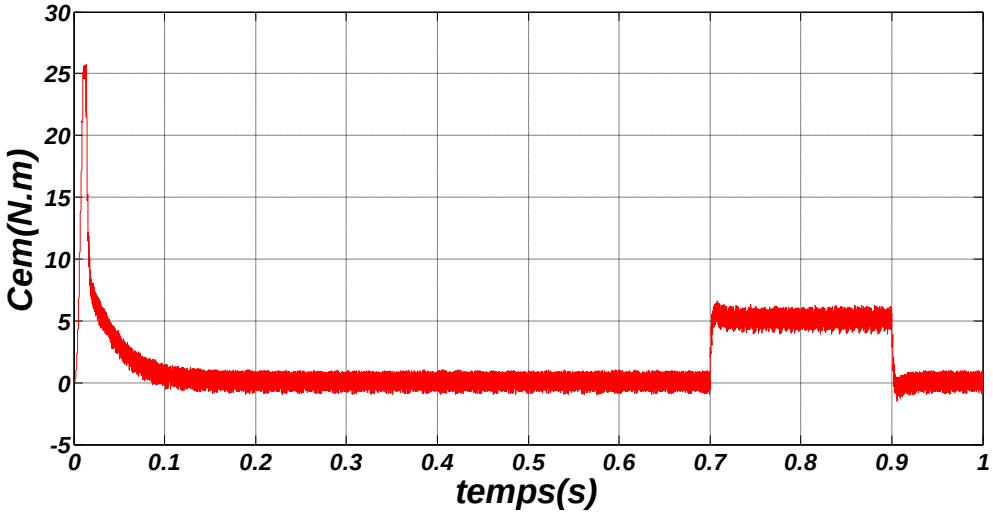


Figure II.8 : Couple électromagnétique de la MAS.

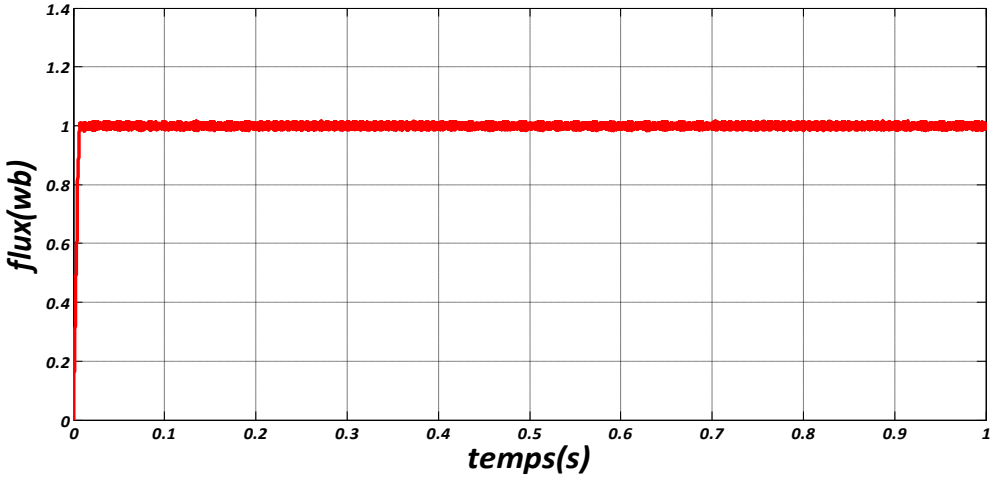


Figure II.9 : Flux statorique de la MAS

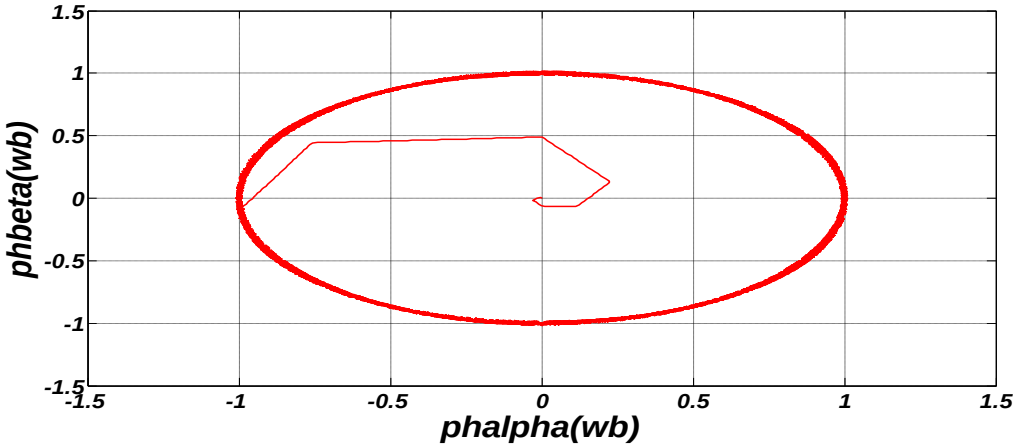


Figure II.10 : Flux statorique dans le plan Alpha-Beta.

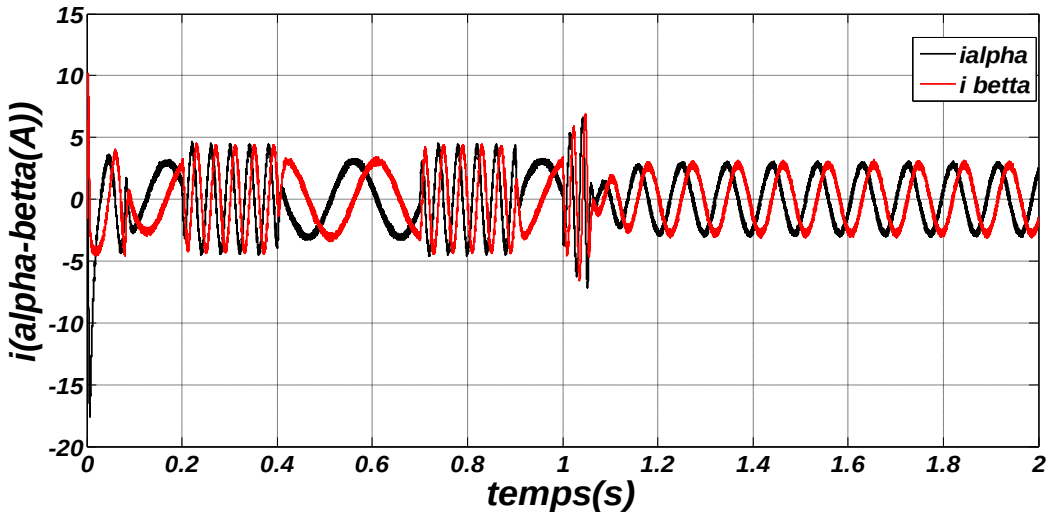


Figure II.11 : Courants statorique dans le plan Alpha-Beta.

Les figures II.12-II.16 représentent les performances de l'association commande DTC- MAS-Onduleur pour une vitesse de référence égale à :

$$w_{ref} = \begin{cases} 100\dfrac{rad}{s} & 0 \le t < 1 \\ 170\dfrac{rad}{s} & 1 \le t < 2 \end{cases}$$

Bloc de defluxage

Et une référence du flux statorique égale à :

$$\begin{cases} \phi_n & si|w_r| < w_{rn} \\ \phi_n \dfrac{w_{rn}}{w_r} & si|w_r| > w_{rn} \end{cases}$$

w_r : vitesse de rotation.

w_{rn} :vitesse de rotation nominale.

ϕ_n : Flux nominal.

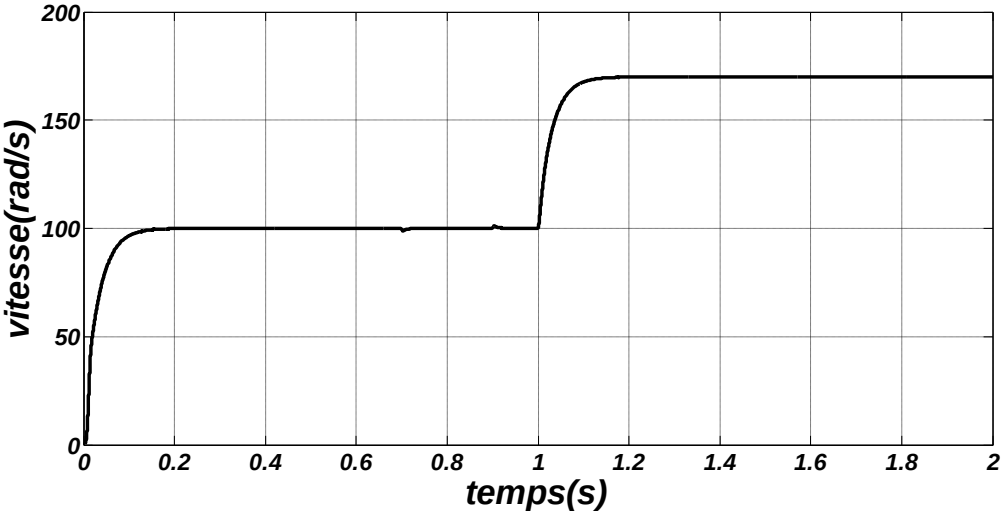


Figure II.12: Vitesse de la MAS.

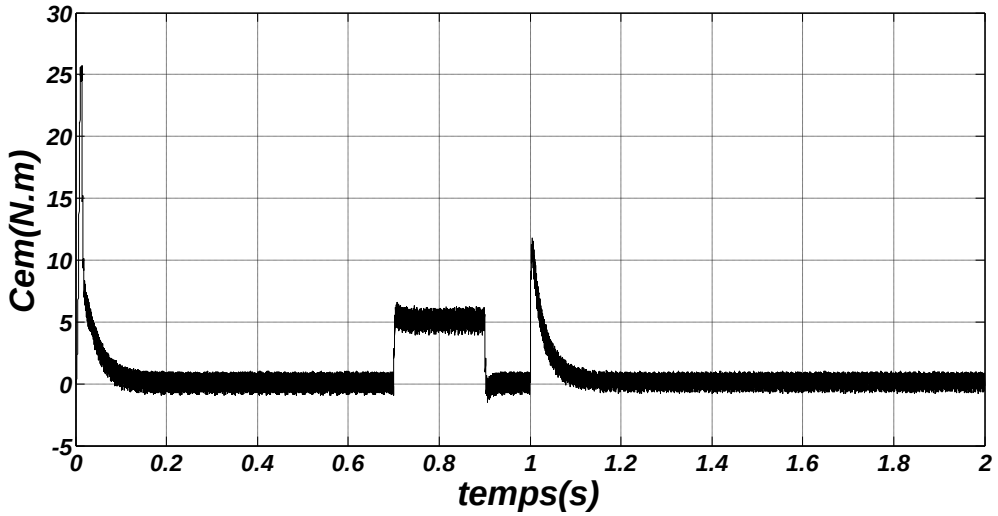


Figure II.13 : Couple électromagnétique de la MAS.

