



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la
Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Thème

**Application de la technique linéarisant à la
commande d'une machine asynchrone associée à
un onduleur MLI-SVM**

Réalisé par :

ALLAG Mohamed El Amine

KOT Abdennacer

**President
Examiner
Supervisor**

Dr. O. MAAMRI
Dr. M. MAAMIR
Dr. ALLAG Meriem

M.C.A
M.C.A
M.C.A

El Oued University
El Oued University
El Oued University

Année universitaire : 2022-2023

Remerciement

Nous remercions sincèrement ALLAH de m'avoir aidé à étudier, préparer et réussir cette thèse.

Nos remerciements très particuliers vont à mes encadrant Doc. ALLAG Meriem pour ces conseils continus et ces précieuses discussions qui ont donné lieu à de nombreuses améliorations de l'ouvrage.

Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous ont fait l'honneur de participer au jury de ce travail.

Enfin, Nous ne pouvons pas oublier spécialement l'aide de l'inspirant Prof ALLAG Abdelkrim, pour leurs conseils et leur soutien continus dans les moments les plus difficiles.

Dédicaces

Je dédicace travail à...

Mes parents et ma famille pour tout leur soutien et leurs encouragements durant toutes mes années d'études et surtout lors de la préparation de cette thèse.

Mes très chères sœurs.

Mes très chers frères.

Toute ma famille. Tous mes amis.

Tous ceux que me sont chers

Mohamed El Amine

Dédicaces

Je dédicace travail à...

Ma mère et mon père qui m'ont donné naissance et l'amour ; ce qui je ne pourrais jamais exprimer leurs sacrifices, leur soutien moral et physique le long de mes années d'études.

Mes très chères sœurs.

Mes très chers frères.

Toute ma famille. Tous mes amis.

Tous ceux que me sont chers.

Abdennacer

Résumé

L'ensemble de notre travail porte sur l'application de la commande non linéaire à la MAS alimenté en tension. Cette commande, qui réalise des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

En premier lieu, nous avons présenté brièvement la construction et la théorie de base de la machine asynchrone ainsi que leur modélisation non linéaire et les simplifications apportées.

Dans une deuxième étape, nous avons présenté les concepts de base théorique de la commande non linéaire, du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire statique, et son application à la machine asynchrone, associée à un onduleur de tension triphasé à MLI vectorielle (SV-PWM).

L'application de cette technique de commande permet d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé par le biais d'un bouclage statique, dont le but d'assurer la commande de la vitesse mécanique et les flux rotoriques.

Les résultats de simulation obtenus montrent que le découplage est maintenu, la dynamique de poursuite de consigne est satisfaisante et le rejet de perturbations est efficace.

L'approche de commande par la technique de commande linéarisant a été choisie dans ce mémoire. Comme il s'agit d'une méthode de commande nouvelle, les notions de bases ont été présentées. Les principes et concepts de la commande ont été introduits tout en orientant notre choix de cette méthode pour commander la machine asynchrone. Dans le but d'asservir la vitesse de rotation de la machine asynchrone, nous avons introduit un régulateur PI.

Nous avons présenté dans ce mémoire les performances du réglage non linéaire pour une MAS découplée par une contre réaction d'état NL et associée à un onduleur de tension à MLI vectorielle. Les résultats obtenus montrent l'applicabilité de cette technique de commande dans le domaine des entraînements électriques. Les objectifs de poursuite et de rejet de perturbation sont acceptables. Le découplage est maintenu même en cas de variations de la charge.

Cette stratégie de commande a fourni un système stable avec des performances satisfaisantes aussi bien à vide que lors d'une variation de la charge. Les performances dépendent de l'expertise de l'opérateur.

Mots des clés: Commande non linéaire, MAS, MLI vectorielle (SV-PWM).

Abstract

All of our work focuses on the application of nonlinear control to voltage-fed MAS. This control, which achieves performance similar to that of the separately excited DC machine.

First, we briefly presented the construction and the basic theory of the asynchronous machine as well as their nonlinear modelling and the simplifications made.

In a second step, we presented the basic theoretical concepts of nonlinear control, of the input-output linearization type by static nonlinear state feedback, and its application to the asynchronous machine, associated with a three-phase voltage inverter at Vector PWM (SV-PWM).

The application of this control technique makes it possible to obtain a linear and perfectly decoupled system through static looping, the purpose of which is to ensure the control of the mechanical speed and the rotor fluxes.

The simulation results obtained show that the decoupling is maintained, the set point tracking dynamics is satisfactory and the rejection of disturbances is effective.

The control approach by the linearizing control technique has been chosen in this thesis. As this is a new control method, the basics have been clearly presented. The principles and concepts of control were introduced while guiding our choice of this method to control the asynchronous machine. In order to control the speed of rotation of the asynchronous machine, we introduced a PI regulator.

We have presented in the thesis the performances of the no linear a control for a MAS which is decoupled by a feedback of NL state and associated with a voltage inverter with SV- PWM. The results obtained show the applicability of this control technique in the field of electric drives. Disturbance tracking and rejection objectives are acceptable. Decoupling is maintained even with load variations.

This control strategy provided a stable system with satisfactory performance both at empty and during load variation. Performance depends on the expertise of the operator.

Keywords: Nonlinear control, MAS, Vector PWM (SV-PWM).

ملخص

يركز كل عملنا على تطبيق التحكم غير الخطي على MAS المغذي بالجهد. هذا التحكم ، الذي يحقق أداءً مشابهًا لأداء آلة DC المثارة بشكل منفصل.

أولاً ، قدمنا بإيجاز البناء والنظرية الأساسية للآلة غير المتزامنة بالإضافة إلى النمذجة غير الخطية و التبسيط الذي تم إجراؤه. في الخطوة الثانية ، قدمنا المفاهيم النظرية الأساسية للتحكم غير الخطي، لنوع الإدخال / الإخراج الخطي عن طريق التغذية المرتدة للحالة غير الخطية الثابتة ، وتطبيقه على الجهاز غير المتزامن ، المرتبط بعكس جهد ثلاثي الطور في Victor PWM (SV-PWM).

يتيح تطبيق تقنية التحكم هذه الحصول على نظام خطي ومنفصل تمامًا من خلال حلقات ثابتة ، والغرض منها هو ضمان التحكم في السرعة الميكانيكية وتدفق الدوار.

تظهر نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها أن الفصل يتم الحفاظ عليه ، وديناميكيات تتبع نقطة الضبط مرضية ورفض الاضطرابات فعال.

تم اختيار طريقة التحكم بتقنية التحكم الخطية في هذه الأطروحة. نظرًا لأن هذه طريقة تحكم جديدة، فقد تم تقديم الأساسيات. تم تقديم مبادئ ومفاهيم التحكم أثناء توجيه اختيارنا لهذه الطريقة للتحكم في الجهاز غير المتزامن. من أجل التحكم في سرعة دوران الآلة غير المتزامنة، قدمنا منظم PI.

لقد قدمنا في هذه الأطروحة أداء التعديل غير الخطي لـ MAS مفصلاً عن طريق التغذية المرتدة لحالة NL والمرتبطة بعكس للجهد مع ناقل PWM. تظهر النتائج التي تم الحصول عليها قابلية تطبيق هذا التحكم الفني في مجال المحركات الكهربائية. أهداف التعقب والرفض مقبولة. يتم الحفاظ على الفصل حتى مع تغيرات الحمل.

قدمت إستراتيجية التحكم هذه نظامًا مستقرًا بأداء مرضٍ في كل من الفراغ وأثناء اختلاف الحمل. يعتمد الأداء على خبرة المشغل. الكلمات المفتاحية: التحكم غير الخطي ، MAS ، Vector PWM (SV-PWM).

Sommaire

Remerciments.....	I
Dédicaces	II
Résumé.....	III
Sommaire	IV
Liste de figures	V
Liste de Tableaux	VI
Notations et symboles	VII
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

I.1 Introduction.....	4
I.2 Présentation de la Machine	5
I.3 Les hypothèses Simplificatrices.....	5
I.4 Modèle dynamique de la machine asynchrone	6
I4.1 Mise en équations de la MAS	7
4.1.1 Equations électriques.....	8
4.1.2 Equations des flux	8
4.1.3 Equations mécaniques	9
I.4.2 Les Transformations.....	9

4.2.1 Transformations Triphasé-biphasé.....	9
4.2.2 Transformation de Concordia/ CLARK	10
4.2.3 Transformation de Park.....	11
I.4.3 Transformation de Park appliquée à la MAS.....	13
4.3.1 Equations électriques.....	13
4.3.2 Equations magnétiques.....	13
4.3.3 Equation du couple électromagnétique	13
4.3.4 Equation dynamique.....	13
I.4.4 Modèle de la MAS en vue de sa commande	14
I.5 Résultat de simulation sans onduleur	16
I.6 Conclusion	17

Chapitre II: *Technique du modulation de largeur d'impulsion vectoriel*

II.1 Introduction:	18
II.2 La Technique de Modulation Vectorielle.....	18
II.3 Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle	19
II.3.1 Transformation de tension triphasée à la tension biphasée	19
II.3.2 Détermination des secteurs	22
II.3.3 Calcul des temps d'application des vecteurs adjacent.....	23
II.3.4 Génération des signaux modulateurs T_{aon} , T_{bon} , T_{con}	25
II.4 Avantages de la modulation vectorielle.....	26

II.5 Etude de simulation	27
II.5.1 MLI Vectorielle sous Simulink	28
II.5.2 Résultats de simulation	29
II.6 Conclusion	34

Chapitre III : Commande vectorielle d'une machine asynchrone

III.1 Introduction	36
III.2 Principe de la commande vectorielle	36
III.3 Commande vectorielle par orientation du flux rotorique	37
III.4 Structure de contrôle vectoriel	39
III.5 Commande vectorielle indirecte (IFOC)	40
III.5.1 Calcul de φ_r	40
III.5.2 Calcul de ω_s et θ_s	41
III.5.3 Découplage par compensation	41
III.5.4 Calcul des régulateurs	43
III.6 Résultat de simulation	46
III.7 Conclusion	47

Chapitre IV : Commande non linéaire de la MAS – contrôle de la vitesse et le flux

IV.1 Introduction	48
IV.2 Avantage de la théorie entrée-sortie	49
IV.3 Outils mathématiques.....	49
IV.3.1 Gradient.....	49
IV.4 Principes de la Commande Non Lineaire	50
IV.4.1 Principe de la linéarisation entrée – sortie	50
IV.4.2 Degré relatif	51
IV.4.3 Découplage et linéarisation	54
IV.5 Modèle mathématique de la machine à induction.....	55
IV.5.1 Le choix des sorties.....	56
IV.5.2 Transformation des coordonnées	56
IV.6 Contrôle de la Vitesse et Flux de la MAS.....	56
IV.6.1 Les variables à contrôler	57
IV.6.2 Commande linéarisante de la MAS	57
IV.6.2.1 La condition de linéarisation.....	57
IV.6.2.2 Le degré relatif (r)	57
IV.6.2.2.a Degré relatif de la vitesse mécanique w_r	58
IV.6.2.2.b Degré relatif du Flux Rotorique(φ_r^2).....	58
IV.6.3 La matrice de découplage $D(x)$	59
IV.6.4 Linéarisation entrée - sortie par bouclage non linéaire	59
IV.6.5 Elaboration de la consigne externe	60

IV.6.5.1 Dynamique de l'erreur de suivie des trajectoires de références	60
IV.6.5.2 Expressions des consignes externes	61
IV.6.5.3 Calcul des coefficients du contrôleur non linéaire	61
IV.6.6 Elaboration de la loi de commande physique	62
IV.7 Résultats de la simulation	63
IV.8 Conclusion	65
 Conclusion générale.....	 66
Annexe	68
References	69

Liste des figures

Chapitre I: *Modélisation de la machine asynchrone*

Figure I.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	6
Figure I.2 Structure diphasé de la machine asynchrone dans le repère (d-q).....	9
Figure I.3 Passage du system triphasé au system biphasé.....	10
Figure I.4 Représentation des axes de la machine	11
Figure I.5 Schéma bloc de démarrage sans onduleur	16
Figure I.6 La vitesse de la machine asynchrone.....	16
Figure I.7 Résultats de simulation de la MAS par le réseau triphasé.....	17

Chapitre II : *La Technique de modulation de largeur d'impulsion Vectoriel*

Figure II.1 Schéma équivalent de l'onduleur de tension(VSI)	19
Figure II.2 Représentation des vecteurs de tensions dans le repère (α , β)	21
Figure II.3 Décomposition d'un vecteur de tension de référence V_{Sref}	21
Figure II.4 Organigramme de calcul de secteur	23
Figure II.5 Les séquences de commutation possible de MLI vectorielle.....	26
Figure II.6 Organigramme globale de la commande MLI vectorielle	27
Figure II.7 Schéma bloc de la SVM.....	28
Figure II.8 Forme de tension de références V_β , V_α	29
Figure II.9 Les courants des lignes d'un onduleur à MLI-SVM.....	29

Figure II.10 Le tension de ligne Van(onduleur à MLI-SVM).....	30
Figure II.11 La vitesse de la MAS alimenté par un onduleur à MLI-SVM	30
Figure II.12 Le Flux rotorique ϕ_s et ϕ_r	31
Figure II.13 Le courant i_{sd} et i_{sq}	31
Figure II.14 Temps de conduction T_1	32
Figure II.15Analyse spectrale du comportement d'un onduleur à SVM pour différentes fréquences « FFT du courant ».	