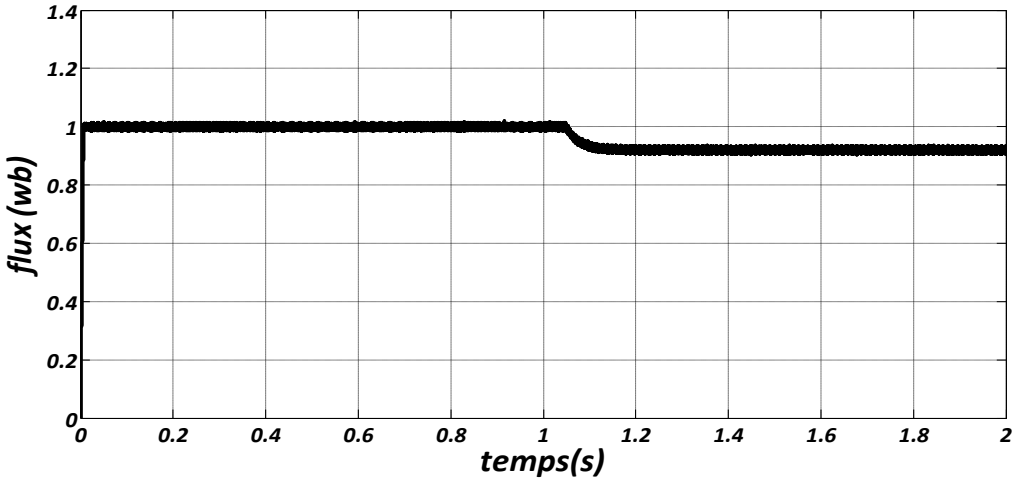


Figure II.14 : Flux statorique de la MAS

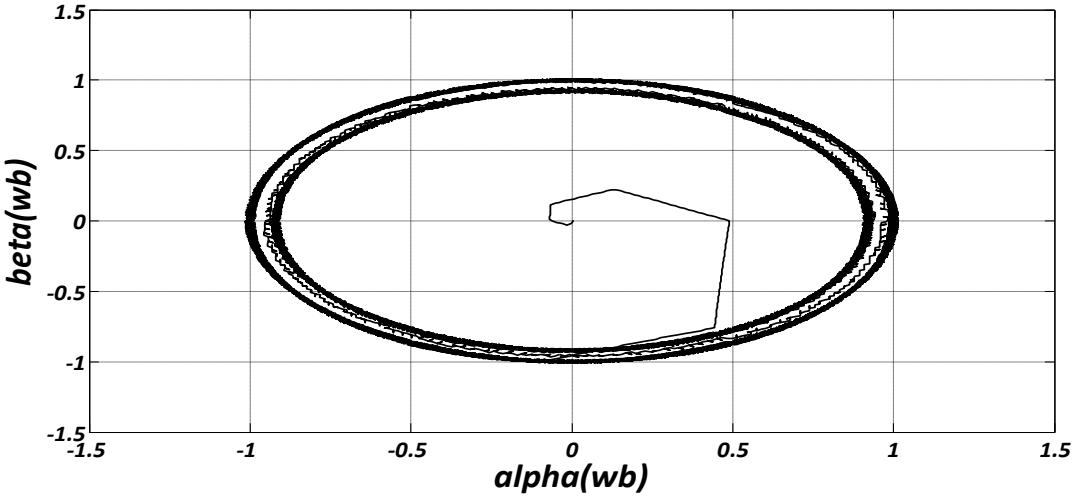


Figure II.15 : Flux statorique dans le plan Alpha-Beta.

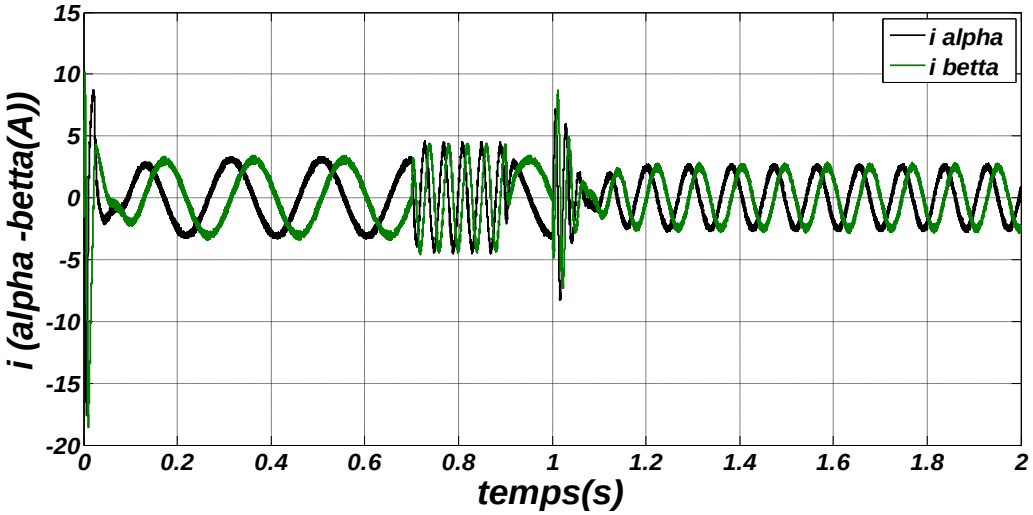


Figure II.16: Courants statoriques dans le plan Alpha-Beta.

II.11.3 Interprétations des résultats

Pour illustrer le comportement de la structure de commande DTC appliquée à la MAS alimenté par un onduleur de tension triphasé, nous avons simulé l'ensemble sous l'environnement TLAB/SIMULINK. On remarque que :

- La vitesse suit sa référence
- Il y a un découplage entre le couple et le flux.
- Lorsque la vitesse dépasse la vitesse nominale la machine est défluxée.

II.12 Conclusion

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande (DTC) en passant par le principe du contrôle direct du couple de la machine asynchrone. Cette étude est validée par une simulation en SIMULINK dans un environnement MATLAB. La simulation montre que la commande directe de couple offre un découplage entre le couple et le flux et que les performances de l'association commande DTC-MAS sont satisfaisantes.

Chapitre III

Commande DTC/Zipper de la machine asynchrone

III.1 Introduction

Dans ce chapitre on applique une nouvelle approche de réglage, sur la commande de la vitesse de la machine asynchrone. Cette technique de commande est inspirée du principe de fonctionnement de la fermeture éclair (Zipper), ainsi que la théorie de stabilité de Lyapunov. Nous commencerons ce chapitre par des généralités sur la commande Zipper, ensuite nous synthétisons une loi de commande pour le réglage de la vitesse de la MAS après l'application de la DTC.

III.2 Principe de la commande fermeture éclair

Le principe de la commande de la fermeture éclair généralement comporte trois étapes nécessaires à savoir [14]:

- La définition de système limites
- La définition de la relation de liaison.
- Analyse de stabilité du contrôleur

Concernant la première étape, elle est utilisée dans le but de surmonter le problème causé par l'apparition des paramètres incertains dans la loi de la commande résultante.

La deuxième étape son rôle principal est d'assurer la convergence de deux systèmes incertains à la référence désirée, a partir de la théorie de stabilité de Lyapunov.

La dernière étape permet d'obtenir le résultat global après l'analyse de stabilité de la fermeture-éclair. Le schéma suivant représente l'idée inspiré du principe de fonctionnement de la fermeture-éclair [14].

La figure 3.1 montre le principe de la commande fermeture-éclair.

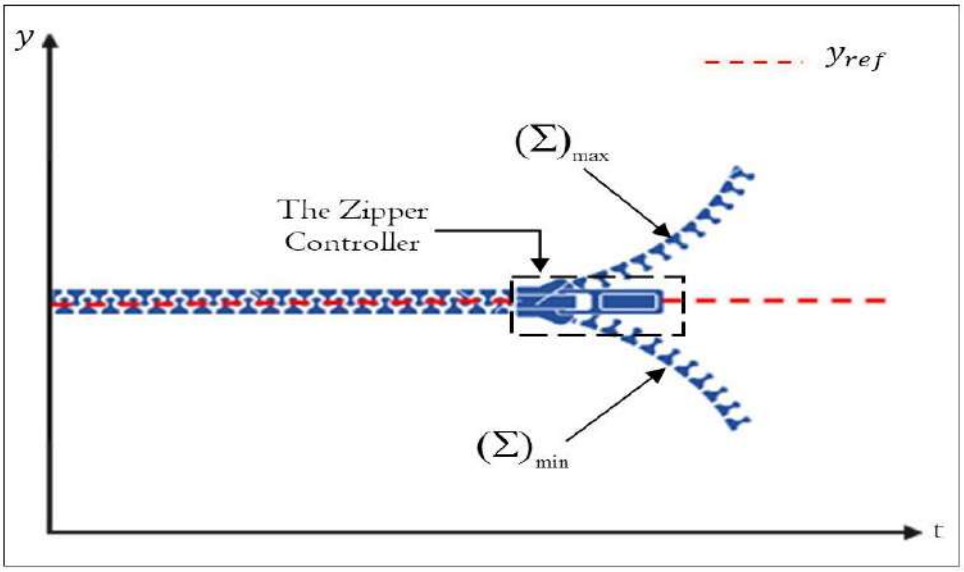


Figure III.1 : Principe du contrôleur de la fermeture-éclair (The Zipper contrôler)

III.3 caractéristiques du régulateur fermeture éclair (Zipper) :

Les caractéristiques de la fermeture éclair (the zipper) sont [14] :

- Assure la Poursuite de référence (PR)
- Assure la stabilité en boucle fermé SBF

III.4 Le critère de performance du zipper [13]

Les buts de régulateur zipper sont multiples

- Stabilise un système instable
- Améliore Précision la statique
- La Rapidité
- Rejection de la perturbation

III.4 1 Stabilité :

Un système est stable si toute entrée bornée produit une sortie bornée. La condition de stable est les pôles sont `a partie réelle strictement négative.

III.4 2Rapidité :

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation).

Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

III.4 3 Précision :

Obtenir une bonne précision consiste à faire en sorte que la sortie du système finisse par tendre vers une valeur la plus proche possible de l'entrée. L'objectif est d'atteindre systématiquement (après un transitoire) un état de la sortie parfaitement défini, quelque soit l'état du système. Améliorer la précision revient à dire que l'on cherche à minimiser le signal d'erreur ε(t)quand t tend vers l'infini.

III.5 Synthèse de la commande et analyse de la stabilité

Le modèle d'état d'un système non linéaire s'écrit comme suit [15]:

$$(\Sigma)=\begin{cases}\dot{x}=f(x)+g(x)u(t)+\xi(t)\\ y=cx\end{cases} \quad \text{(III.1).}$$

Avec :$f(x)=\begin{pmatrix}f_1(x)\\ \vdots\\ f_n(x)\end{pmatrix}$;g(x)=$\begin{pmatrix}g_1(x)\\ \vdots\\ g_n(x)\end{pmatrix}$;$\xi(t)=\begin{pmatrix}\xi_1(t)\\ \vdots\\ \xi_n(t)\end{pmatrix}$;c=(1 0 …. 0)

$\xi(t)$: Incertitude du système

L'idée de base de cette méthode consiste à confiner le système incertain (Σ) entre deux systèmes bien définis que nous appelons ***"Les systèmes limites"***, c'est-à-dire :

$\forall t \in [0, t_l]$

$$(\Sigma)_{\text{Min}} \leq (\Sigma) \leq (\Sigma)_{\text{max}} \quad \text{(III.2).}$$

Il y a trois étapes principales dans cette commande :

-définir les systèmes limites $(\Sigma)_{\text{min}}$ et $(\Sigma)_{\text{max}}$.

-Ecrire relation mathématique, que nous appelons « La relation de liaison »

- Analyser la stabilité « théorie de stabilité de Lyapunov »

Étape 1 : Définition des systèmes limites

Soit $(\Sigma)_{\text{Min}}$ et $(\Sigma)_{\text{Min}}$ deux systèmes non-linéaires définis comme suit :

$$(\Sigma)_{\text{min}}=\begin{cases}\dot{x}=\text{f(x)}+g(x)u(t)-\xi_m\\ y=cx\end{cases}$$

$$(\Sigma)_{\text{max}}=\begin{cases}\dot{x}=\text{f(x)}+g(x)u(t)+\xi_m\\ y=cx\end{cases}$$

ξ_m:Est la borne supérieure de$|\xi(t)|$.

Si les incertitudes du système sont bornées, donc on peut écrire :

$$|\xi(\text{t})| \leq \xi_{\text{m}} \quad \text{(III.3).}$$

Ou d'une manière équivalente

$$-\xi_{\text{m}} \leq \xi(t) \leq \xi_{\text{m}} \quad \text{(III.4).}$$

En ajoutant le terme $\text{f(x)}+g(x)u(t)$à (III.4) on trouve :

$f(x) + g(x)u(t) - \xi_m \leq f(x) + g(x)u(t) - \xi(t) \leq f(x) + g(x)u(t) + \xi_m$ (III.5).

Ou d'une façon équivalente :

$$\dot{x}\{(\Sigma)_{min}\} \leq \dot{x}\{(\Sigma)\} \leq \dot{x}\{(\Sigma)_{max}\} \quad \text{(III.6).}$$

En intégrant l'inégalité (III.6) et en multipliant par le vecteur C, nous obtenons :

$$y\{(\Sigma)_{min}\} \leq y\{(\Sigma)\} \leq y\{(\Sigma)_{max}\} \quad \text{(III.7).}$$

Étape2 : Définition de la relation de liaison

Si les lois de commandes suivantes sont appliquées respectivement aux systèmes limites $(\Sigma)_{min}$ et $(\Sigma)_{max}$.

$$u_{min} = \frac{1}{g(x)}(\dot{x}_r - f(x) + \xi_m - \lambda e) \quad \text{(III.8).}$$

$$u_{max} = \frac{1}{g(x)}(\dot{x}_r - f(x) - \xi_m - \lambda e) \quad \text{(III.9).}$$

$\lambda \in R^+$est un gain scalaire introduit pour imposer un degré sélectif de robustesse et/ou de stabilité.

Grâce aux discussions ci-dessous, nous pouvons définir la relation de liaison comme suit :

$$u(t) = \begin{cases} u_{min} & si \quad e \leq 0 \\ u_{max} & si \quad e \geq 0 \end{cases} \quad \text{(III.10).}$$

Ou sous la forme compacte suivante :

-Si l'erreur de poursuite est négative (c.-à-d.$y \leq y_{ref}$) : dans ce cas, nous devons appliquer u_{min} afin de forcer $(\Sigma)_{min}$ à converger à la référence désirée. En conséquence, nous forçons la convergence de(Σ)par l'intermédiaire de l'inégalité (III.2).

-Si l'erreur de poursuite est positive (c.-à-d. $y \geq y_{ref}$): dans ce cas, nous devons appliquer u_{max} afin de forcer $\Sigma)_{min}$ à converger à la référence désirée. En conséquence, nous forçons la convergence de(Σ)par l'intermédiaire de l'inégalité (III.2) .

Étape 3 : Analyse de stabilité du contrôleur

Dans cette étape on utilise le théorème de lyapunov pour montrer la stabilité de système.

$$u(t)\frac{1}{g(x)}(\dot{x}_r - f(x) + \xi_m \operatorname{sgn}(e) - \lambda e) \quad \text{(III.11).}$$

-La fonction de Lyapunov

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive v(x) >0 pour le variable d'état du système. La loi de commande doit être décroitre$\dot{V}(t) < 0$. Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [16]. Considérons la fonction de Lyapunov V est choisie suit :

$$V: R \rightarrow R^+$$

$$v(t)=\frac{1}{2}e^2(t)$$

e(t) : est l'erreur de poursuite définit comme suit :

$$e(t)=x(t)-x_r(t) \quad \text{(III.12).}$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est:

$$\dot{V}(t) = e(t).\dot{e}(t)$$

En remplaçant $\dot{e}(t)$ par $\dot{x}$ (t)-$\dot{x}_r$ (t)

$$\dot{V}(t) = e(t)\,(f(x) + g(x)u(t) + \xi_m - \dot{x}_r) \quad \text{(III.13).}$$

Le système (III.13) conduit à:

$$\dot{V}(t) = -\lambda e^2 + (\xi(t) - sgn(e)\xi_m)e \quad \text{(III.14).}$$

Et nous avons :

$$(\xi(t) - sgn(e)\xi_m)e = (sgn(e)\xi(t) - \xi_m)|e| \quad \text{(III.15).}$$

De (III.15) on obtient :

$$(sgn(e)\xi(t) - \xi_m)|e| \leq 0 \quad \text{(III.16).}$$

De(III.16), on peut conclure que $\dot{V}$ est définie négative. En conséquence, le contrôleur proposé assure la stabilité asymptotique de l'erreur

III.6 Application de commande fermeture-éclair à la MAS

Dans cette partie, après le découplage de la MAS par DTC, on applique la commande fermeture éclair au réglage de la vitesse de la MAS. L'équation d'état de la MAS après découplage est donnée par :

$$\dot{\Omega} = -\frac{f}{J}\Omega + \frac{1}{J}C_{em} + C_r \quad \text{(III.17).}$$

L'équation (III.17) peut être écrite comme suit :

$$\dot{\Omega} = -\frac{f}{J}\Omega + \frac{1}{J}C_{em} + \xi(t) \quad \text{(III.18).}$$

Où ξ represent la partie inconnue du système ; à savoir le couple résistant et l'incertitude

Soit $(\dot{\Omega})_{min} \leq \dot{\Omega} \leq (\dot{\Omega})_{max}$ (III.19).

Où les deux systèmes ($\dot{\Omega}$)min et ($\dot{\Omega}$)max est non-linéaires définis par :

$$\dot{\Omega}_{min} = -\frac{f}{J}\Omega + \frac{1}{J}C_{em} - \xi_{\mathrm{m}} \quad \text{(III.20).}$$

$$\dot{\Omega}_{max} = -\frac{f}{J}\Omega + \frac{1}{J}C_{em} + \xi_{\mathrm{m}} \quad \text{(III.21).}$$

Et

$$\xi_{\mathrm{m}} \leq \xi(t) \leq \xi_{\mathrm{m}} \quad \text{(III.4).}$$

III.6.1 Synthèse de la loi de commande

L'objectif de la commande fermeture éclair proposé est d'élaborer une loi de commande de la vitesse de la MAS qui garantit, en tout temps, la stabilité et assure la convergence de la vitesse vers sa valeur de référence. Considérons la fonction de Lyaponouv suivante liée à la dynamique de vitesse définie par l'équation

$$v(t)=\frac{1}{2}(\Omega(t) - \Omega_{\mathrm{r}}(t))^2 \quad \text{(III.22).}$$

Cette fonction est définit globalement positif sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V(t)} = (\Omega(t) - \Omega_{\mathrm{r}}(t) * (\dot{\Omega}(t) - \dot{\Omega}_{\mathrm{r}}(t) \quad \text{(III.23).}$$

On peut écrire :

$$\dot{V(t)} = e(t)\,(-\frac{f}{J}\Omega + \frac{1}{J}C_{em} + \xi_m - \dot{\Omega}_r) \quad \text{(III.24).}$$

La forme générale de ce système est :

$$C_{em} = J(\dot{\Omega}_r + \frac{f}{J}\Omega + \xi_m \mathrm{sgn}(e) - \lambda e) \quad \text{(III.25).}$$

Alors, le système incertain satisfait l'inégalité suivant :

$$\dot{\Omega}_{min} = -\frac{f}{J}\Omega + \frac{1}{J}C_{em} - \xi_{\mathrm{m}}$$

$$\dot{\Omega} = -\frac{f}{J}\Omega + \frac{1}{J}C_{em} + \xi(t)$$

$$\dot{\Omega}_{max} = -\frac{f}{J}\Omega + \frac{1}{J}C_{em} + \xi_{\mathrm{m}}$$

Donc :

$$\dot{\Omega}_{min} \leq \dot{\Omega} \leq \dot{\Omega}_{max} \qquad \text{(III.26).}$$

Si on applique la commande fermeture éclair aux systèmes limites $(\Sigma)_{min}$ et $(\Sigma)_{max}$ on obtient les lois de commandes suivantes:

$$(C_{em})_{Min} = \mathrm{J}\,(\dot{\Omega} + \frac{f}{J}\Omega + \xi_{\mathrm{m}} - \lambda \mathrm{e}) \qquad \text{(III.27).}$$

$$(C_{em})_{Max} = \mathrm{J}\,(\dot{\Omega} + \frac{f}{J}\Omega - \xi_{\mathrm{m}} - \lambda \mathrm{e}) \qquad \text{(III.28).}$$

III.7 Schéma bloc de simulation de régulateur zipper

Les figures (III.2-III.3) représentent respectivement le schéma bloc de régulateur zipper et la structure génerale du DTC/Zipper-MAS.

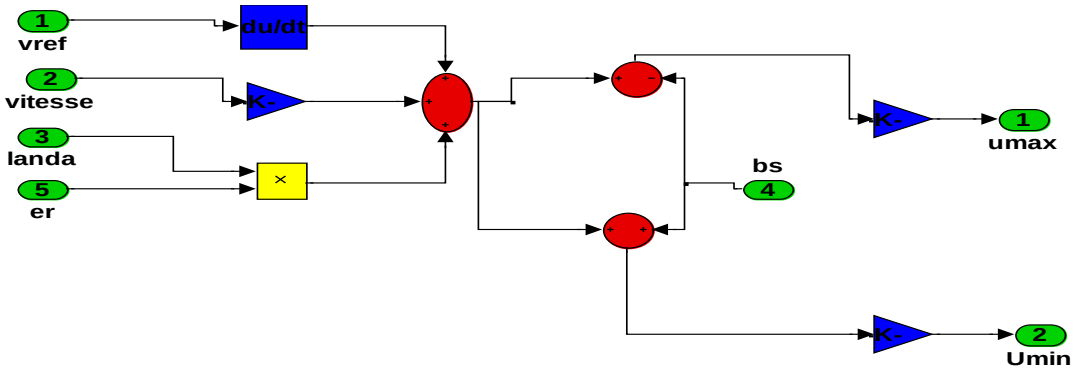


Figure III.2 : Le schéma bloc de regulateur zipper

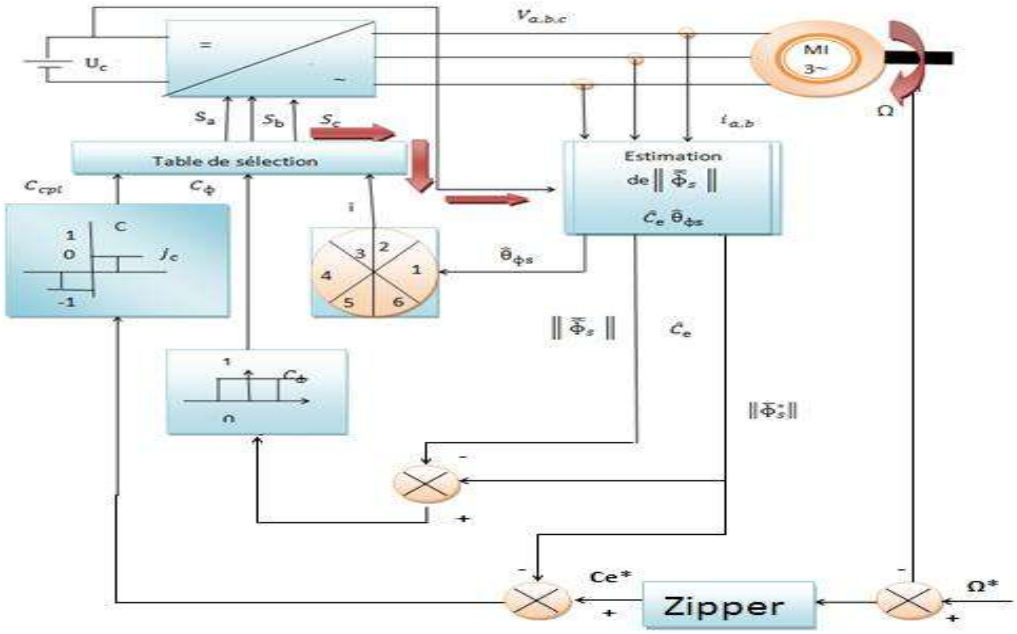


Figure III.3 : Schéma de structure génerale du DTC/Zipper.