32

Chapitre III : *Commande vectorielle d'une machine asynchrone*

Figure III.1 Analogie entre la MAS et la machine à courant continu	37
Figure III.2 Relation entre le flux et le courant i_{sd}	38
Figure III.3Schéma de Principe de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine à induction	39
Figure III 4Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	42
Figure III.5Boucle de régulation des courants	43
Figure III.6Méthode de placement de pôles pour un système de deuxième ordre.....	44
Figure III.7Boucle de régulation de la vitesse.....	45
Figure III.8 Réglage de vitesse de la MAS par commande vectorielle indirecte	46

Chapitre IV :*Commande non linéaire de la MAS – contrôle de la vitesse et le flux*

Figure IV.1 Principe de la linéarisation entrée-sortie (cas multi variables).....	53
Figure IV.2 Sous systèmes découplés et linearisés	60
Figure IV.3 Structure d'une commande non linéaire de la MAS.....	62
Figure IV.4 Composantes du courant rotorique - Découplage.....	63
Figure IV.5 Composantes du flux rotorique – Découplage	64
Figure IV.6 Vitesse – Découplage	64
Figure IV.7 Courant de ligne Ia	64

Liste des Tableaux

Chapitre II:Technique Du Modulation De Largeur D'impulsion Vectoriel

Tableau II.1 Tableau des Tensions simples, et biphasées	20
Tableau II.2 Les temps d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur	24
Tableau III.3 Calcul des temps d'application des vecteurs non nulls.....	24
Tableau III.4 Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur	25

Notations etsymbols

w_r, w_s	Vitesse du rotor et du stator
w_{rref}	Référence vitesse rotor
w_{sref}	Consigne électrique vitesse stator
θ_r	Emplacement des rotors
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	Les flux du rotor (d,q)
φ_{rref}	Référence flux rotor
i_{sd}, i_{sq}	Les courants statoriques (d,q)
V_{ds}, V_{qs}	Les (d,q) tensions statoriques
V, V_{qsr}	Les commandes en boucle ouverte (d,q)
L_r, L_s	Inductances du rotor et du stator
R_r, R_s	Résistances rotor et stator
b	Coefficient de friction
P_n	Puissance nominale du moteur à induction
P	Numéro de paire de pôles
Cr	Couple de charge
M	Inductance mutuelle

L_0	Gain d'observateur
MAS	Machine asynchrone
P	Proportionnel
PI	Proportionnel Intégral
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
FOC	Contrôle orienté sur le terrain
P	Puissance
MCC	Machine à courant continu
IFOC	Bloc d'orientation indirect du flux
(d,q)	Indice du repère de Park lié au rotor
L_d	Inductance statorique directe
L_q	Inductance statorique quadratique
C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistance
M	Nombre de phases de la machine
P	Nombre de paire de pôles
J	Moment d'inertie totale de la machine
F	Coefficient de frottement visqueux

Commande non linéaire

X	Vecteur d'état de dimension n
U	Vecteur de commande physique (entrées) de dimension p
f, g	Fonctions lisses non linéaires
h	Sorties du système (variables à contrôler)
Y	Vecteur des sorties
N	Ordre du système
P	Ordre du vecteur de commande U
G	Matrice ($n \times p$)
F	Matrice ($n \times 1$)
$\alpha(x)$	Matrice de bouclage
$\beta(x)$	Matrice de bouclage
V	Vecteur de commande interne
X	Point d'équilibre
x_0	Point initiale
M	Variété de dimension n
T	Difféomorphisme (changement de coordonnées)
$L_h(f)$	Opérateur de Lie
R	Degré relatif d'une fonction de sortie
$y(r)$	Dérivée de Lie d'ordre r

y_{ref}	Trajectoire de référence
e	Erreur de suivie
Δc	Distribution de commandabilité
$D(x)$	Matrice de découplage
$A(x)$	Matrice de Bouclage
(K_P, K_I)	Gains du régulateur (PI) de vitesse
α_{11}	Coefficients du régulateur non linéaire du courant i_d
α_{21} et α_{22}	Coefficients du régulateur non linéaire de la vitesse
β_{11}	Coefficient du régulateur non linéaire du couple
β_{21}	Coefficients du régulateur non linéaire du flux
$\rho(x)$	Position du flux statorique
Ω	Vitesse mécanique

Introduction générale

Introduction générale

Les machines à courant continu (*MCC*) ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit.

La machine asynchrone (*MAS*), de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par *N. TESLA*, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, c'est pourquoi elle a été utilisée depuis longtemps dans les entraînements à vitesse constante. La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Ses principaux avantages résident dans l'absence de bobinage rotorique (machine à cage), structure simple, robuste et facile à construire. Son domaine de puissance va de quelques *watts* à plusieurs *mégawatts*, reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, elle tourne à vitesse peu inférieure de la vitesse de synchronisme on dit alors qu'il y a glissement.

Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. Cet avantage a joué en faveur de la *MAS*, car actuellement elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse variable.

En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles.

La commande vectorielle (*FOC*) constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grandes puissances. Elle est l'évolution du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes

transitoires. La grande différence entre ces deux stratégies de commande, réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique.

Les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance d'une part, par le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robuste et rapides et d'autre part, l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion vectorielle ainsi que, le très fort développement dans le domaine de la micro-informatique, a permis une large utilisation des entraînements à vitesse variables à courants alternatifs.

Dans ces dernières années, aussi, des nouvelles techniques pour la commande des systèmes non linéaires ont été développées, parmi elles celles issues de la théorie de la commande par retour d'état basé sur la théorie de la géométrie différentielle. On peut citer tout particulièrement la méthode de la linéarisation par retour d'état avec découplage entrée-sortie permettant de transformer le système multi entrées non linéaires en un système linéaire aisément contrôlable.

La linéarisation par retour d'état est aujourd'hui confirmée par un grand nombre d'application dans divers domaines comme celui de la robotique, et présente une efficacité pour l'analyse et la commande des systèmes fortement non linéaires.

Structure du mémoire :

Le présent mémoire peut être structuré comme suit :

- Dans le premier chapitre, on traite la modélisation de la machine asynchrone, dans le référentiel de Park. Puis on développe un modèle d'état non linéaire en courant statoriques et en flux rotoriques de la MAS, qui s'adapte avec le formalisme de la commande non linéaire.
- Dans le deuxième chapitre, on étudiera les différentes méthodes de commandes et algorithmes utilisées pour appliquer la commande MLI vectorielle sur les onduleurs triphasés. Les techniques présentées sont les formes de bases, et en vue d'améliorer la commande *IRFOC* de la MAS par l'introduction de la technique *SV-PWM* qui est appliqué à l'onduleur de tension. A la fin de ce chapitre, on analysera les résultats obtenus par simulation de la MAS alimentée *en* termes de réponse dynamique, et spectre du courants statoriques. Cette dernière a fait l'objet de plusieurs études et mise en œuvre dans la commande des machines, et elle est devenue très intéressante surtout qu'elle est implémentée industriellement.

- Le troisième chapitre commence par une illustration théorique de la commande vectorielle appliquée à la MAS. Les techniques présentées sont les formes de bases en vue d'améliorer la commande IRFOC en introduisant la technique SV-PWM qui est appliquée à l'onduleur de tension. L'analyse des résultats obtenus par simulation et une étude comparative entre la IRFOC avec onduleur MLI simple sont indispensables en terme de réponse dynamique et les taux des harmoniques générés au niveau des courants statoriques.
- Le dernier chapitre présente une application directe de la commande non linéaire, décrite en détails au début de ce chapitre, à la conduite de la machine asynchrone et spécialement le contrôle de la vitesse et du flux rotoriques en présentant les performances de la commande non linéaire associée à un onduleur de tension triphasé à SV-PWM sous la commande vectorielle. Enfin une simulation de l'association MAS-Onduleur à SVM-PWM est réalisée afin d'évaluer les performances de la conduite de la MAS, d'une part, et les performances en harmonique des tensions de sortie et des courants d'entrée, d'autre part.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1 Introduction :

Les moteurs asynchrones représentent plus de 80 % du parc moteur électrique. On distingue deux types de machines asynchrones selon que les enroulements rotoriques sont bobinés ou à cage d'écureuil. Les avantages des moteurs à cage d'écureuil résident dans leur simplicité de construction, de manœuvre et d'entretien, leur robustesse mécanique et leur faible prix de revient.

Le moteur asynchrone est très couramment utilisé dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts. Il est caractérisé par un fonctionnement stable, Une vitesse pratiquement constante et un rendement élevé autour de la charge nominale [4].

Actuellement, la modélisation et la simulation des machines électriques constituent une étape primordiale pour la commande et l'analyse permettant d'assurer une bonne sûreté de fonctionnement.

L'étude du comportement dynamique et statique de la machine asynchrone exige une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement.

Ce chapitre sera consacré à la modélisation du moteur asynchrone triphasé. Cette modélisation repose sur le concept de Park.

Les équations de Park sont désormais célèbres pour l'élaboration du modèle de connaissance traduisant le comportement dynamique des modes électriques et électromagnétiques de la machine asynchrone. Ce modèle décrit par un système algébrique différentiel non linéaire admet plusieurs types de représentation, ces types dépendent directement des objectifs.

Tout type de modélisation ne peut se faire sans effectuer quelques hypothèses qui font l'objet de la suite de cette partie. Nous développerons ensuite les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques pour permettre la résolution numérique du modèle proposé.

I.2. Présentation de la Machine :

Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes [5]. :

- le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique .
- le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique .
- les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.

I.3 Les hypothèses simplificateur :

La machine électrique est prodigieusement complexe, pour sa modélisation nous sommes obligés d'introduire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices [3] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
- Nous négligeons les phénomènes d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une (f.é.m.) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Les régimes homopolaires est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

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

I.4 Modèle dynamique de la machine asynchrone :

La machine asynchrone est représentée schématiquement par la figure(I.1). Elle munie de six enroulements. Le stator de la machine est formé de trois enroulement fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle. [5]

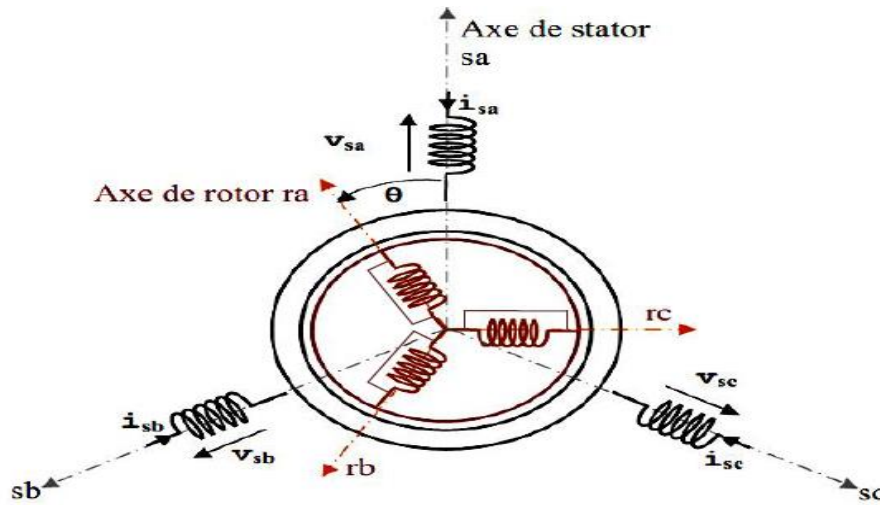


Figure I.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Et leur comportement se traduit par les trois types d'équations. [6]

- Equations électriques.
- Equations magnétiques.
- Equations mécaniques.

I.4.1 Mise en équations de la MAS :

4.1.1 Equations électriques :

Avec les hypothèses précédentes, les équations des trois tensions statoriques et des trois tensions rotoriques s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Ou bien:

$$[V_s] = R_s [i_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I.2)$$

$[V_s]$: La matrice de résistance par phase du stator.

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Ou bien :

$$[V_r] = R_r [i_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (I.4)$$

Le rotor est en court-circuit, donc les tensions rotorique sont nulles et on peut écrire[3]:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r [i_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (I.5)$$

R_r : La matrice de résistance par phase du rotor

4.1.2 Equations des flux :

Les hypothèses simplificatrices citées précédemment donnent des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine, qui s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

❖ **Pour le stator :**

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

❖ **Pour le rotor :**

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Telque :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$[L_s]$: Matrices des inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrices des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrices des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{rs}]$: Matrices des inductances mutuelles rotoriques.

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}, \quad (I.9)$$

Avec :

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisi comme axes des références.

M : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondent du rotor.

4.1.3 Equations mécaniques :

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_{\text{em}} = J \frac{d\Omega}{dt} + C_r + f\Omega \quad (\text{I.10})$$

Avec :

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

J: Moment d'inertie du rotor

I.4.2 Les Transformations :

4.2.1 Transformations Triphasé-biphasé :

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé

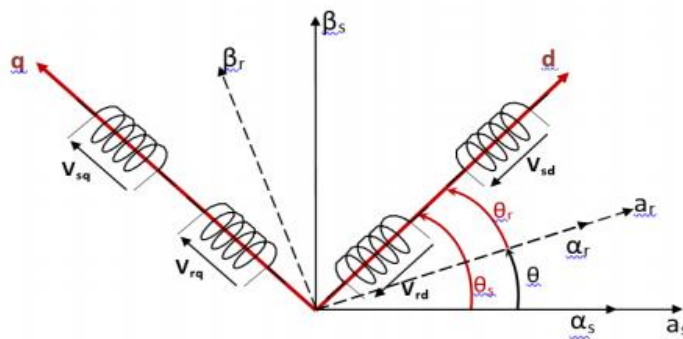


Figure I.2 Structure diphasé de la machine asynchrone dans le repère (d-q).

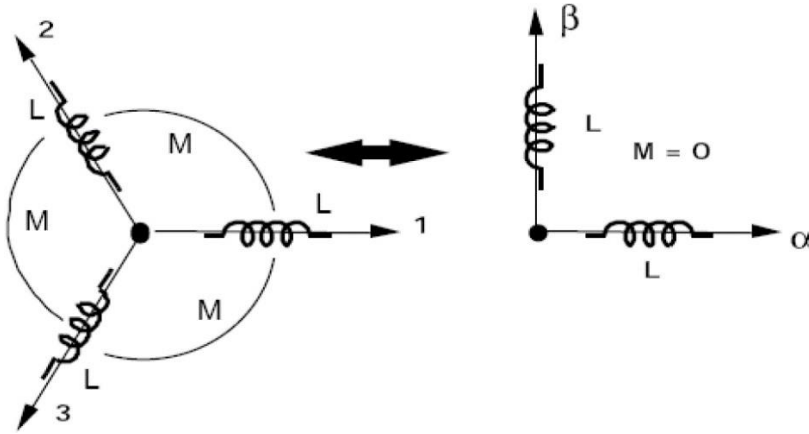


Figure I.3. Passage du système triphasé au système biphasé.

4.2.2 Transformation de Concordia/ CLARK :

C'est une transformation linéaire, indépendante de la rotation qui permet de transformer une bobine triphasée en une bobine biphasée équivalente.

La transformation de CLARK conserve l'amplitude des grandeurs électriques. Tandis que celle de CONCORDIA, conserve la puissance

CLARK :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c-à-dire } |x_{\alpha\beta}| = T[x_{abc}]$$

$$\text{Avec } T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{2/3} & -\sqrt{2/3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

CONCORDIA :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c-à-dire } |x_{\alpha\beta}| = C[x_{abc}]$$

$$[C] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{2/3} & -\sqrt{2/3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

4.2.3 Transformation de Park:

On désire transformer les enroulements de la M.AS triphasée en des enroulements biphasés orthogonaux équivalents selon les axes (d q) lié au champ tournant, [3]. Voir (Fig.I.4), ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire :

- Direct selon l'axe (d).
- Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- Homopolaire (o).