III.8 Résultats de simulation

Pour illustrer le comportement de la structure de commande appliquée à la MAS alimenté par un onduleur de tension triphasé, nous avons simulé l'ensemble sous l'environnement MTLAB/SIMULINK. Les figures III.4-III.8 représentent les performances de l'association commande DTC/Zipper - MAS-Onduleur à vide pour une vitesse de référence égale à :

$$w_{ref} = \begin{cases} 100\dfrac{rad}{s} & 0 \le t < 1.2 \\ 200\dfrac{rad}{s} & 1.2 \le t < 2 \end{cases}$$

On remarque que la vitesse suit parfaitement sa référence.

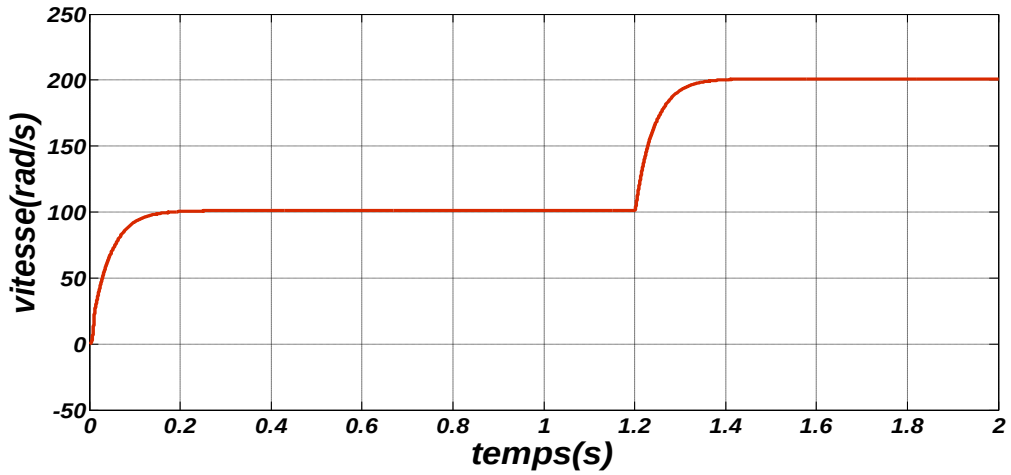


Figure III.4 : Vitesse de la MAS.

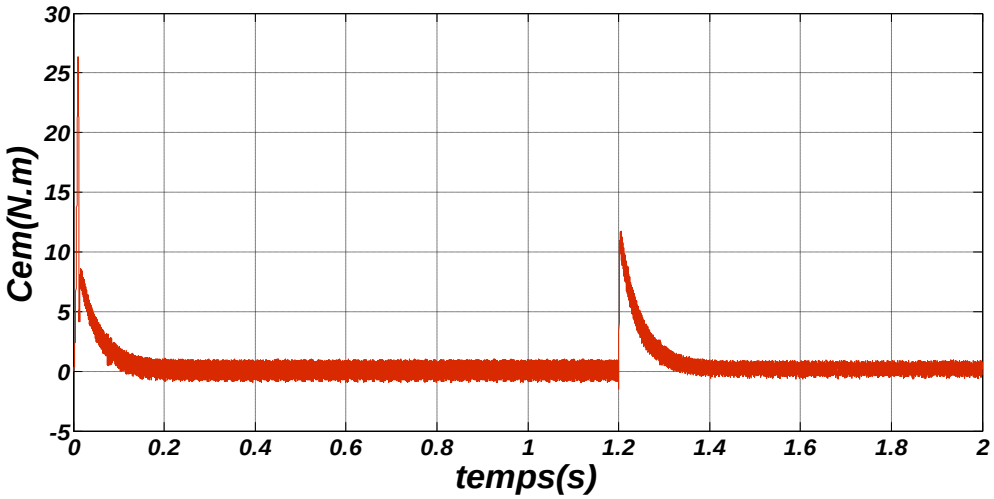


Figure III.5 : Couple électromagnétique de la MAS.

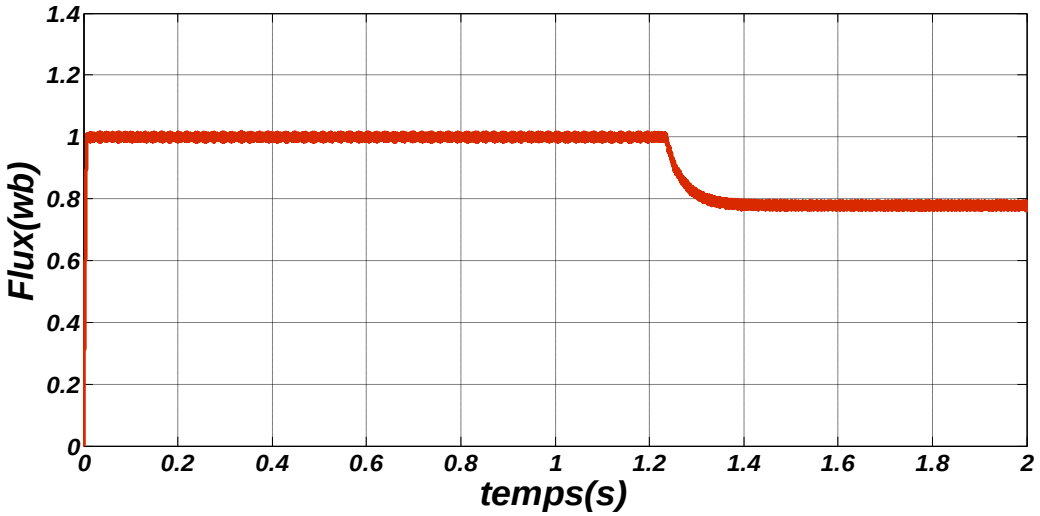


Figure III.6 : Flux statorique de la MAS

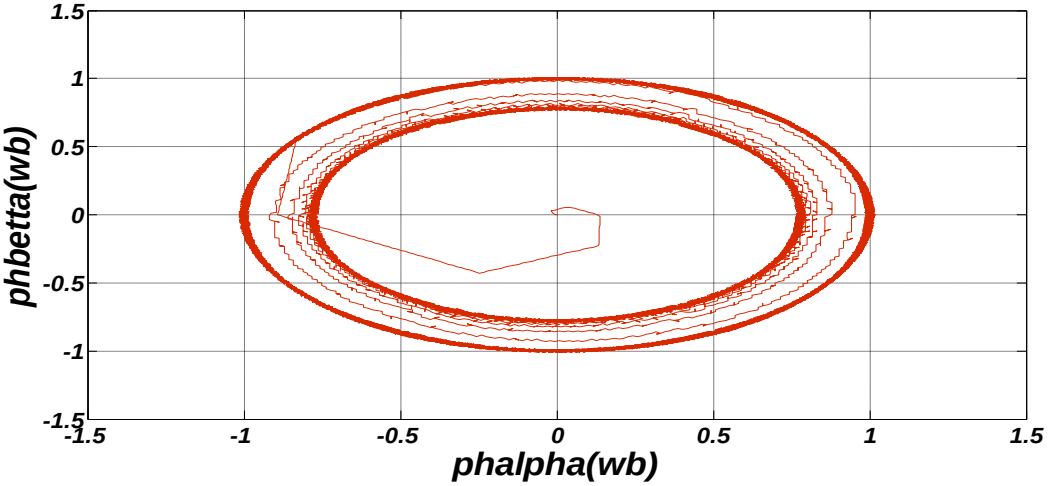


Figure III.7 : Flux statorique dans le plan Alpha-Beta

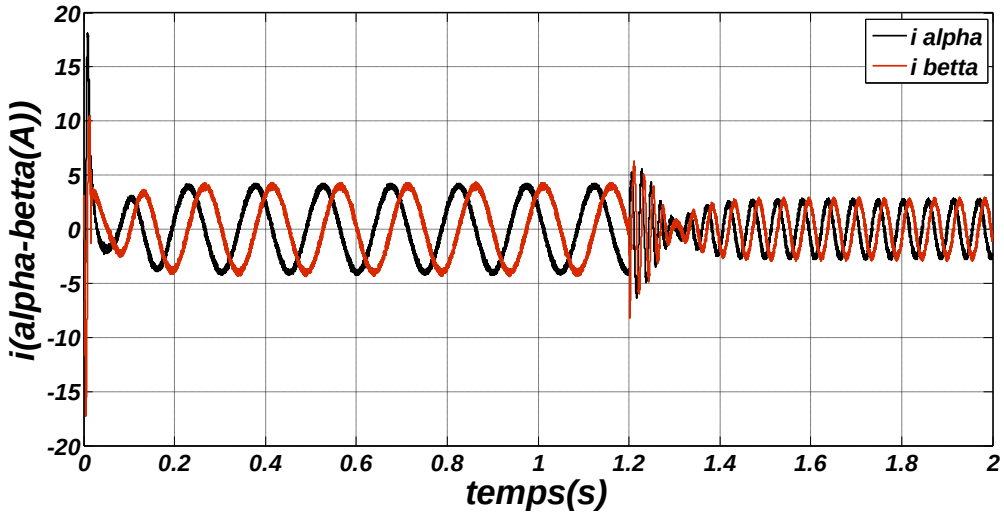


Figure II.8 : Courants statorique dans le plan Alpha-Beta.

- Inversion de sens

Les figures suivantes représentent les performances de l'association DTC/Zipper-MAS lors d'une inversion du sens de rotation de la vitesse de 100 rad/s à -100rad/s à l'instant t=1s. Les résultats de simulations obtenus sont très satisfaisants.

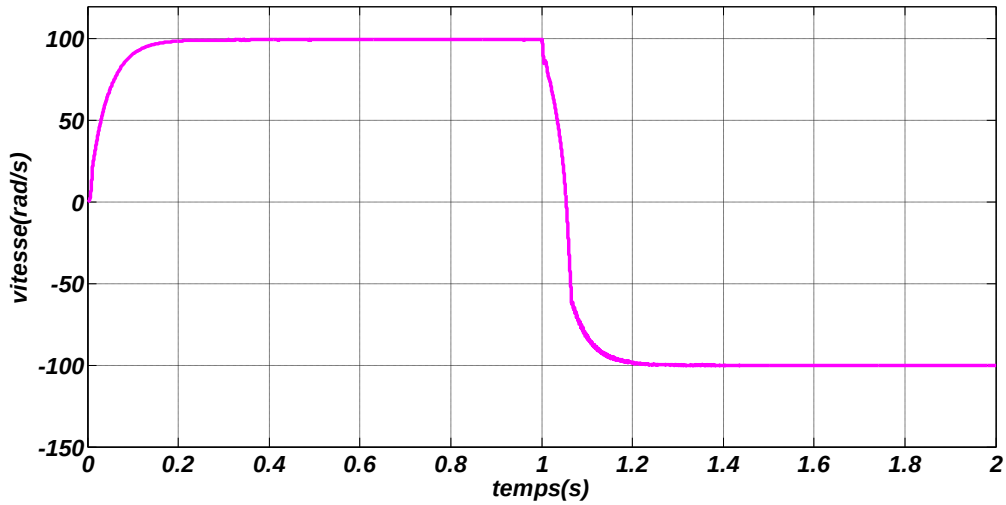


Figure III.9 : Vitesse de la MAS.

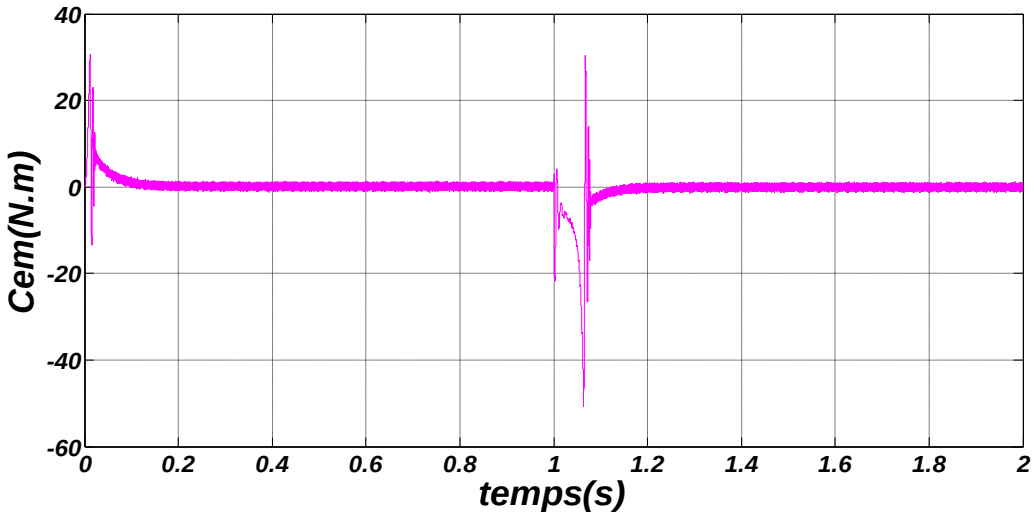


Figure III.10 : Couple électromagnétique de la MAS.

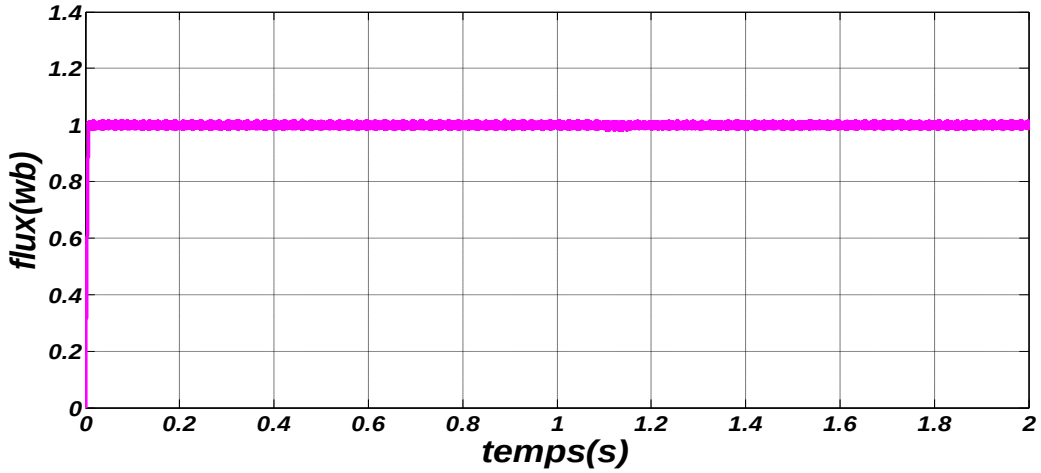


Figure III.11: Flux statorique de la MAS

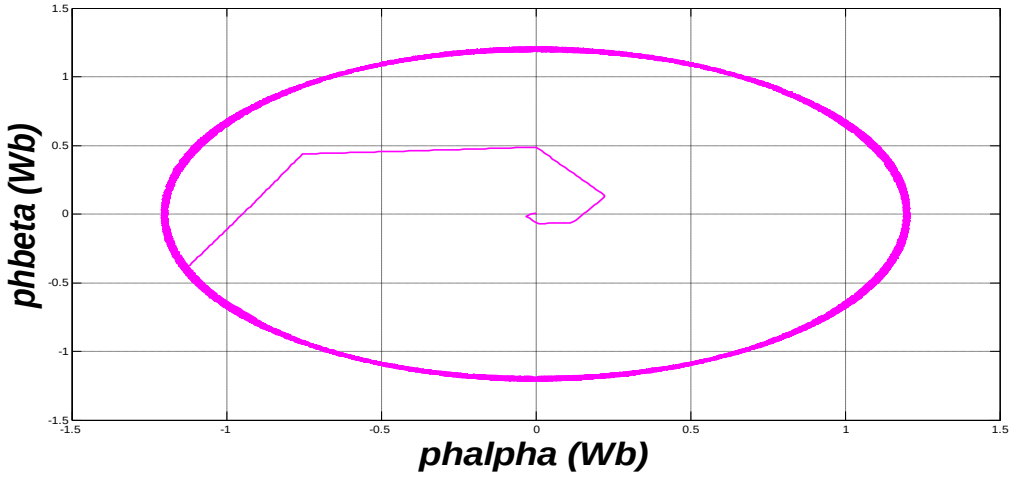


Figure III.12: Flux statorique dans le plan Alpha-Beta.

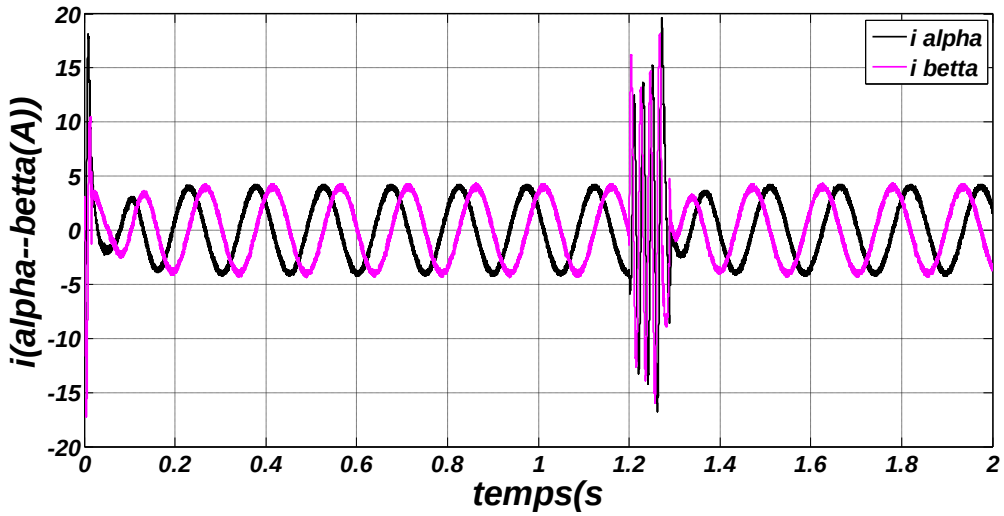


Figure III.13: Courants statoriques dans le plan Alpha-Beta.

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, on à appliqué une nouvelle commande (régulateur zipper) au réglage de la vitesse de la MAS. D'après les résultats de simulations, on peut conclure que cette méthode donne des bonnes performances de suivi et assure la stabilité du système.

Chapitre IV

Etude de la robustesse de la commande DTC/Zipper pour le réglage de la vitesse de la MAS

IV.1 Introduction

Dans le schéma général de contrôle direct du couple de la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension illustré sur la figure III.3, les seuls paramètres introduits dans l'algorithme de commande sont la résistance statorique, le coefficient de frottement et le moment d'inertie de la MAS. Dans ce chapitre on s'intéresse à l'étude de la robustesse de l'association commande-MAS lors des variations paramétriques et lors d'une introduction d'une perturbation.

IV.2 Perturbation

On appelle perturbation tout phénomène physique intervenant sur le système qui modifie l'état de la sortie. Un système asservi doit pouvoir maintenir la sortie à son niveau indépendamment des perturbations. Dans cette étude la perturbation est représenté par un couple de charge [14]

IV.3 Résultat de la simulation

Les performances de la commande proposée ont été testées par simulation sur la MAS aimantée par un onduleur de tension lors d'un démarrage à vide puis application d'un couple de charge égale à 10 N.m antre t=0.7s et 0.9s (figure IV.1-IV.5). avec une consigne de vitesse égale à 100rad/s. On construit que

-La MAS est parfaitement découplée .En effet le couple et le flux suivent parfaitement leurs références.

-La vitesse suit parfaitement sa référence.

-La perturbation est rejetée.

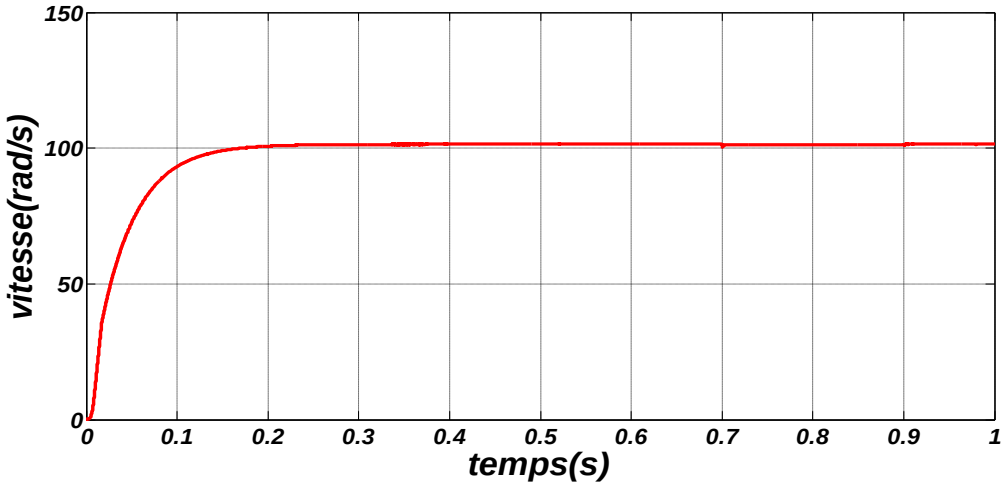


Figure IV .1 le comportament de la vitesse

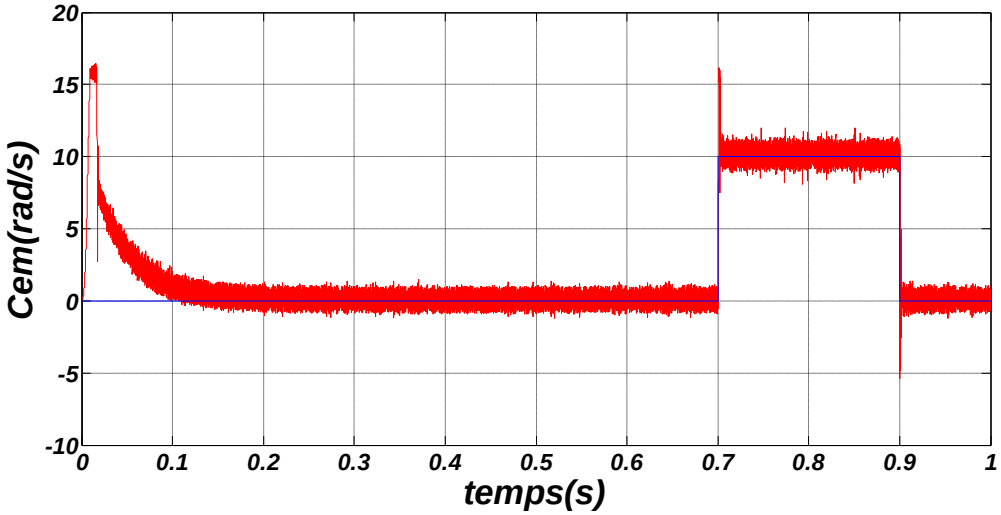


Figure IV.2 le Couple électromagnétique dans le repère.