Eneffet,sil'on

notePar θ sl'angledelatransformationdeParkdesgrandeursstatoriquesCecisefaitenliantlesangles θ s

et θ_r parlarelation

Suivante : $\theta + \theta_r = \theta_s$

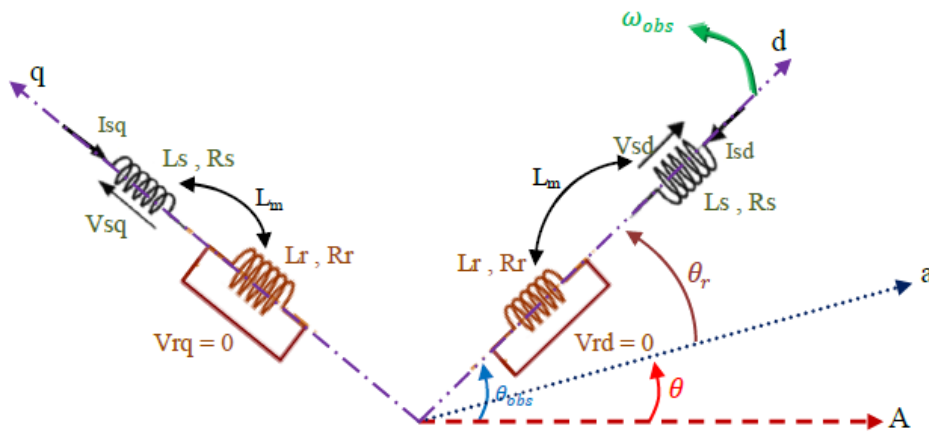


Figure I.4. Représentation des axes (dq) de la machine

$$X_{dq0} = [p(\theta)] X_{abc} \quad (I.13)$$

Tel que :

X : peut-être la tension, le courant ou le flux.

[P(θ)] : est la matrice de la transformation de Park définie par :

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

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

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \sqrt{1/2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{1/2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{1/2} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

Avec :

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation

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

* $\theta = \theta_r$ pour le rotor [4].

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

$$[p(\theta)] = \sqrt{3/2} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

➤ La matrice de Park qui conserve les amplitudes est définit comme suit :

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

I.4.3 Transformation de Park appliquée à la MAS :

4.3.1. Equations électriques:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} + \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{sq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{sd} \end{cases} \quad (I.18)$$

4.3.2 Equations magnétiques:

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (I.19)$$

M: Mutuelle entre le stator et le rotor. [2]

4.3.3 Equation du couple électromagnétique :

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I.11) devient

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} + \phi_{rq} i_{sd}) \quad (I.20)$$

4.3.4 Equation dynamique :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\omega_r}{dt} + f\omega_r \quad (I.21)$$

J : Moment d'inertie des pièces tournantes.

ω_r : Vitesse mécanique du rotor en tr /mn [5].

I.4.4 Modèle de la MAS en vue de sa commande :

La machine asynchrone peut avoir différents modèles d'états [1]. La différence entre ces modèles réside dans le choix du vecteur d'état X et dans l'orientation du référentiel (d, q). La forme d'équation d'état de la MAS s'écrit:

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

$$X_1 = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}; X_2 = \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}; X_3 = \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \text{ et } X_4 = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.23)$$

Avec

$$\begin{cases} [X] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \phi_{qr}]^T \\ [U] = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T \end{cases} \quad (I.24)$$

Le vecteur de sortie:

$$Y = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

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

$$A = \begin{bmatrix} -\left[\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \\ \omega_s & -\left[\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

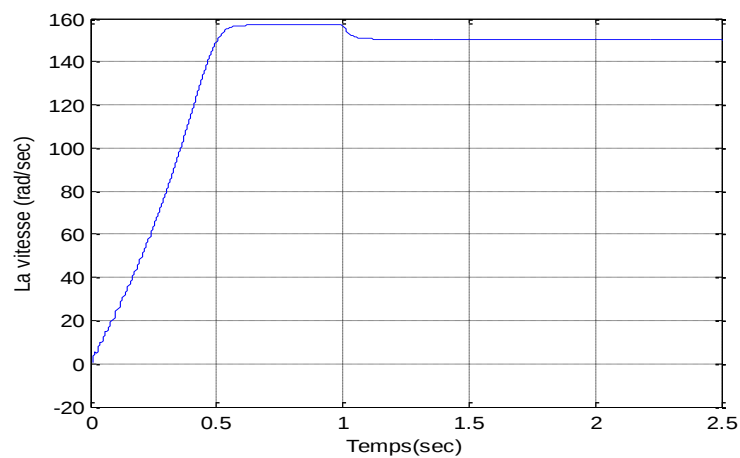
$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Avec :

σ : est le coefficient de dispersion de BLONDEL.

T_r et T_s sont respectivement les constantes de temps rotorique et statorique.

A partir du modèle d'état établi de la MAS dans un référentiel lié au champ tournant, en exploitant le résultat de l'orientation du champ [3].

I.5 Résultat de simulation sans onduleur :**Figure I.5** Schéma bloc de démarrage sans onduleur**Figure I.6** La vitesse de la machine asynchrone

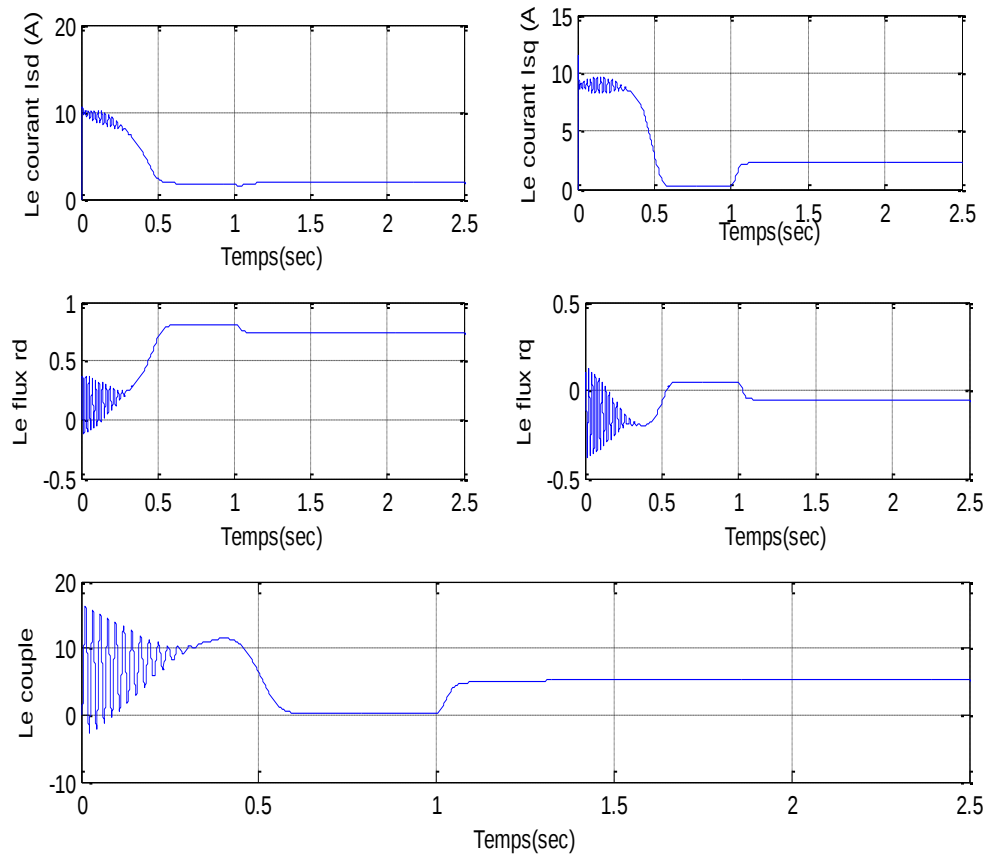


Figure I.7 Résultat de simulation de la MAS alimentée directement par le réseau

I.6.Conclusion :

Cette étude nous a permis d'élaborer les différents modèles dynamiques du moteur asynchrone. Ces modèles sont mis en œuvre pour analyser les comportements dynamiques de la machine et pour mettre en place les différentes stratégies de commande.

Les équations des tensions statoriques et rotoriques sont fortement non linéaires et couplées. L'utilisation des transformations triphasées-biphasées, appliquées aux enroulements statoriques et rotoriques, nous a permis de réduire le nombre d'équations du modèle en le rendant plus simple. Le couplage du flux et du couple reste un problème à prendre en compte pour concevoir une stratégie de commande aussi comparable à celle du moteur à courant continu.

Chapitre II

Technique du modulation de largeur d'impulsion vectorielle

II.1 Introduction :

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmonique possible. Pour l'onduleur de notre système de commande nous utilisons la technique de la modulation vectorielle. Le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée (SVM) permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur.

II.2 La Technique de modulation vectorielle :

Le principe de la MLI vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur de tension V_{Sref} à partir de huit vecteurs de tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé. Un vecteur de tension de référence V_{Sref} est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_s par un vecteur de tension moyen V_{smoy} . Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 . La machine a été modélisée à partir des tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_j . Les tensions de sortie de l'onduleur s'expriment comme suit [11][12]:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II.1)$$

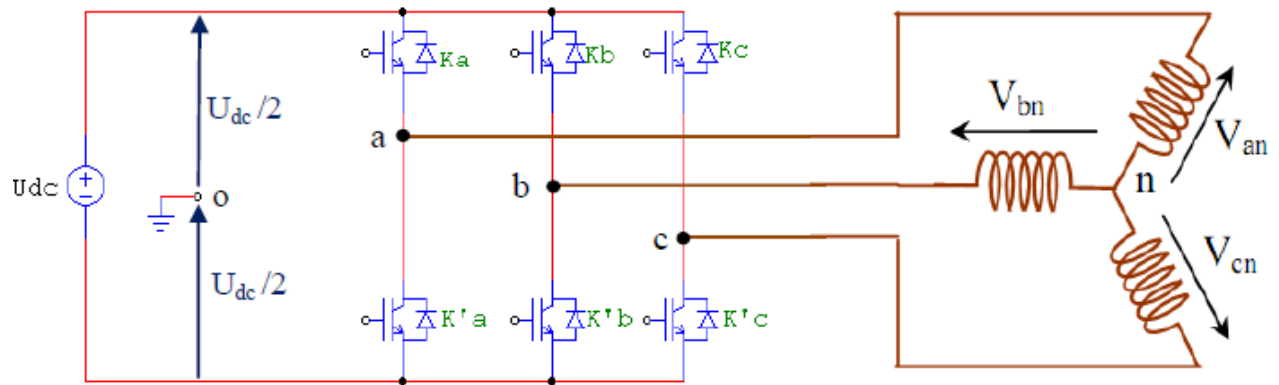


Figure II.1 Schéma équivalent de l'onduleur de tension (VSI)

II.3 Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle[11] :

La génération des signaux de commande de la technique MLI vectorielle passe par quatre étapes :

1. Transformation de tension triphasé au tension biphasé
2. Détermination le secteur de vecteur de tension
3. Décomposition de vecteur de tension de sortie sur les deux vecteurs adjacents
4. Détermination de la séquence de commutation

II.3.1 Transformation de tension triphasée à la tension biphasée :

Appliquons la transformation triphasé/biphasé respectant le transfert de puissance :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & +\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs de l'onduleur permet de calculer les composantes du vecteur de tension $\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$. Nous pouvons donc dresser un tableau, qui synthétise les différents états de l'onduleur Tab (II.1) :

Vecteur	Etats des grandeurs booléennes de commande			Tensions simples			Tensions biphasées		Vecteur V_i
	S_a	S_b	S_c	V_{sa}	V_{sb}	V_{sc}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_5	0	0	1	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$2\frac{U_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V_3	0	1	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$2\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V_4	0	1	1	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$
V_1	1	0	0	$2\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$
V_6	1	0	1	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V_2	1	1	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tableau II.1 Tableau des Tensions simples, et biphasées

Les huit vecteurs de tensions redéfinies par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la figure (II.2):

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \overline{V_{Sref}} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \bar{V}_0 dt \quad (II.3)$$

$$\overline{V_{Sref}} = \frac{T_1}{T_s} \bar{V}_1 + \frac{T_2}{T_s} \bar{V}_2 + \frac{T_0}{T_s} \bar{V}_0 \quad (II.4)$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad (II.5)$$

En supposant qu'initialement, le vecteur V_{Sref} coïncide avec le vecteur V_1 , deux séquences sont actives. la séquence qui correspond au vecteur V_1 est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue-libre est appliquée durant la durée T_0 . La séquence qui correspond au vecteur V_2 est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur V_{Sref} s'éloigne du vecteur V_1 et en s'approche du vecteur V_2 , T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur V_{Sref} atteint le vecteur V_2 , T_1 sera nul et T_2 sera maximale.

II.3.2 Détermination des secteurs:

Pour calculer les projections appropriées, nous devons déterminer les vecteurs de base V_1 - V_6 . Pour cela, nous devons déterminer quel secteur S appartient au vecteur actuel V_{Sref} . En utilisant la forme complexe pour représenter le vecteur de tension on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{S\alpha} = R(V_{Saref}) \\ V_{S\beta} = Im(V_{S\beta ref}) \end{cases}$$

En indiquant l'argument et l'amplitude du vecteur V_{Sref} comme :

$$\begin{aligned} \theta &= \arctan\left(\frac{V_{S\beta ref}}{V_{S\alpha ref}}\right) \\ |\vec{V}_{Sref}| &= \sqrt{V_{S\alpha}^2 + V_{S\beta}^2} \end{aligned} \quad (II.6)$$

On peut utiliser l'algorithme représenté par un Organigramme suivant pour déterminer le secteur

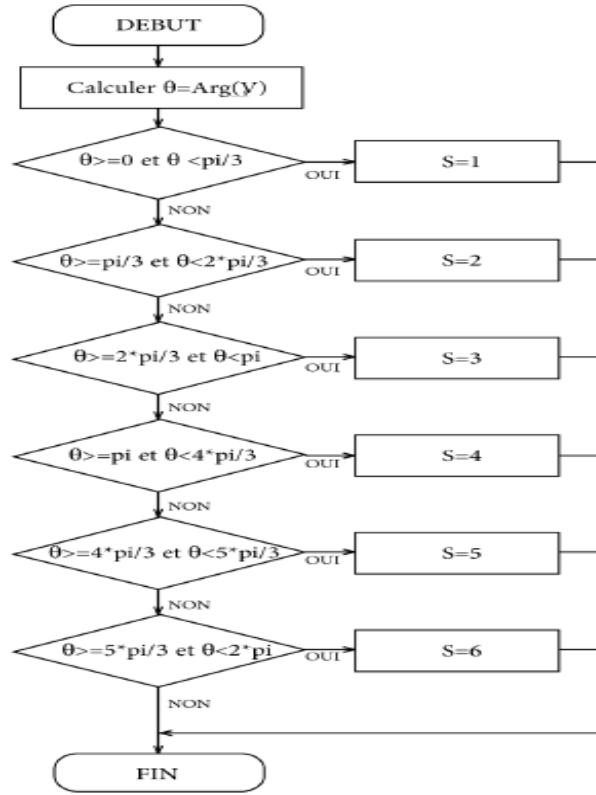


Figure II.4 Organigramme de calcul de secteur

II.3.3 Calcul des temps d'application des vecteurs adjacent:

La détermination des périodes adjacent T_1 et T_2 est donnée par une simple projection sur la figure (II.3):

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{S\alpha ref} = \frac{T_1}{T_s} |\vec{V}_1| + x \\ V_{S\beta ref} = \frac{T_2}{T_s} |\vec{V}_2| \sin(60^\circ) \\ x = \frac{V_{S\beta ref}}{\tan(60^\circ)} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \xrightarrow{\text{2.4}} \\ \begin{cases} T_1 = \frac{T_s}{\sqrt{6}} (\sqrt{6} V_{S\alpha ref} - \sqrt{2} V_{S\beta ref}) \\ T_2 = \frac{T_s \sqrt{2}}{U_{dc}} V_{S\beta ref} \end{cases} \end{array} \quad (II.7)$$

Le tableau ci-dessous montre les différents temps d'application des vecteurs d'états pour les différents secteurs (S_1 à S_6).

Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3
$T_1 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6}V_{sa\ ref} - \sqrt{2}V_{s\beta\ ref})$ $T_2 = \frac{T_s\sqrt{2}}{U_{dc}} V_{s\beta\ ref}$ $T_0 = T_s - T_1 - T_2$	$T_2 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6}V_{sa\ ref} + \sqrt{2}V_{s\beta\ ref})$ $T_3 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (-\sqrt{6}V_{sa\ ref} + \sqrt{2}V_{s\beta\ ref})$ $T_0 = T_s - T_2 - T_3$	$T_3 = \frac{T_s}{U_{dc}} (\sqrt{2}V_{s\beta\ ref})$ $T_4 = -\frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6}V_{sa\ ref} + \sqrt{2}V_{s\beta\ ref})$ $T_0 = T_s - T_3 - T_4$
Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
$T_4 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (-\sqrt{6}V_{sa\ ref} + \sqrt{2}V_{s\beta\ ref})$ $T_5 = -\frac{T_s}{U_{dc}} (\sqrt{2}V_{s\beta\ ref})$ $T_0 = T_s - T_4 - T_5$	$T_5 = -\frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6}V_{sa\ ref} + \sqrt{2}V_{s\beta\ ref})$ $T_6 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (-\sqrt{6}V_{sa\ ref} - \sqrt{2}V_{s\beta\ ref})$ $T_0 = T_s - T_5 - T_6$	$T_6 = -\frac{T_s}{U_{dc}} (\sqrt{2}V_{s\beta\ ref})$ $T_1 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6}V_{sa\ ref} + \sqrt{2}V_{s\beta\ ref})$ $T_0 = T_s - T_6 - T_1$

Tableau II.2 Les temps d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur

le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables X, Y, Z suivants[11]:

$$\begin{cases} X = \frac{T_s}{U_{dc}} (\sqrt{2}V_{s\beta\ ref}) \\ Y = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6}V_{sa\ ref} - \sqrt{2}V_{s\beta\ ref}) \\ Z = \frac{T_s}{2U_{dc}} (-\sqrt{6}V_{sa\ ref} + \sqrt{2}V_{s\beta\ ref}) \end{cases} \quad (II.8)$$

Les durées T_i et T_{i+1} d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs X, Y et Z sont tabulés ci-après [11]:

Secteur	1	2	3	4	5	6
T_i	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
T_{i+1}	X	Z	-Y	-X	-Z	Y

Tableau II. 3 Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls

II.3.4 Génération des signaux modulants $T_{aon}, T_{bon}, T_{con}$:

Les durées relatives d'application de vecteur V_s ref ne sont pas directement exploitables pour piloter l'onduleur, il est plus pratique de considérer les durées relatives $T_{aon}, T_{bon}, T_{con}$ (rapports cycliques) pendant lesquelles les grandeurs booléennes de commande S_a, S_b et S_c sont égales à 1 sur une période d'échantillonnage. Les trios rapports cycliques nécessaires pour chaque secteur sont:

$$\begin{cases} T_{aon} = \frac{T_s - T_i - T_{i+1}}{2} \\ T_{bon} = T_{aon} - T_i \\ T_{con} = T_{bon} + T_{i+1} \end{cases} \quad (II.9)$$

La détermination des signaux de commande (S_a, S_b, S_c) en fonction des signaux modulants est donnée par le tableau suivant [11] :

Secteur	1	2	3	4	5	6
Signaux						
S_a	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}
S_b	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_c	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}

Tableau II. 4 Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur

Les séquences qui peuvent être appliquées sur une période donnée sont limitées. En effet, pour le MLI vectorielle symétrique, il existe seulement six séquences différentes (ignorant les différences dans la durée de chaque phase) correspondant aux six secteurs représentés sur la Figure II.5.

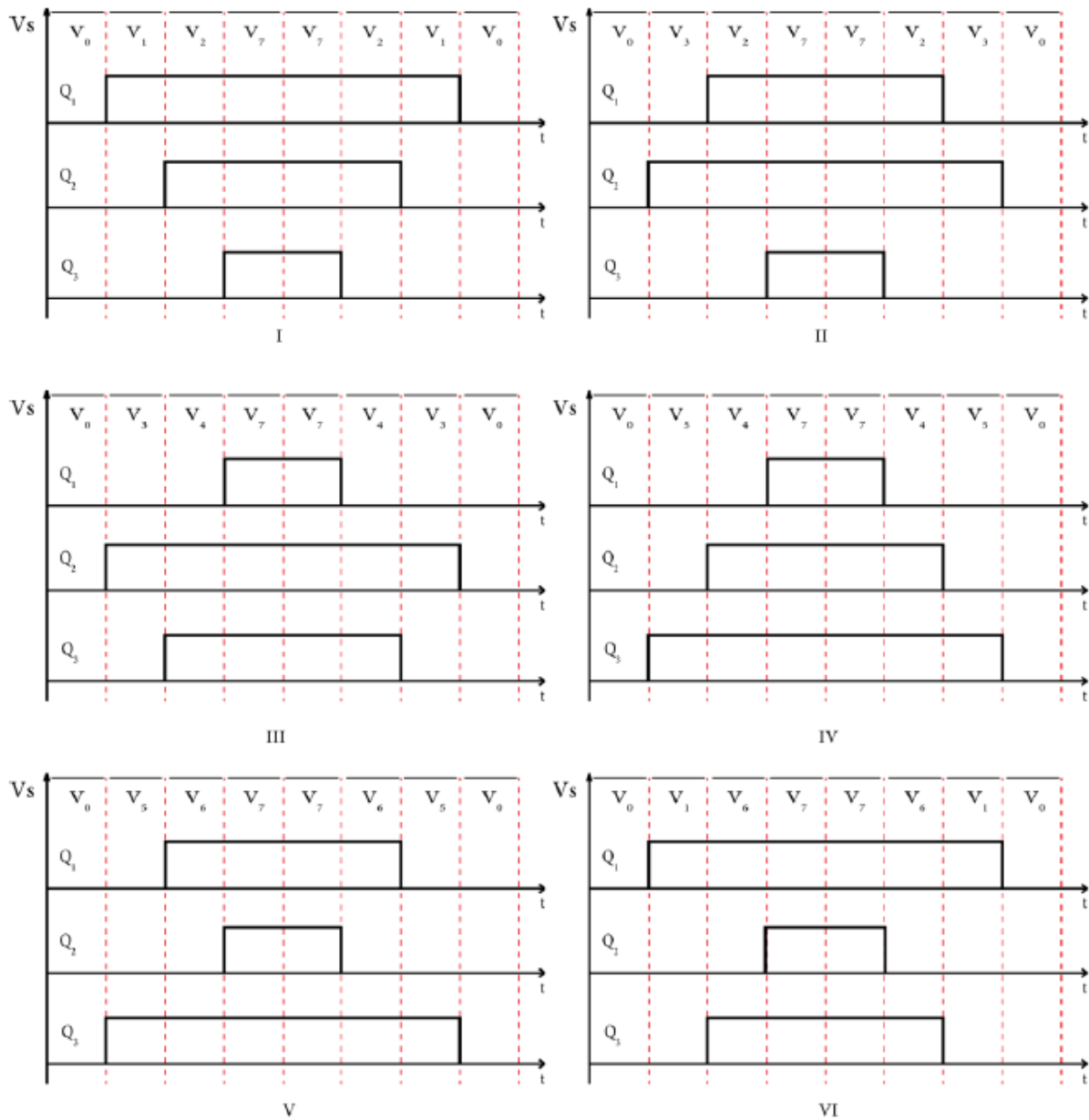


Figure II.5 Les séquences de commutation possible de MLI vectorielle

II.4 Avantages de la modulation vectorielle :

Les avantages de la MLI vectorielle vis-à-vis la MLI sinusoïdale sont comme suit[13]:

➤ La MLI vectorielle offre comme principal avantage de minimiser les harmoniques de tension et d'augmenter le rendement de l'onduleur de 15% par rapport à la MLI sinusoïdale [13].

- Seulement un vecteur tension de référence est commandé pour générer trois ondes sinusoïdales.
- La flexibilité de sélectionner les états inactifs, et leurs distributions sur une période d'échantillonnage nous donnent deux degrés de liberté.

II.5 Etude de simulation :

Figure II.6 représente l'organigramme global de la commande MLI vectorielle de l'onduleur triphasé de tension :

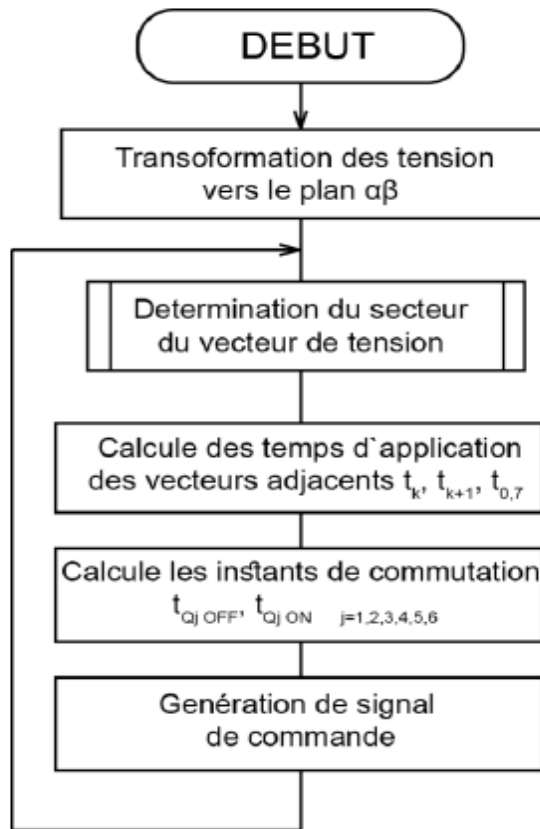


Figure II.6 Organigramme globale de la commande MLI vectorielle

Le schéma de simulation du modèle établi précédemment dans l'environnement MATLAB/SIMULINK est donné par la figure (II.6).

II.5.1 MLI Vectorielle sous Simulink :

Les étapes de la réalisation des blocs du SVM sous Simulink sont :

- Détermination des tensions de référence V_β et V_α , ainsi que les secteurs S_i ;
- Calcul de T_1, T_2 et T_0 liée pour chaque secteur et les largeurs d'impulsion $T_{aon}(Tau1)$, $T_{bon}(Tau2)$, $T_{con}(Tau0)$;
- Génération des séries d'impulsion S_a, S_b, S_c

La figure (II.7) illustre les différents blocs réalisés :