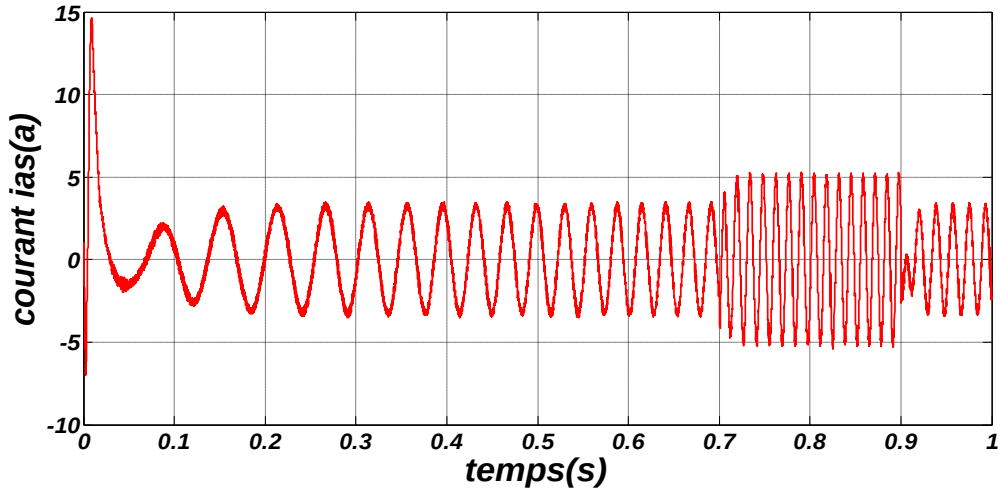


Figure IV.3 Courants statorique ias

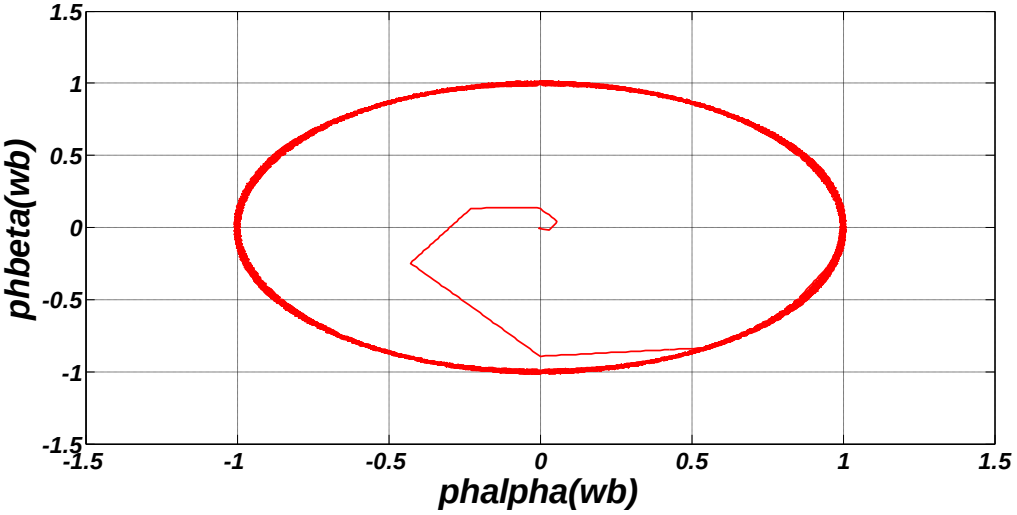


Figure IV.4 Flux statorique dans repère α β.

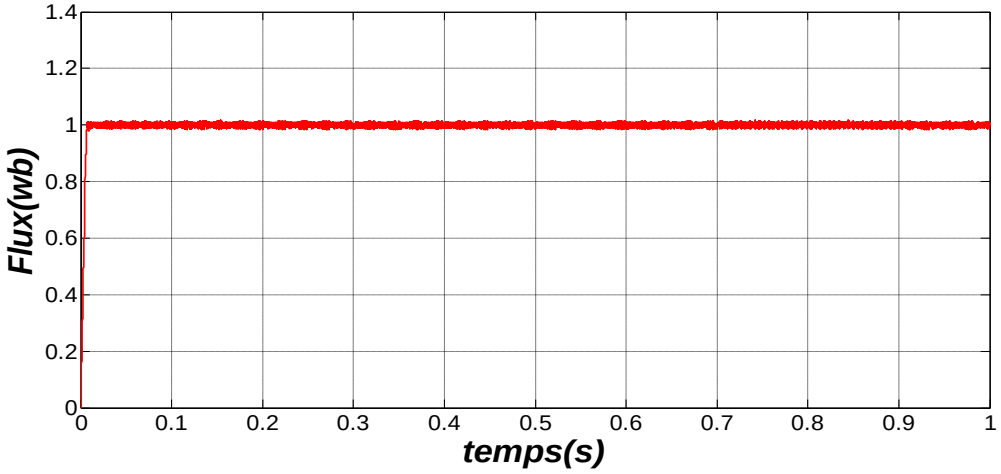


Figure IV.5 Le Flux statorique dans repère$\alpha\ \beta$.

IV.4 Etude de robustesse de la commande Zipper vis-à-vis la variation paramétrique

Les paramètres de la machine ne donnent pas lieu à des valeurs certaines et définitives. Ces variations correspondent à la dispersion constatée lors de la fabrication en nombre, aux évolutions des valeurs lors du fonctionnement ou aux méthodes utilisées pour l'identification des machines. Il est alors particulièrement intéressant de comparer les réponses de la machine avec celles correspondantes aux changements des paramètres, dans cette partie nous nous intéressons à la variation du moment d'inertie (J) et du coefficient de frottement (f) et de la résistance statorique (Rs) [17]

IV.4.1 L'effet de changement du moment d'inertie J

Les figures IV.6-IV.10 représentent la performance de la MAS lors d'une augmentation de 50%du moment d'inertie J .On constate que la vitesse et le flux suivant parfaitement leurs référence .Néanmoins on remarque une augmentation de temps de réponse lorsque la valeur de J augmente.

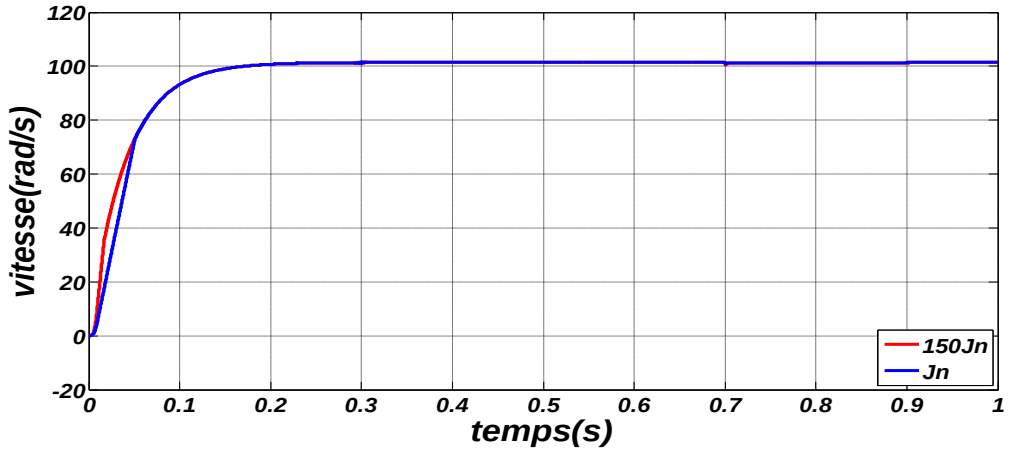


Figure IV.6 le comportament de vitesse dans repère $\alpha\ \beta$.

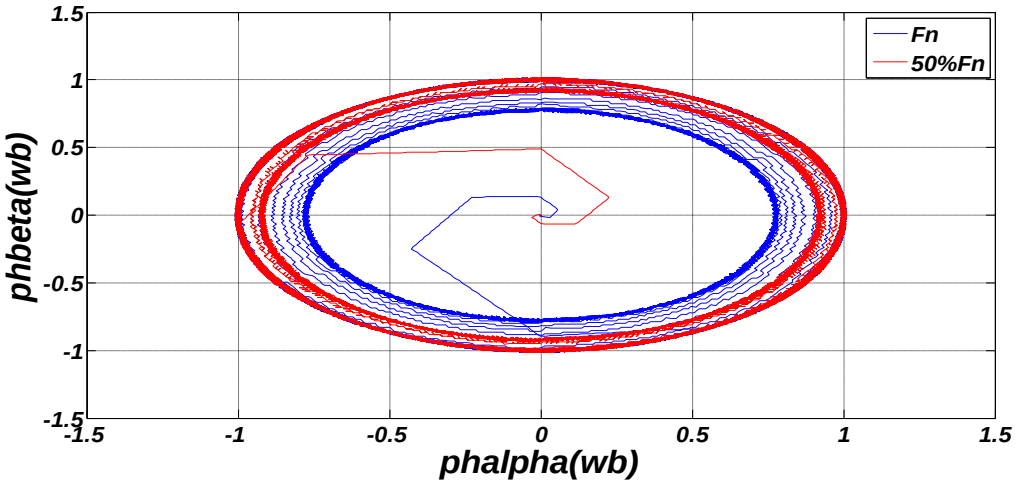


Figure IV.7 flux statorique dans repère $\alpha\ \beta$.

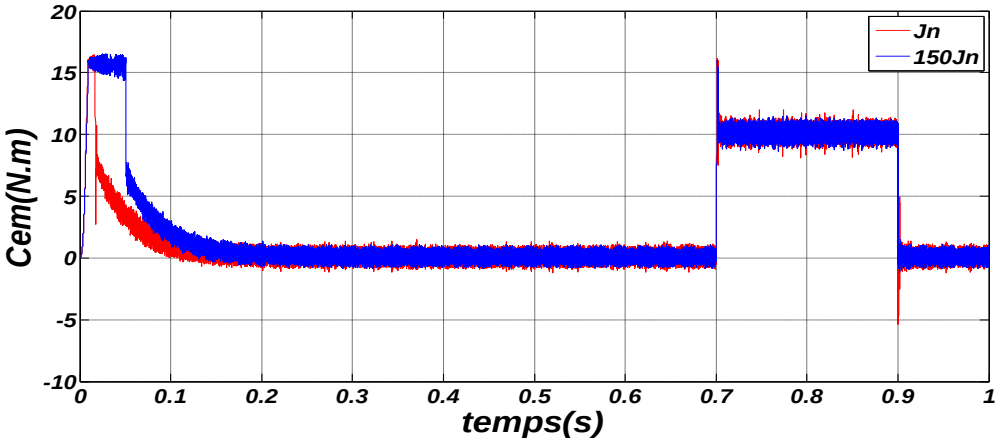


Figure IV.8 Couple électromagnétique dans repère $\alpha\ \beta$.

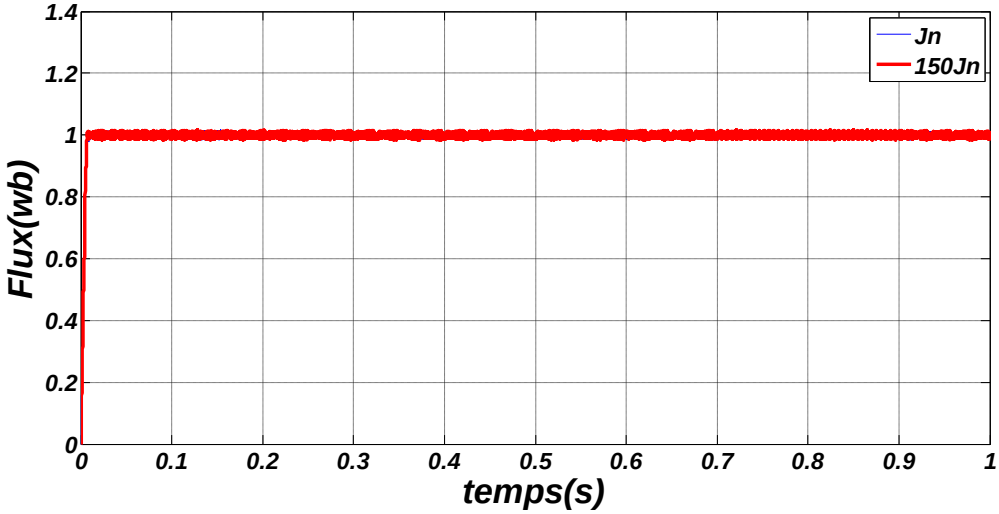


Figure IV.9 Le Flux statorique dans repère $\alpha\ \beta$.

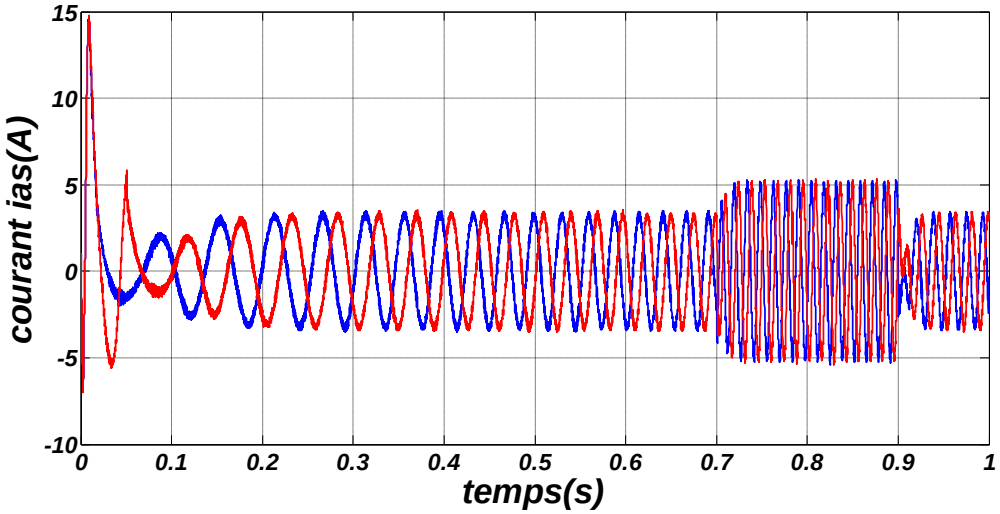


Figure IV.10 Le courant$i_{\alpha s}$dans repère $\alpha\ \beta$.

IV.4.2 L'effet de changement de frottement

La robustesse de la commande proposée DTC/Zipper est testée pour le cas du réglage de la vitesse lors d'une augmentation de 50% du coefficient de frottement. On constate que lorsque le coefficient de frottement augment le temps de réponse augment le découplage est parfaitement et la perturbation est rejetée.

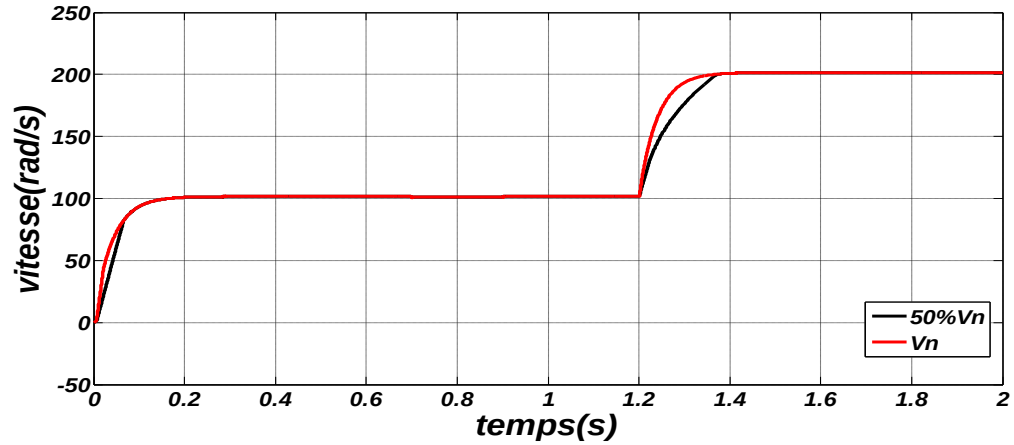


Figure IV.11 le comportement de vitesse dans repère $\alpha\ \beta$.

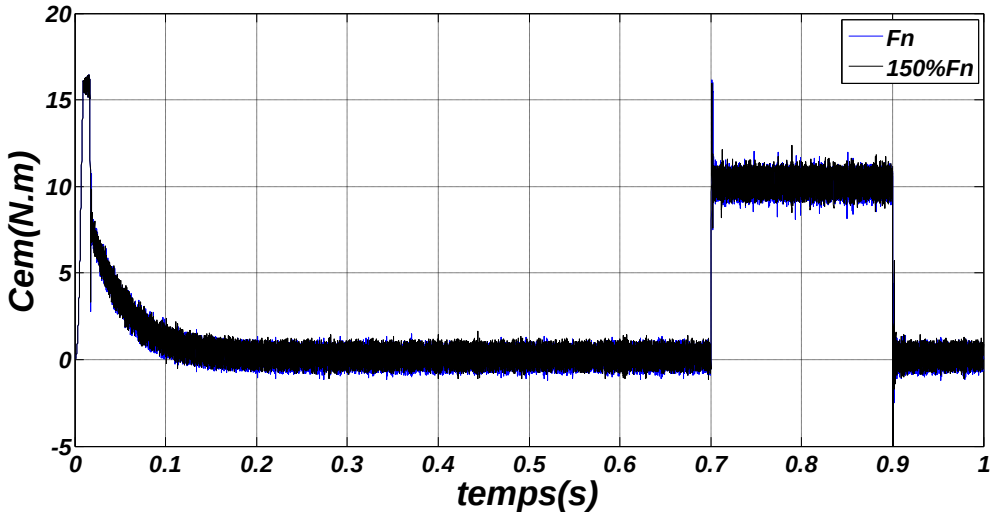


Figure IV.12 Couple électromagnétique dans repère $\alpha\ \beta$.

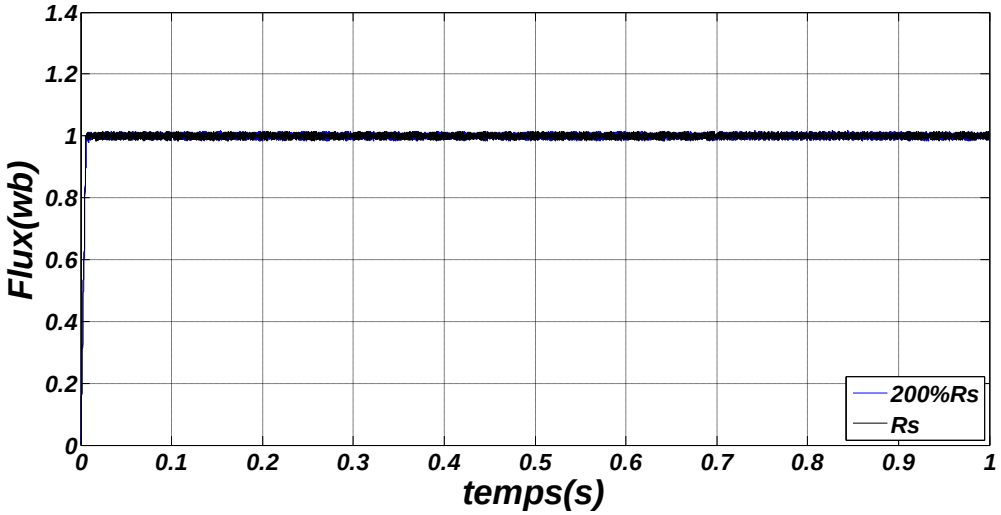


Figure IV.13 le Flux statorique dans repère$\alpha\ \beta$.

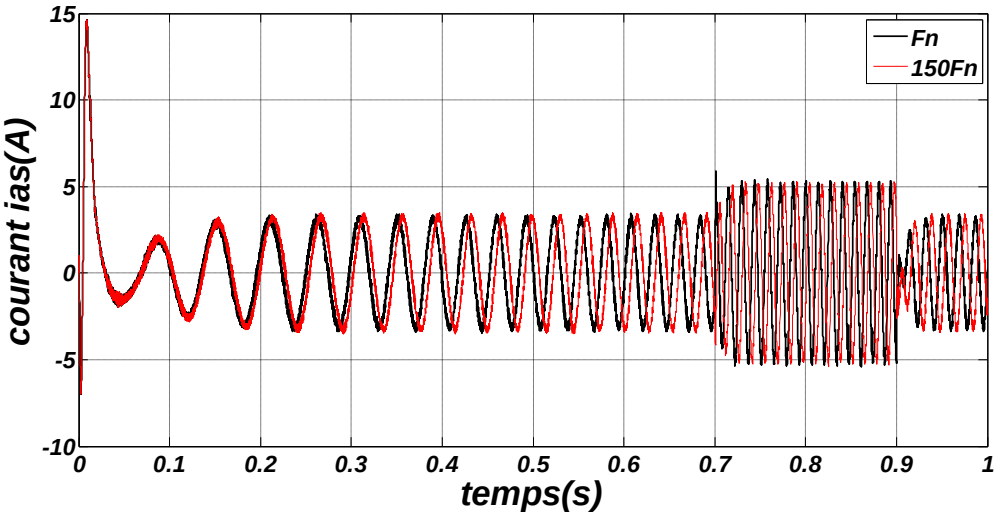


Figure IV.14 Le courant ias

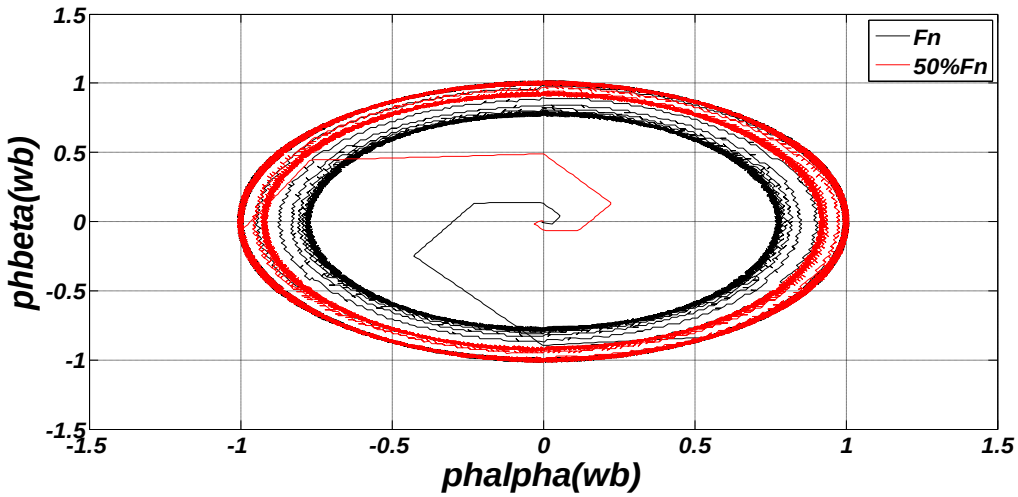


Figure IV.15 flux statorique dans repère$\alpha\ \beta$.

IV.4.3 L'effet de résistance statorique

Dans cette partie le commande DTC/Zipper est testée lorsque la résistance statorique de simulation obtenues (fig. IV.16-IV.19) montrent que la perturbation est mal rejetée et le couple oscille .ce qui peut entrainer l'instabilité du système à réglage.