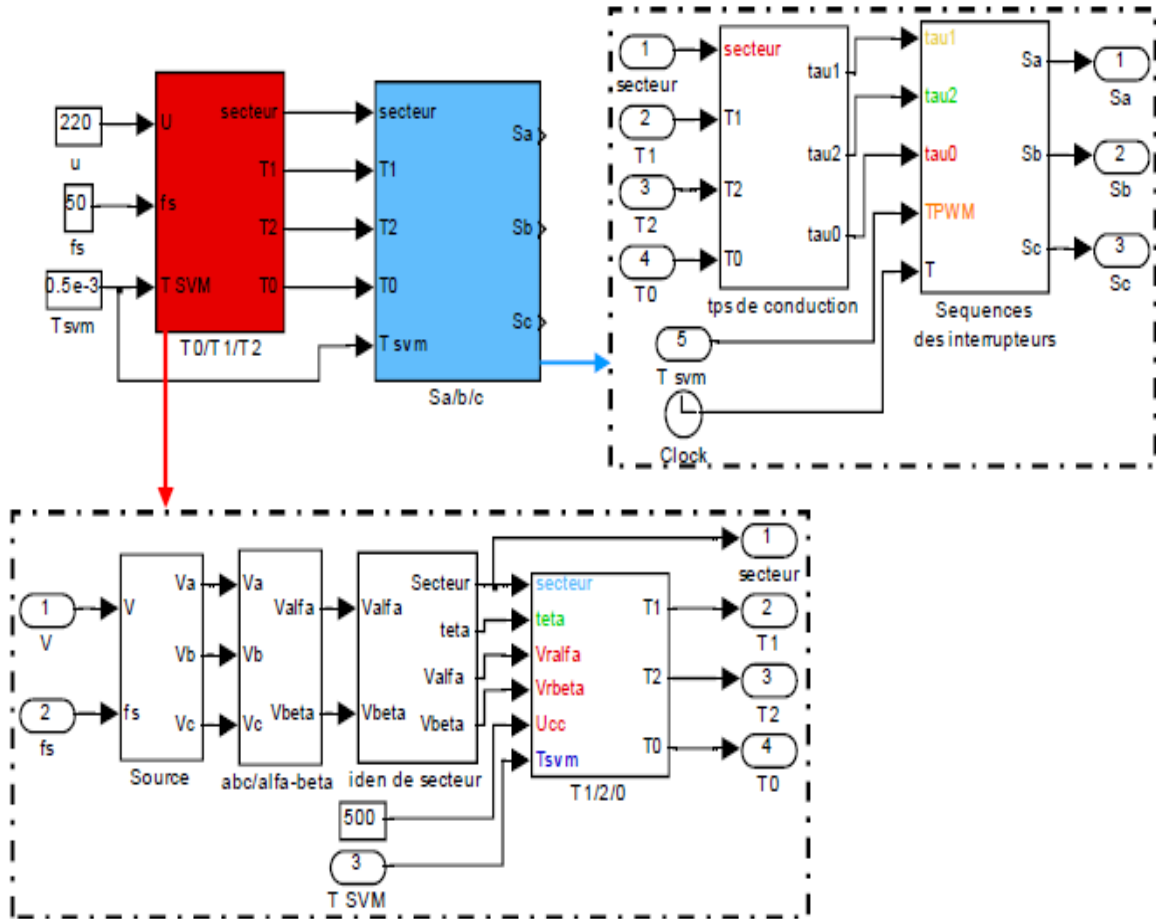


Figure II.7 Schéma bloc de la SVM

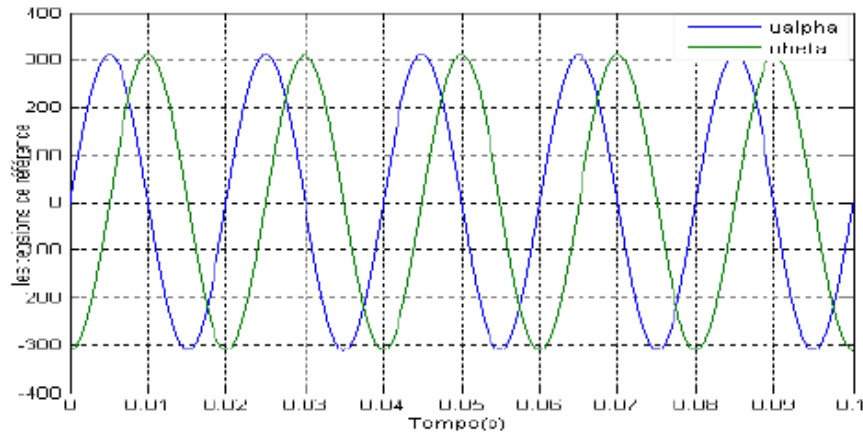


Figure II.8 Forme de tension de références V_β , V_α

II.5.2 Résultats de simulation :

Les graphes ci-dessous sont les résultats de simulation du modèle de l'onduleur triphasé commandé par MLI-SVM associé à la machine asynchrone triphasée :

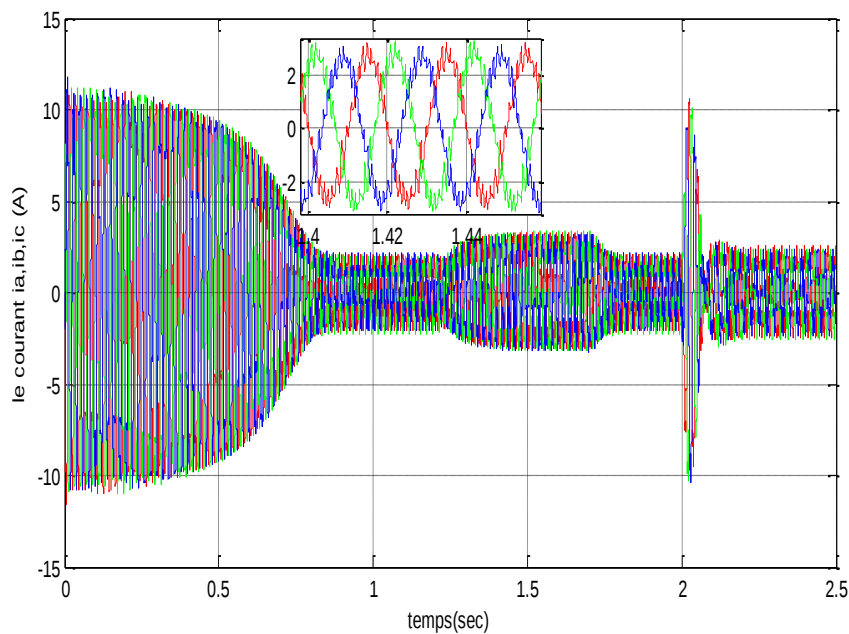


Figure II.9 Les courants des lignes d'un onduleur à MLI-SVM

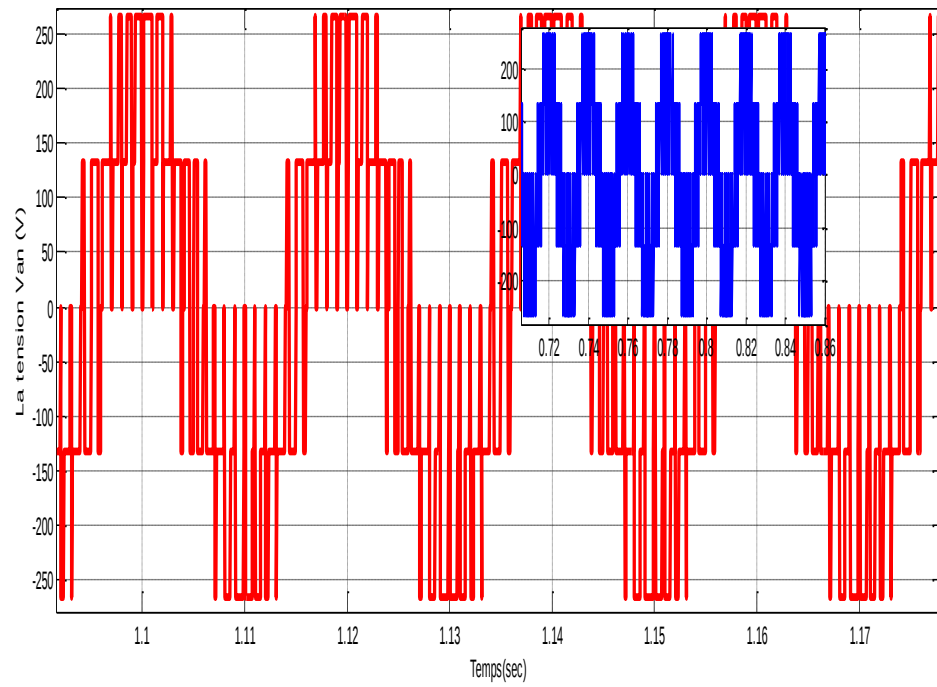


Figure II.10 La tension de ligne V_{an} (onduleur à MLI-SVM)

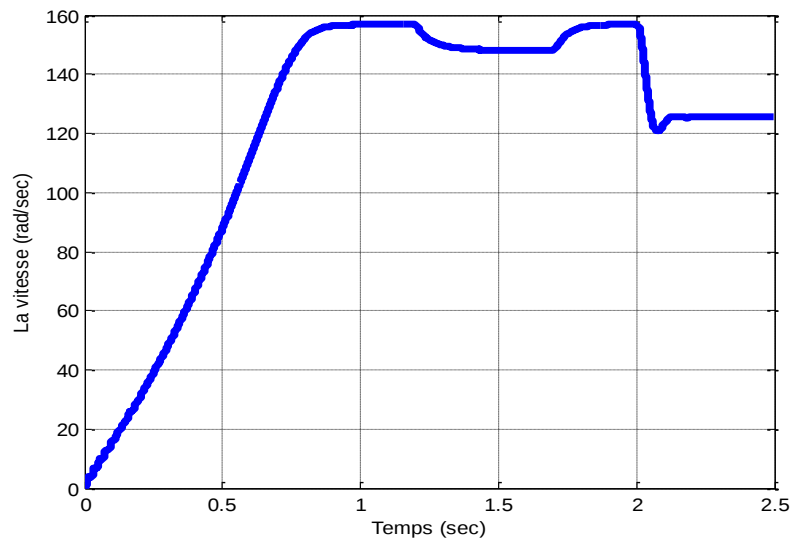


Figure II.11 La vitesse de la MAS alimenté par un onduleur à MLI-SVM

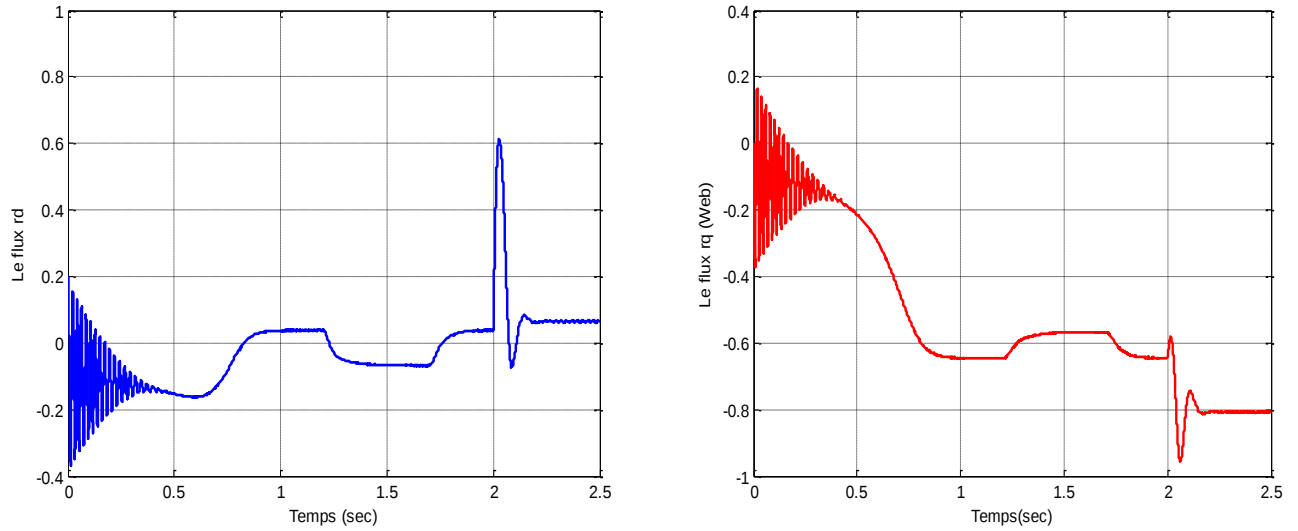


Figure II.12 Le Flux rotoriques et λ_s .

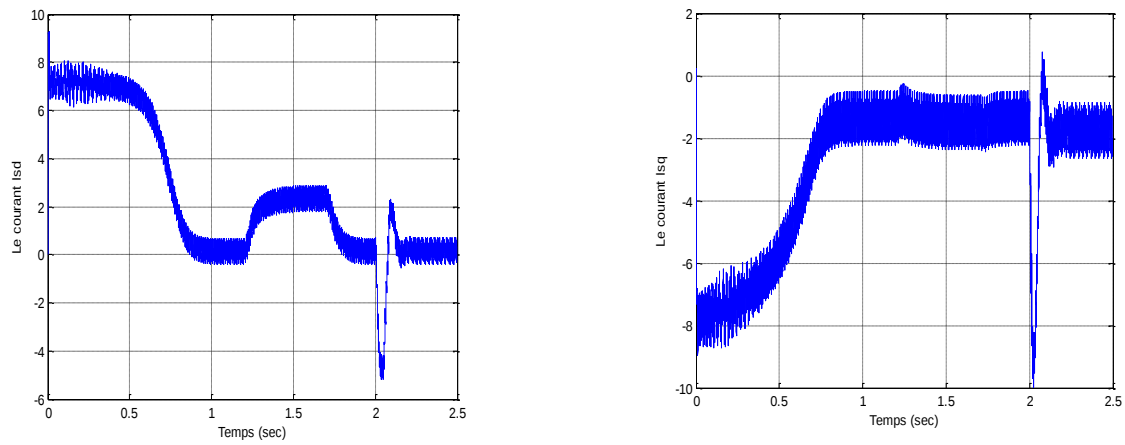
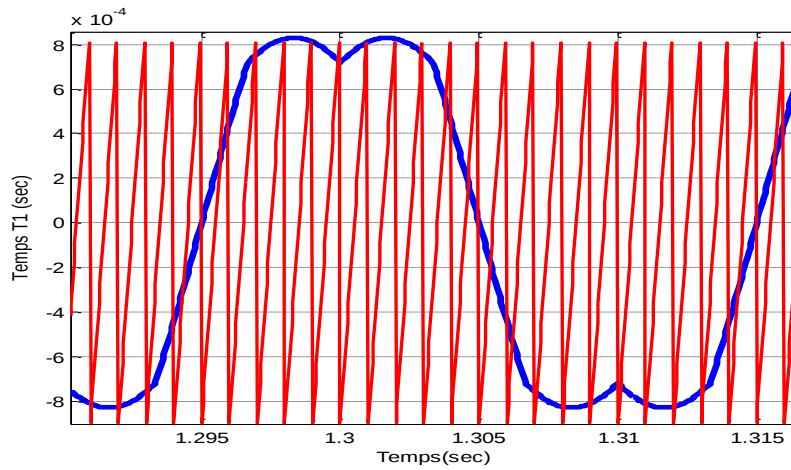
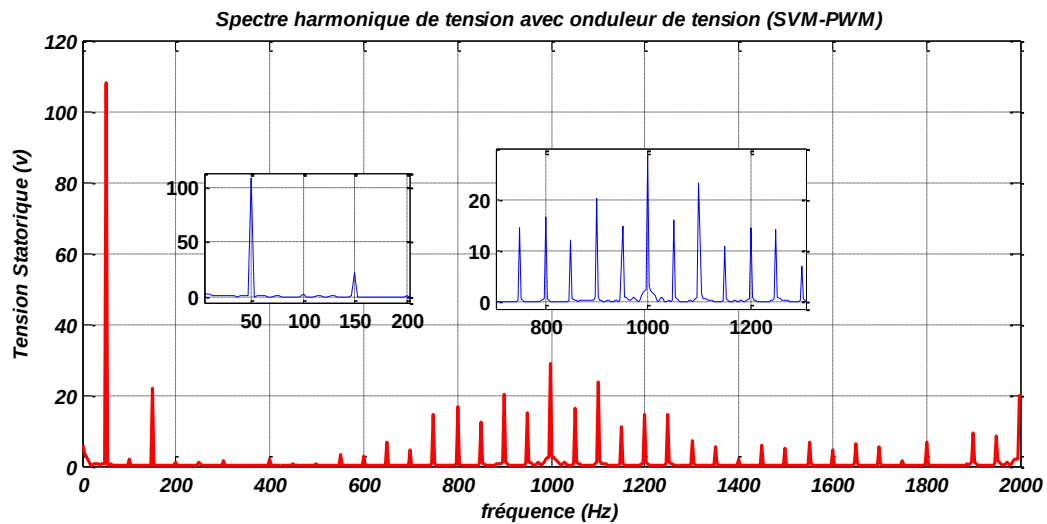


Figure II.13 Le courant i_{sd} et i_{sq}

**Figure II.14** Temps de conduction T1

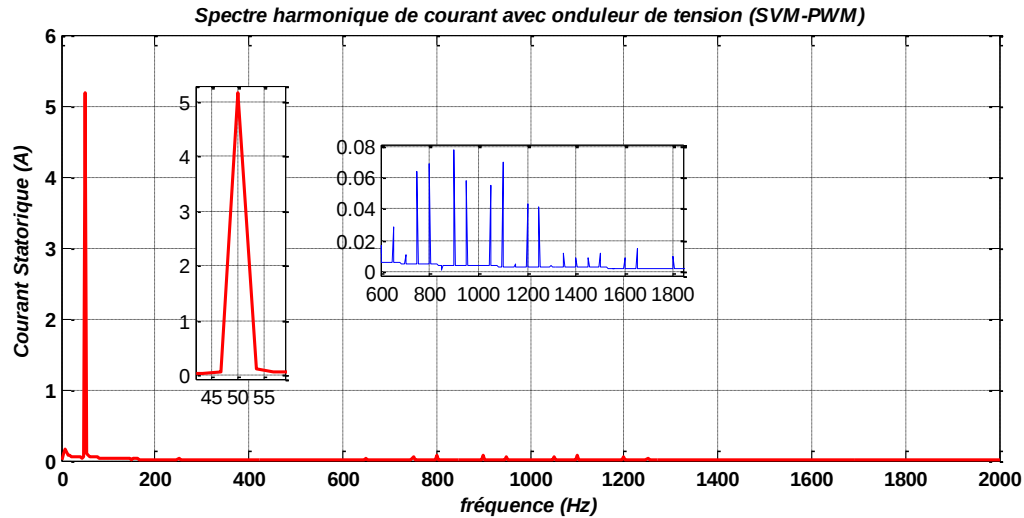


Figure II.15 Analyse spectrale du comportement d'un onduleur à SVM

pour différentes fréquences « FFT du courant ».

La figure (II.15) représente l'évolution des courants statoriques avec une analyse spectrale (FFT). Cette analyse permet d'expliquer que la variation des fréquences de commutation permet d'éliminer ou bien de minimiser les harmoniques d'ordre faible (les fréquences autour de la fréquence du fondamentale 50Hz) au niveau du courant statorique. Une simple comparaison avec les deux stratégies citées au chapitre président, on constate que le spectre harmonique typique des *MLI* à fréquence de commutation constante présente des raies d'amplitude importante autour de cette fréquence et de ses multiples. Ceci entraîne des problèmes de bruit acoustique, pouvant être amplifié par des phénomènes de résonances mécaniques. En remarque que l'amplitude des harmoniques d'ordre faible est importante ce qui provoque une augmentation du taux d'harmonique *THD*. On peut constater que l'amplitude des courants obtenus par le contrôle *MLI_ST* (*MLI_SD*) est très grand par rapport au celle du contrôle SVM cette différence due essentiellement aux harmoniques générées par l'onduleur surtout d'ordre faible ainsi la composante continue qui influe sur l'équilibre des courants triphasée. L'analyse spectrale permet d'expliquer l'utilité du contrôle SVM qui permet d'éliminer la composante continu et minimisé l'effet des harmoniques d'ordre faible. Sans oublier de dire que la SVM permet d'avoir des courant sinusoïdale pour les mêmes fréquences utilisées par la technique *MLI_ST* ou *MLI_SD*.

II .6 Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté une étude théorique concernant la stratégie de la modulation de la largeur d'impulsion vectorielle.

Au début de ce chapitre on a commencé par présenter la technique de modulation vectorielle (SVM) puis nous avons entamé le principe de construction du vecteur de tension V et les durées des états des commutateurs dans chaque secteur, on constate d'après la simulation et l'analyse spectrale du comportement d'un onduleur à SVM associé avec la machine asynchrone pour différentes fréquences de modulation d'opération que la variation des fréquences de commutation permet d'éliminer ou bien de minimiser les harmoniques d'ordre faible (les fréquences autour de la fréquence du fondamentale $50Hz$) au niveau du courant statorique. On constate que le spectre harmonique typique des *MLI-SVM* à fréquence de commutation constante présente une raie d'amplitude importante et d'autres loin de fréquences multiples.

Chapitre III

Commande vectorielle d'une machine
asynchrone

III.1 Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile car le modèle mathématique du système dans le repère de Park est non linéaire et il est fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures rotorique et statorique. Le découplage des armatures statorique et rotorique de la machine est réalisé en lui appliquant la théorie de la commande par flux orienté, théorie dite de commande vectorielle. Elle est aussi commandée par orientation de flux et notée FOC (Field Oriented Control). Cette dernière a été proposée en 1971 par Blashke. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple en orientant le flux selon l'axe direct du repère choisi.

Cette méthode fait deux choix, le premier concerne les variables d'état, le second, le choix du repère. Cela permet d'avoir une structure de commande découplée. La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégral (PI), associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe d (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe q (qui sera utilisé pour le réglage du couple).

Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application.

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectoriel indirecte par orientation du flux rotorique.

III.2 Principe de la commande vectorielle :

L'équation du couple de la machine à induction exprimée dans le système d'axes (d, q) est donnée sous la forme suivante :

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

Le principe de la commande vectorielle est de réduire l'expression (III.01) la rendant Comparable à l'expression du couple de la machine à courant continu. La méthode étant D'annuler un des termes contenus dans la parenthèse en rendant nul le flux sur un axe de *Park*, en général l'axe q. Dans le cadre de ce travail, nous étudierons la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté, qui est la plus utilisée et la plus simple à implanter. On signalera au passage que l'équation du couple électromagnétique peut être exprimé en fonction du flux statorique ou d'entrefer.

Ce qui par conséquent élargit le champ des possibilités de commande vectorielle par orientation du flux.

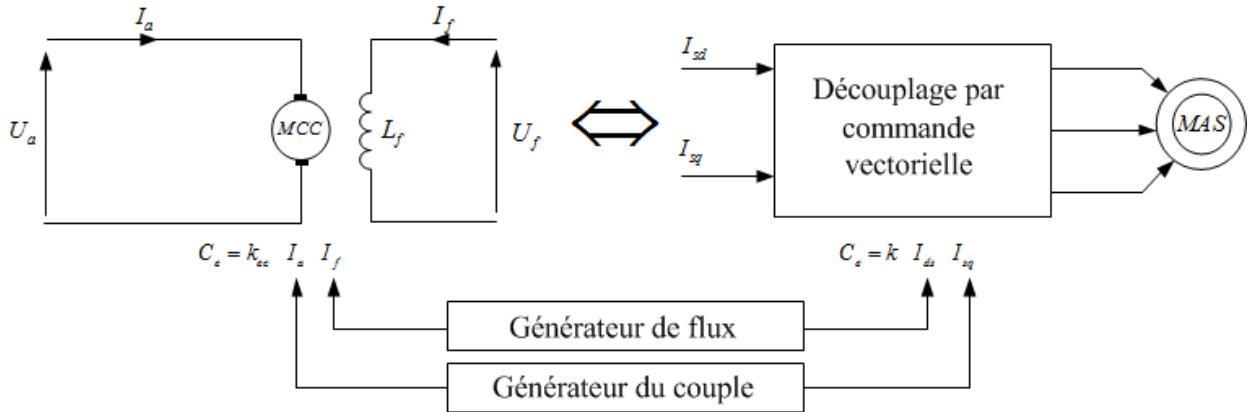


Figure III.1 Analogie entre la MAS et la machine à courant continu

III.3 Commande vectorielle par orientation du flux rotorique:

Pour ce type de commande on oriente le flux rotorique, tels que $\varphi_{rd} = \varphi_r$ est $\varphi_{rq} = 0$. Les équations (I.17) et (I.18) deviennent :

➤ Pour le rotor

$$\tau_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M i_{sd} \quad (\text{III.02})$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (\text{III.03})$$

➤ Pour le stator

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s (\sigma L_s i_{sq}) \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s (\sigma L_s i_{sd}) + \omega_s \frac{M \varphi_r}{L_r} \end{cases} \quad (\text{III.04})$$

Le couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (\text{III.05})$$

A l'examen de ces dernières équations, on constate que :

- i_{sq} Joue le rôle du courant d'excitation générant le flux magnétique.
- i_{sd} Joue le rôle du courant induit producteur du couple électromagnétique de la machine.

Sous la forme de Laplace, l'équation (III.2) devient :

$$\left(S + \frac{R_r}{L_r}\right) \varphi_r = \frac{R_r}{L_r} M i_{sd} \quad (\text{III.6})$$

Soit :

$$\varphi_r = \frac{\frac{R_r}{L_r} M}{S + \frac{R_r}{L_r}} i_{sd} \quad (\text{III.7})$$

Nous remarquons que l'équation (III.7) est un système de premier ordre le flux rotorique direct est proportionnel au courant i_{sd} mais avec un retard $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

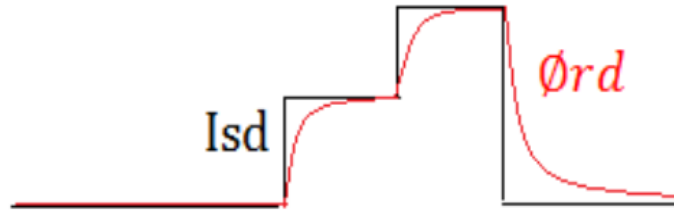


Figure III.2 : relation entre le flux et le courant isd

III.4 Structure de contrôle vectoriel :

La figure (III.3) présente une structure de contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. Ce schéma correspond à une commande vectorielle de type direct dans laquelle le flux rotorique est asservi à une valeur de consigne. Celle-ci se compose de quatre régulateurs de type *PI* répartis en deux boucles de contrôle rendues indépendantes l'une de l'autre par découplage. La première boucle agit sur le flux et se compose du régulateur de flux ainsi que d'une boucle interne de courant dont le correcteur *PI* agit sur le courant statorique d'axe d (i_{sd}). La seconde boucle agit quant à elle sur le couple et se compose

du régulateur de vitesse et d'une boucle interne de courant dont le correcteur PI agit sur le courant statorique d'axe q (i_{sq}) [19],[20],[21],[22].

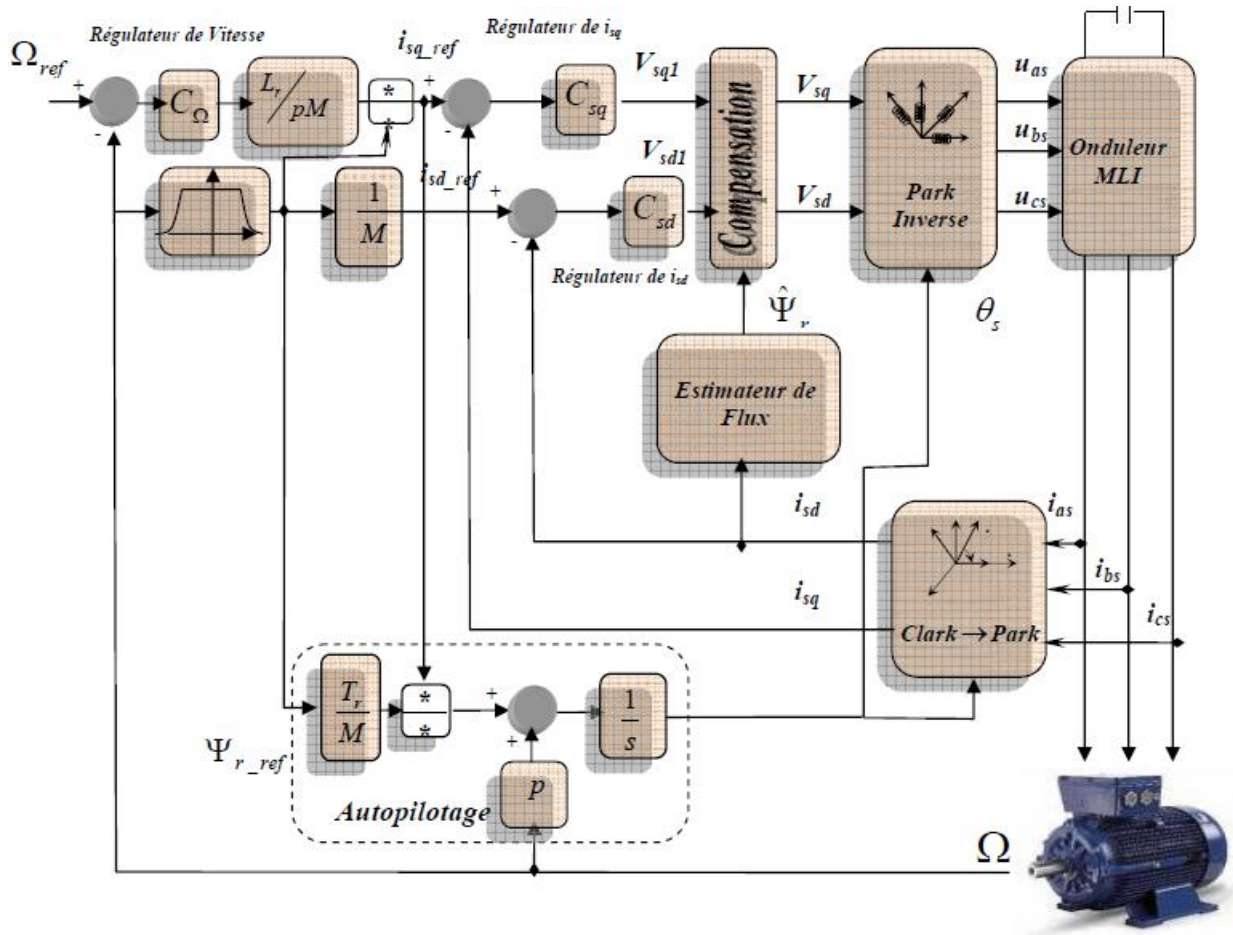


Figure III.3 Schéma de Principe de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de machine à induction

III.5 Commande vectorielle indirecte (IFOC) :

Le principe de cette méthode de commande est de négliger l'utilisation de l'amplitude du flux rotorique et considère uniquement sa position calculée en fonction des grandeurs de référence. Cette méthode présente l'avantage que l'emploi d'un capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique) n'est pas nécessaire. Cependant l'utilisation d'un capteur de position du rotor est inévitable.

Cette méthode consiste à générer à l'aide d'un bloc IFOC (Indirect Field Oriented Control), les tensions d'alimentation afin d'obtenir un flux et un couple désirés [20].