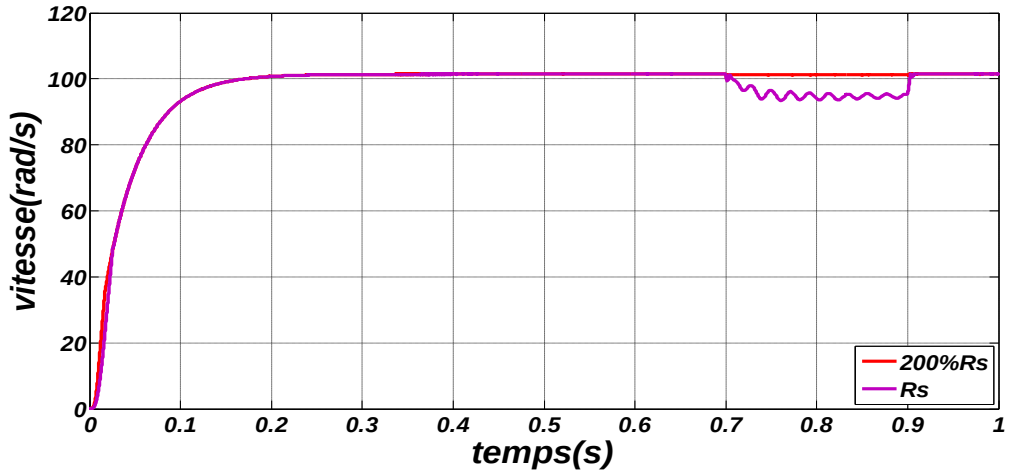


Figure IV.16 la comportament de vitesse dans repère$\alpha\ \beta$.

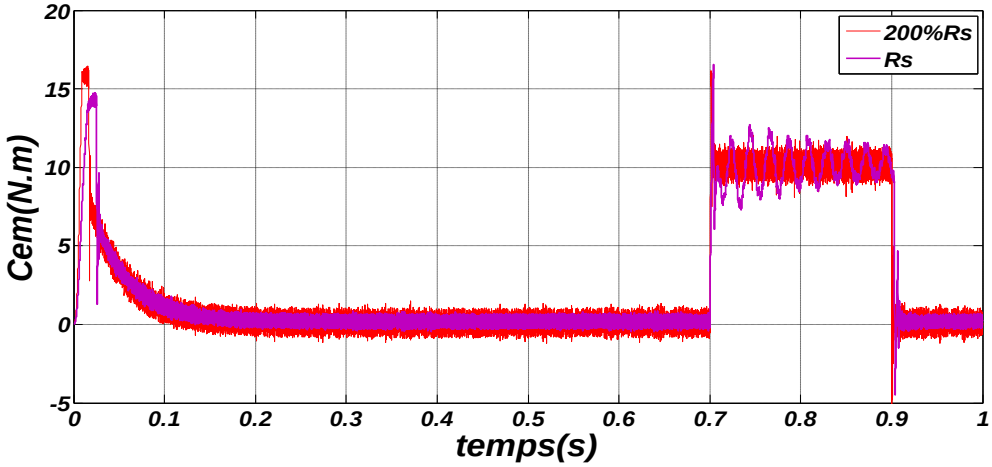


Figure Ⅳ. 17 Couple électromagnétique dans repère $\alpha\ \beta$.

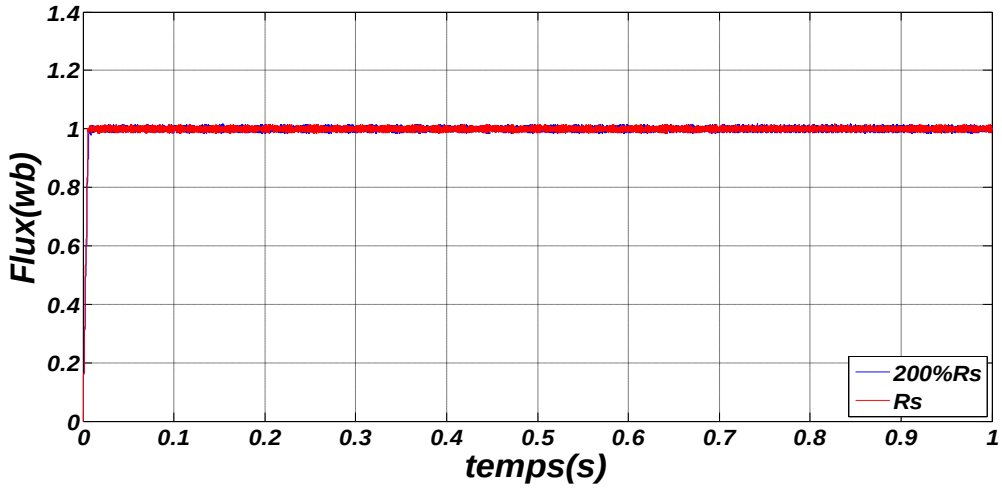


Figure IV .18 Flux statorique dans repère $\alpha\ \beta$.

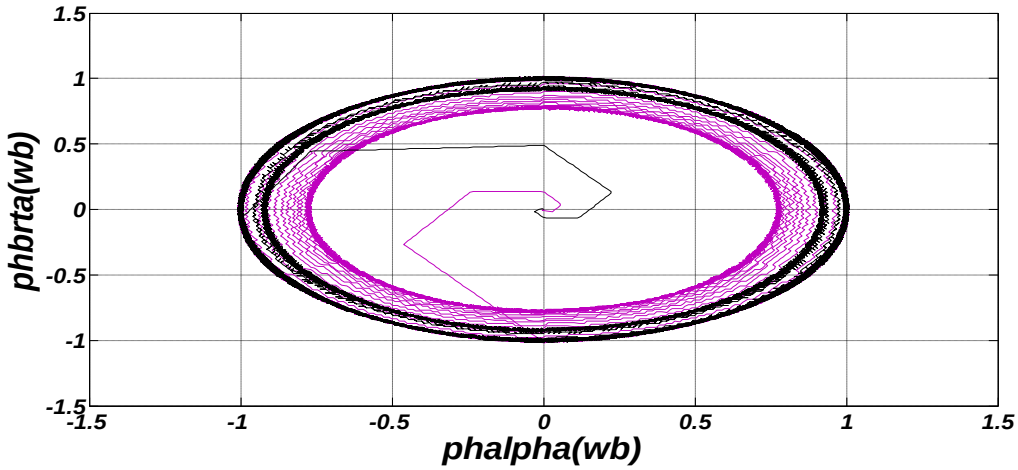


Figure IV .19 Flux statorique dans repère$\alpha\ \beta$.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre la commande DTC/Zipper appliquée pour le réglage de vitesse de la MAS à été testée lors de la variation de l'inerte de la MAS l'augmentation de coefficient de frottement et la variation de la résistance statorique de la MAS. Les résultats de simulation ont montre que la DTC/Zipper est sensible aux variations de la résistance statorique, et que le système à réglage devient instable.

Une solution consiste à estimer cette résistance lors de la variation du moment d'inertie et du coefficient de frottement ou à constate que la MAS est parfaitement découplée et que la perturbation est parfaitement rejetée

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'alimentation et la commande d'une machine asynchrone par un onduleur de tension triphasé. Ainsi, il est développé dans ce travail des lois de commande basées sur le contrôle DTC avec une nouvelle technique de commande Zipper pour la commande de la vitesse de la MAS.

Dans le premier chapitre, on a présenté la modélisation et la simulation du moteur asynchrone triphasée dans l'environnement *MATLAB/SIMULINK*. Deux types d'alimentations ont été considérés: machine alimentée directement par le réseau triphasé et par l'intermédiaire d'un convertisseur statique (onduleur). Vu que le modèle triphasé est fortement non linéaire, La transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements. Les résultats de simulation obtenus montrent bien le comportement électrique et magnétique de la machine asynchrone lors du démarrage à vide et en charge.

Le deuxième chapitre est consacré à la commande directe du couple de la machine asynchrone. Les résultats de simulation ont permet de valider le principe de cette commande. La commande direct du couple apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse rencontres dans le control vectoriel à flux rotorique oriente des machine asynchrone et amélioré la dynamique du couple. Le control directe du couple est performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaitre la position ou la vitesse angulaire de la machine. La dynamique du couple est très importante tout en gardant une bonne précision du contrôle

Dans le troisième chapitre, nous avons remplacé le régulateur PI dans DTC classique par un une nouvelle commande : régulateur de zipper. Cette technique basée sur le théorème de la stabilité de Lyapunov. Les résultats de simulations obtenus montrent les bonnes performances de la structure de commande proposée. En outre la technique DTC/fermeture éclair nous assure la stabilité asymptotique du système en boucle fermée.

Dans le dernier chapitre nous nous sommes intéresse à la robustesse de la commande DTC/-fermeture éclair appliquée à la MAS, suivi par une étude comparative entre la commande proposée et le régulateur PI. Les résultats de simulation montrent que la structure de commande proposée est robuste vis-à-vis les variations paramétriques sauf la variation de la résistance statorique de la MAS et que le rejet de la perturbation est parfait.

Parmi les perspectives de ce travail, on peut citer :

- Etude comparative des différentes techniques de commande, élaborée sous la base de relevés expérimentaux.

- Estimation de la variation de la résistance statorique de la MAS.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

[1]] **BENDEMMAGH Walid** , «commande de la machine asynchrone par la cascade hypo synchrone à base des logiciels s'implorer et matlab », université de Sétif , 30/10/ 2013.

[2] Messai Med Ibrahim, Redouani Med Mokhtar, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone », université d'EL-oued, année 2013-2014.

[3] **R. Abdessemed et M. Kadjoudj**, « Modélisation des machines électriques » presse de l'université de Batna.2011

[4] **Benaissa Malika,** « Minimisation des pulsations du couple dans une commande, directe du couple DTC d'une machine asynchrone » université de Batna.

[5] **claude cheavssu,** «machines électriques », version du 20 juillet 2012

[6] **Chikhi Abdessemed**, «Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue», l'Université de Batna, 2008.

[7] **Benamor Messaoud,** «Commande par DTC de la machine a induction sans capteur de vitesse .utilisation du filtre de filtre kalman pour l'estimation de la vitesse», l'Université de Batna,année 20/06/2012.

[8] **M. Abd elkebir et N. Merzoug**, «contrôle direct de couple d'une machine a induction», mémoire d'ingénieur université de Msila, juin 2005.

[9] **K.Hoang,** « comparison of field –oriented control and direct torque contrôle », IEEE.1999.

[10] **L. Cristian, I. Boldea, and F. Blaabjerg** , «A modified direct torque control for induction motor Sensor less drive »,IEEE Trans .Industrial Appl, vol. 36, pp. 122-130, Jan/Feb 2000.

[11] **D. Casadei, F. Profumo, G. Serra etA. Tani,** « FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control »,*IEEE tran on industry electronics, pp. 787-797, 2002*.

[12] **A. Rahal et M.F Edjiri,** «Contrôle direct du couple de la machine asynchrone »,université Msila 2004 .

[13] **Bensetti Nour_el_islam et Boukhachba Mimouna** , «Commande par backstepping de la machine asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux », université de Kasdi Merbah Ouargla 04/06/2017

[14] **Mohammed-Karim FELLAH**, «Cours d'Asservissements Linéaires Continus», Université Djillali Liabès – Sidi Bel-Abbés, Septembre 2007

[15] **Mosbah Charaf Abdelkarim et Tadjine Mohamed, chakir Messaoud, and Boucherit Mohamed Seghir,** «On The Control of Parabolic Solar Collector: The Zipper Approach», international journal of renewable energy research c.a.mosbah et al., vol.6, no.3, 2016

[16] **H.Tamrbed et T.Azarobr,** « Réglage par mode glissant d'un machine asynchrone », proceedings de la conférence CEE'00, pp.136-141, 2000.

[17] **RIGHI youcef**, «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Sans Encodeur de Vitesse», universite de Kasdi Merbah oaurgla. Mai 2017

Annexe

Paramètre de la machine asynchrone

P_n	Puissance nominale	1.5	kw
V_n	tension nominal	220	v
F	fréquence d'alimentation	50	Hz
P	Nombre de paires de pôles	2	pole
C_n	Couple nominale	10	N.m
R_s	Resistance statorique	2.3	Ω
R_r	Resistance statorique	0.3	Ω
L_s	Inductance statorique	0.0932	H
L_r	Inductance rotorique	0.0162	H
J	Inertie du moteur	0.005910	$Kg.m^2$
L_m	Inductance mutuelle	0.352	H
f	Coefficient de frottement	0.00178	SI