Le schéma de principe de la loi de commande vectorielle indirecte est présenté dans la figure(III.3) Le bloc de contrôle IFOC (génère les trois grandeurs commande V_{ds} , V_{qs} et ω_s en fonction des deux entrées de référence (φ_{dr}^* , i_{qs}^*) qui assurent le découplage.

III.5.1 Calcul de φ_r :

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) [19], ou pour des problèmes de cout. Le flux ne peut être reconstitué par :

- Des estimateurs utilisent en boucle ouverte.
- Des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées.

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de Park définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle. L'intérêt d'une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithme simple et donc rapides, toutefois ils sont peu robustes aux variations paramétriques (résistance rotorique et statorique, mutuelle.....ect.). Le system d' équation (III.7) permet d'estimer le flux φ_r :

$$\varphi_r = \frac{M}{1 + \tau_r S} i_{sd} \quad (\text{III.8})$$

III.5 .2Calcul de ω_s et θ_s :

La pulsation et la position du flux par rapport au stator sont calculées par les formules Suivantes :

$$\begin{cases} \omega_s = P\Omega + \frac{M}{\tau_r \varphi_r} i_{sq} \\ \theta_s = \int \omega_s dt \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

III.5.3 Découplage par compensation :

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [9].

A partir des équations nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s (\sigma L_s i_{sq}) \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_s (\sigma L_s i_{sd}) + \omega_s \frac{M \varphi_{rd}}{L_r} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Soit encore sous la forme de La place:

$$\begin{cases} V_{sd} = (R_s + \sigma L_s S) i_{sd} - \omega_s (\sigma L_s i_{sq}) \\ V_{sq} = (R_s + \sigma L_s S) i_{sq} + \omega_s (\sigma L_s i_{sd}) + \omega_s \frac{M \varphi_{rd}}{L_r} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Définissons deux nouvelles variables de commande (V_{sd_r}, V_{sq_r}) et (V_{sd_c}, V_{sq_c}) telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd_r} + V_{sd_c} \\ V_{sq} = V_{sq_r} + V_{sq_c} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{sd_r} = (R_s + \sigma L_s S) i_{sd} \\ V_{sq_r} = (R_s + \sigma L_s S) i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

$$\begin{cases} V_{sd_c} = -\omega_s (\sigma L_s i_{sq}) \\ V_{sq_c} = \omega_s (\sigma L_s i_{sd}) + \omega_s \frac{M \varphi_{rd}}{L_r} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Les tensions de commande V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd_r} et V_{sq_r} comme le montre la Figure (III.4) :

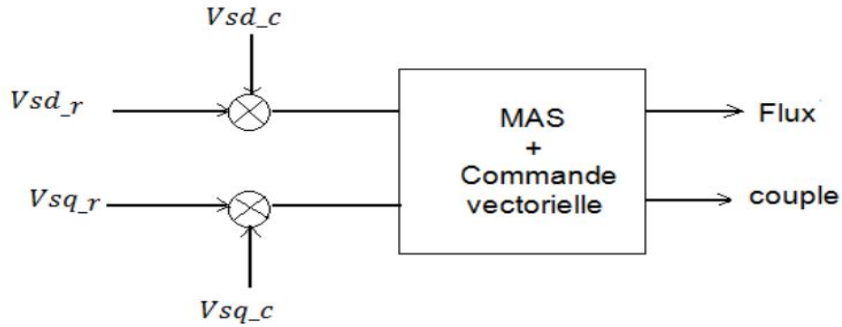


Figure III.4 : reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

III.5.4 Calcul des régulateurs :

Les régulateurs à action proportionnelle intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle P assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent. Dans notre commande il y a trois régulateurs PI, un pour la régulation de la vitesse et deux pour les courants i_{sd} et i_{sq} [19].

➤ Le régulateur de courant i_{sd} et i_{sq} :

En utilisons la méthode de placement de pôles, le découplage proposé permet d'écrire

$$i_{sd} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s S} V_{sd_r} \quad (\text{III.15})$$

$$i_{sq} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s S} V_{sq_r} \quad (\text{III.16})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2^{ème} ordre. Soit un régulateur proportionnel-intégral classique de type :

$$PI(s) = Kp + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.17})$$

Le système en boucle fermée peut être représenté par la figure :

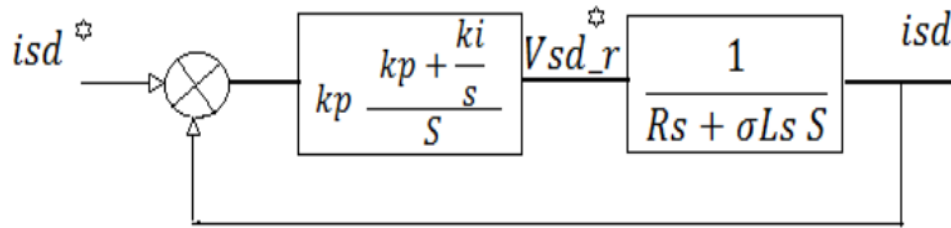


Figure III.5 : Boucle de régulation des courants

Pour que la réponse du système soit optimale, les deux pôles de fonction de transfert en boucle fermée doivent être imposés comme le montre la figure III.6.

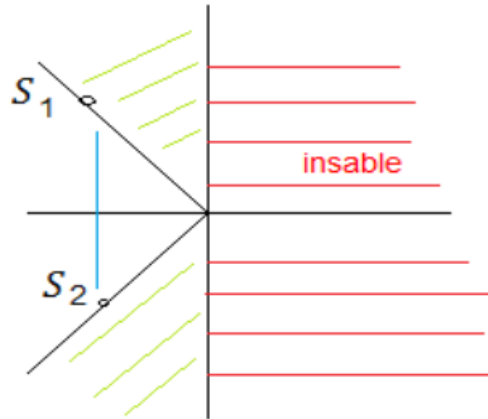


Figure III.6 : méthode de placement de pôles pour un système de deuxième ordre

Les deux pôles s'expriment donc par :

$$s_{1,2} = -\rho \pm j\rho \quad (\text{III.18})$$

Le polynôme de second ordre est:

$$S^2 + 2\rho S + 2\rho^2 \quad (\text{III.19})$$

La fonction de transfert du système en boucle ouverte fermée est donnée par:

$$\frac{kpS + ki}{S^2 + \frac{kp+Rs}{\sigma L_s} S + \frac{ki}{\sigma L_s}} \quad (\text{III.20})$$

En comparant le dénominateur de (III.29) avec (III.28), nous aurons :

$$\begin{cases} \frac{ki}{\sigma L_s} = 2\rho^2 \\ \frac{kp + Rs}{\sigma L_s} = 2\rho \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Soit finalement :

$$\begin{cases} ki = 2\rho^2 \sigma L_s \\ kp = 2\rho \sigma L_s - Rs \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Les deux régulateurs de courant sont identiques

➤ **Le régulateur de vitesse :**

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

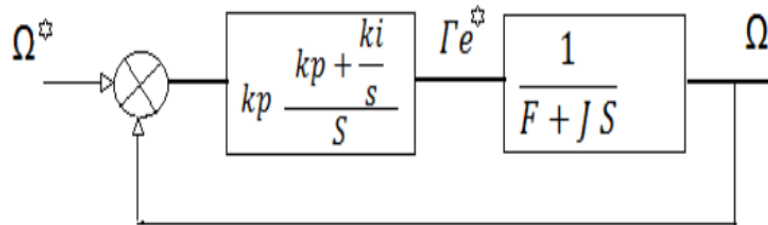


Figure III.7 : Boucle de régulation de la vitesse

En utilisant la méthode de placement de pôles toujours, la fonction de transfert de système en boucle ouverte[18] :

$$FTBO = \frac{kpS + ki}{S} \frac{1}{F + JS} \quad (III.23)$$

Donc en boucle fermée, la fonction de transfert sera :

$$FTBF = \frac{kpS + ki}{S^2 + \frac{kp+F}{J}S + \frac{ki}{J}} \quad (III.24)$$

En poursuivant la même procédure, les paramètres du régulateur de la vitesse seront calculés par :

$$\begin{cases} ki = 2\rho^2 J \\ kp = 2\rho J - F \end{cases} \quad (III.25)$$

III.6Résultat de simulation:

Les paramètres du régulateur de vitesse sont calculés par un emplacement de pôle ($\rho = 16$). Pour la commande vectorielle indirecte de la vitesse. On évalue les performances de réglage, nous avons simulé un démarrage à vide (vitesse consigne $\Omega_{ref}^* \omega_m = 160 \text{ rad/s}$) suivi par une application et élimination d'une charge ($C=10 \text{ N.m}$) aux instants $t=1.5\text{s}$ et $t=2.5\text{s}$, respectivement. Puis une application d'un changement de consigne à l'instant $t=7\text{s}$. Figure (III.8).

Les résultats nous montrent clairement que la vitesse suit sa valeur de référence avec un dépassement et un bon rejet des perturbations. En plus, le courant est maintenu à sa valeur admissible. Le découplage entre le flux et le couple est maintenu.

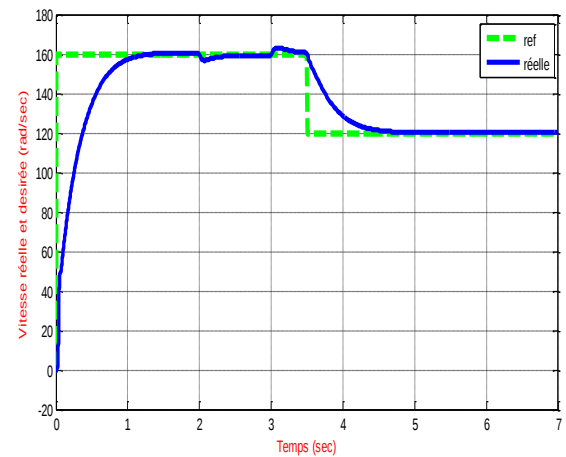
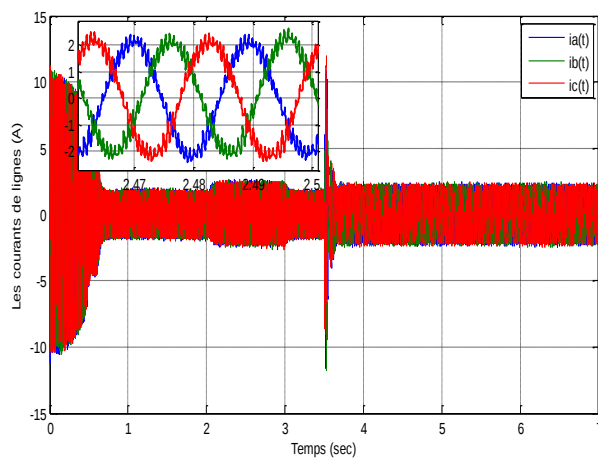
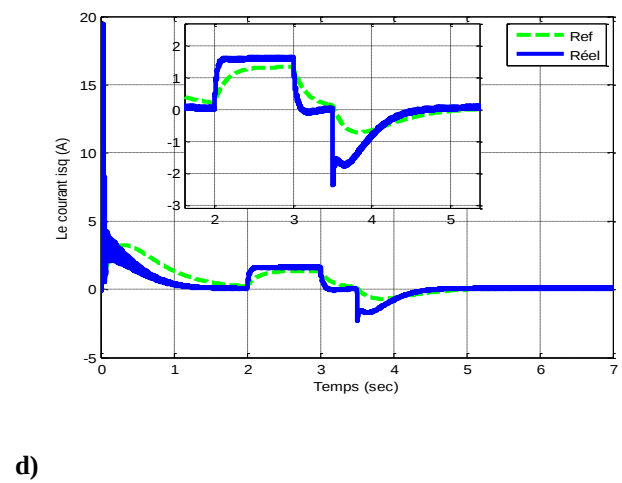
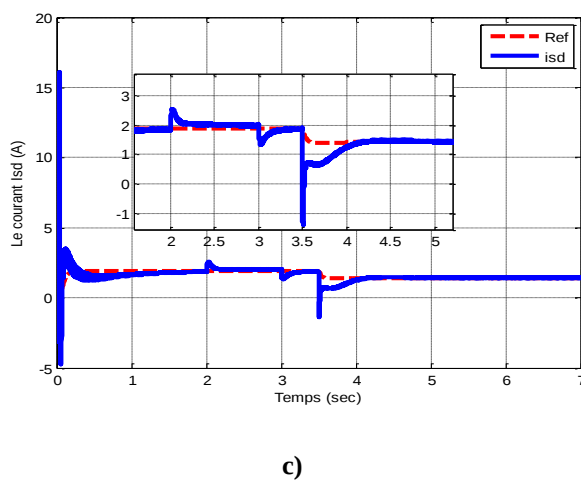
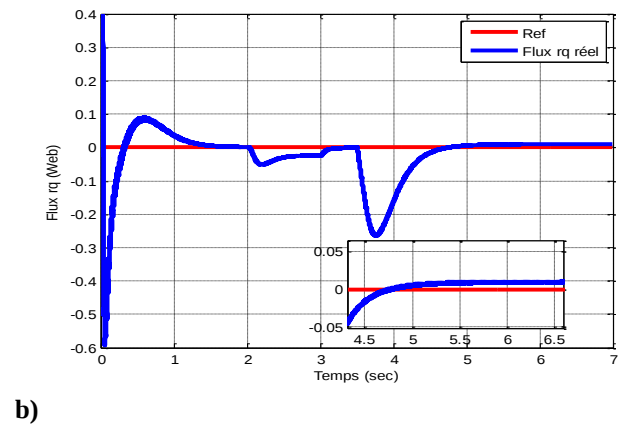
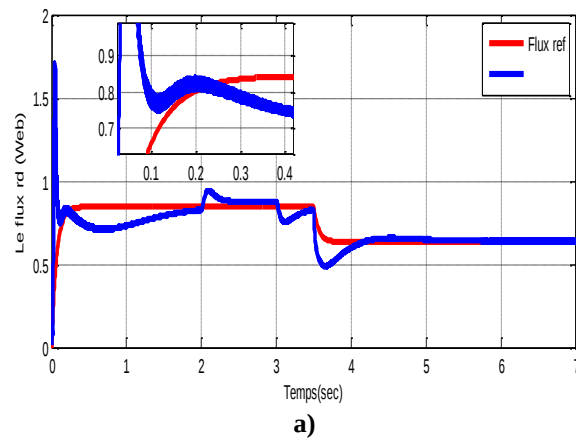


Figure III.8 Réglage de la MAS par la commande vectorielle indirecte.

III.7 Conclusion

La principale difficulté de l'application de la commande vectorielle de la machine asynchrone est la détermination de la position et le module du flux rotorique, qui ne sont pas mesurables directement. Il est donc nécessaire de connaître ces deux grandeurs pour le contrôle du régime dynamique de la machine.

On a fait deux méthodes d'orientation de flux rotorique (directe et indirecte) mais on a développé la méthode indirecte, qui a permis de maintenir parfaitement le découplage entre le couple et le flux, et rendre la machine asynchrone similaire à une machine à courant continu, rendant aussi la commande de vitesse facile.

Chapitre IV

*Commande non linéaire de la MAS – contrôle
de La vitesse et le flux*

IV.1 Introduction :

L'intérêt d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises. Mais, si un modèle rend compte du comportement d'un système dans une large plage de fonctionnement, il est malheureusement le plus souvent non-linéaire et les outils fondamentaux de synthèse de lois de commande dans le domaine linéaire deviennent insuffisants ce qui oblige d'avoir recours à de nouvelles méthodes. En effet, plusieurs techniques de commande ont été développées (commande à flux orienté, commande prédictive etc.).

Les commandes conçus restent, cependant, très dépendant du point de fonctionnement considéré et surtout du taux de variation des non linéarités du modèle du moteur. Si ces non-linéarités deviennent très prononcées, la linéarisation de premier ordre n'est donc plus valable et les commandes perdent automatiquement leurs performances et peuvent rendre le système instable.

Cette situation a poussé les chercheurs à s'orienter de plus en plus vers les techniques de la commande non-linéaire basée sur la théorie de la géométrie différentielle. Cette commande a été introduite principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande linéaire. Parmi ces méthodes, on trouve la technique de linéarisation au sens des entrées - sorties. Son principe consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non-linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire. Ainsi dans la théorie E/S, on cherche une description moins détaillée du système, qui met délibérément à part de l'information pour produire des résultats plus généraux et plus faciles d'utilisation.

Ceci présente bien évidemment des avantages pour l'étude de la robustesse des systèmes de contrôle, dans les quels seuls une structure approximée du modèle est disponible [24].

Dans ce chapitre, Nous présentons le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées sorties.

Nous allons concevoir un contrôleur non-linéaire basé sur cette technique afin de réguler la vitesse et le flux du moteur asynchrone. A la fin du chapitre, l'application directe de la commande non linéaire pour le contrôle de la vitesse et du flux rotorique de la MAS. Une simulation sous l'environnement SIMULINK/MATLAB permet de mettre en évidence les performances de la stratégie de commande adoptée. [18],[24].

IV.2 Avantage de la théorie entrée-sortie :

La théorie des entrée-sortie présente au moins trois avantages [24].

1. Elle est cohérente avec un des points de vue de la théorie du contrôle qui dit qu'il est préférable de garder le système plus simple. Chacun de ces derniers est vu comme une application d'une entrée à une sortie, c'est-à-dire un opérateur.
2. Elle est générale, donc il est possible de faire des conclusions bien utiles sur un système à contre-réaction, même si l'on n'a pas une connaissance stricte de la structure interne de chaque bloc élémentaire qui le compose.
3. Elle fournit une généralisation naturelle au cas non-linéaire en utilisant le fait que la stabilité d'un système linéaire invariante dans le temps est liée aux marges de phase et de gain.

IV.3 Outils mathématiques :

Dans cette section, nous présentons quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties [29].

IV.3.1 Gradient :

On définit le gradient d'une fonction scalaire $h(x)$ par rapport au vecteur x , par le vecteur ligne

$h(x)$ défini par $\nabla h(x)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$. D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur $f(x)$ est défini par

le Jacobien de f (matrice de $(n \times n)$ éléments)[29] comme suit :

$$\nabla f(x)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \quad (IV.1)$$

IV.4 Principe de la commande non linéaire :

IV.4.1 Principe de la linéarisation entrée – sortie :

Dans les deux dernières décennies, la théorie de la commande par retour d'état non linéaire a connu des développements significatifs. Cette méthode est basée sur la théorie de la géométrie différentielle pour la commande des systèmes non linéaires. En particulier, la méthode de linéarisation par retour d'état avec découplage entrée-sortie a donné lieu à des résultats satisfaisants dans différentes applications. Le but de cette technique est de transformer le système multi entrées non linéaire en une chaîne de systèmes linéaires en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie.

De là, on pourra appliquer la théorie des systèmes linéaires [30], [28]. Donc nous cherchons un bouclage statique de la forme: $u = \alpha(x) + \beta(x)v$ tel que le comportement entrée - sortie du système après bouclage soit linéaire et découplé en utilisant les propriétés de la géométrie différentielle [25], [27], [28], [29], [30], [31].

L'approche de la géométrie différentielle appliquée à la commande non linéaire constitue un outil d'étude moderne. L'espace d'état n'est plus un espace Euclidien mais plutôt un espace courbe (espace topologique) "variété", localement Euclidien pour lequel le modèle non linéaire est valable localement pour un choix de carte de coordonnées locales donné. Un champ de vecteur est une application qui fait correspondre à tout point d'une variété un élément de l'espace tangent en ce point. Une distribution est une application qui fait correspondre à tout point d'une variété un sous espace vectoriel de l'espace tangent en ce point, [28], [29], [30]. L'évolutivité des distributions régulières joue alors un rôle important dans la résolution des systèmes d'équations aux dérivées partielles. Les distributions invariantes sous une dynamique donnée constituent un outil fondamental d'analyse de la structure des systèmes non linéaires [27], [31]. Cette technique consiste à transformer un système (S) à p entrées et p sorties non linéaires d'ordre n appartenant à la classe des systèmes définis par :

$$S \equiv \begin{cases} \dot{x} \equiv F(x) + G(x)u \\ F(x) = [f_1(x), \dots, f_n(x)]^T: \text{champ de vecteur d'ordre}[n] \\ G: \text{matrice}[n, p] = \begin{bmatrix} g_{11} & \dots & g_{1p} \\ \vdots & & \vdots \\ g_{n1} & \dots & g_{np} \end{bmatrix} \\ y = H(x) \\ H(x) = [h_1(x), \dots, h_p(x)]^T \end{cases} \quad (IV.2)$$

Avec :

$$\begin{cases} x: \text{l'état} \in \mathbb{R}^n; (n : \text{c'est l'ordre du système}) \\ u: \text{commande} = (u_1, u_2, \dots, u_p)^T \in \mathbb{R}^m \\ y: \text{sortie} \in \mathbb{R}^p, \text{les sorties que nous souhaitons découplées} \\ f, g, h : \text{des fonctions lisses non linéaires} \end{cases}$$

En un système linéaire et contrôlable :

$$\begin{aligned} \dot{z} &= Az + Bv \\ z &\in \mathbb{R}^n, v \in \mathbb{R}^m \end{aligned} \quad (IV. 3)$$

Par l'intermédiaire, d'un retour d'état non linéaire de la forme :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \quad (\text{IV. 4})$$

Avec (α, β) de classe C^∞ , $\alpha(0) = 0$ et $\beta(x)$ une matrice non singulière $\forall x \in V(\bar{x})$.

- Et un changement de coordonnées $z = T(x)$ dans un voisinage de $\bar{x}$ dans $M:V(\bar{x}) \rightarrow M$ vérifiant $T(0) = \bar{z} = 0$.

Donc à retenir :

Dans le but de mettre le modèle régi par le système d'équation (IV.1) sous une forme normalisée (linéarité par bouclage au voisinage d'un point d'équilibre x s'il existe) deux étapes sont nécessaires :

- Un changement de variables.
- Un retour d'état non linéaire.

IV.4.2 Degré relatif :

Le degré relatif (r) d'une sortie y est le nombre de fois qu'il faut dériver pour faire apparaître l'entrée u [24], [25], [28]. La première dérivée de y peut être représentée à l'aide de la dérivée directionnelle de Lie de la fonction scalaire $h(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ le long d'un champ de vecteurs,

$$f(x) = [f_1(x) \dots f_n(x)] \quad T : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R} \text{ donnée par:} \quad (\text{IV.5})$$

$$y = \frac{dh}{dt} = \frac{dh}{dx} [f(x) + g(x)u] = L_f h(x) + L_g h(x)u$$

Avec, l'opérateur de Lie :

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h}{\partial x_i} f_i(x) \quad (\text{IV.6})$$

Si $L_g h(x) \neq 0$, y est de degré relatif égal à 1 à $\bar{x}$ (puisque la fonction est lisse, $\frac{\partial h(\bar{x})}{\partial x_1} g(\bar{x}) \neq 0$)

implique qu'il existe un voisinage V de $\bar{x}$ tel que $\frac{\partial h(x)}{\partial x} g(x) \neq 0$, et la commande est donnée par

$$u = \frac{1}{L_g h(x)} [-L_f h(x) + v] \quad (IV.7)$$

Cette expression de u permet d'obtenir un système linéaire où la sortie est séparée de l'entrée par un simple intégrateur. Pour cela, il suffit de substituer (IV.4) dans (IV.6). Nous obtenons:

$$y = v \quad (IV.8)$$

Par contre si $L_g h(x) = 0$, la commande n'apparaît pas. Deux cas se présentent :

- S'il existe un point arbitraire x proche de $\bar{x}$ tel que: $\frac{\partial h(x)}{\partial x} g(x) = 0$, On ne peut définir Un degré relatif ϵ à $\bar{x}$
- S'il existe un voisinage V de $\bar{x}$ tel que $\frac{\partial h(x)}{\partial x} g(x) \neq 0$ pour tout $x \in V$, alors le degré relatif de y à $\bar{x}$ peut être défini et on continue la dérivation de y jusqu'à obtenir :

$$y^{(i)} = L_f^i h(x) + L_g L_f^{i-1} h(x) u \quad (IV.9)$$

Tel que :

$$L_g L_f^{i-1} h(x) \neq 0. \quad \text{et} \quad L_f^i h(x) = L_f [L_f^{i-1} h(x)] \quad (IV.10)$$

Si cette condition est vérifiée pour tout $x \in \mathcal{R}^n$, ce degré relatif est défini globalement.

Ainsi, l'idée est de trouver le degré de dérivation r (degré relatif de $h(x)$) qui est le nombre de fois qu'il faut dériver y tel que u apparaisse [25], [27], [28], [31], [32], [24]

$$y^{(r)} = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) u \quad (IV.11)$$

La commande est ainsi donnée par :

$$u = \alpha(x) + \beta(x) v = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h(x)} [-L_f^r h(x) + v] \quad (IV.12)$$

Cette expression conduit à un système linéaire équivalent à une chaîne de (r) intégrateurs comme le montre la figure (IV.1)

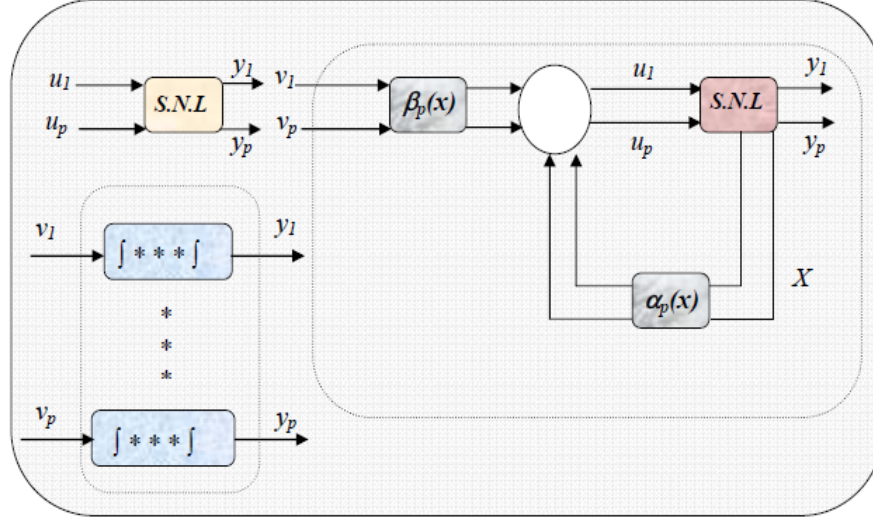


Figure IV.1 Principe de la linéarisation entrée-sortie (cas multi variables)

Le choix suivant de la commande virtuelle v (une variable qui représente une consigne externe) :

$$v(t) = y_{\text{ref}}^{(r)}(t) + \sum_{i=1}^r c_i \left(y_{\text{ref}}^{(r-i)} - y^{(r-i)}(t) \right) \quad (\text{IV.13})$$

Conduit à la dynamique suivante:

$$e^{(r)}(t) + \sum_{i=1}^r c_i e^{(r-i)}(t) = 0 \quad (\text{IV.14})$$

Où $e = y_{\text{ref}}^{(r)} - y$ l'erreur de poursuite.

Si c_i sont les coefficients d'un polynôme de Hurwitz, la convergence à 0 de l'erreur de poursuite est garantie [31].

Remarques :

- Le cas multi variable n'est qu'une extension du cas mono variable.
- Si on dérive n fois et la commande n'apparaît pas alors le système n'est pas linéarisable par retour d'état [29].
- Si le degré relatif (r) de $h(x)$ est strictement inférieur au degré du système n , alors le retour linéarisant rend certaines dynamiques non observables et de ce fait apparaît ce qu'on appelle la dynamique des zéros (qui joue un rôle comparable à celui des zéros dans le cas linéaire). Si

cette dynamique est asymptotiquement stable. La commande linéarisante assurera la stabilité interne du système en boucle fermée [29].

IV.4.3 Découplage et linéarisation :

On se basant sur la dérivée de Lie d'ordre (r) décrite par l'équation (IV.10), on peut déduire, pour le cas multi entrées/sorties la relation suivante :

$$y^{(r)}(x) = A(x) + D(x)u \quad (IV.15)$$

Où, D(x) est dite matrice de découplage.

Et, Si on utilise la commande par retour d'état non linéaire, décrite par la relation (IV.11) avec une consigne externe (v) défini par l'équation (IV.7), on peut concevoir une commande physique de la forme :

$$u = D^{-1}(x)[-A(x) + v] \quad (IV.16)$$

En considérant la relation (IV.11) et (IV.12), nous obtenons la linéarisation entrée-sortie du système (IV.1) par l'application du théorème suivant [31] :

Le système (IV.2) ayant un vecteur degré relatif $(r_1, \dots, r_p)$, alors le retour d'état de la forme $u = \alpha(x) + \beta(x)v$, défini par (IV.11) découple et linéarise le système (VI.2) dans le voisinage de x si et seulement si la matrice $D(x)$ n'est pas singulière en $V(x)$ ($\text{rang}(x) = p, \forall x \in V(x)$)

IV.5 Modèle mathématique de la machine asynchrone :

Le modèle dynamique classique de la MAS dans un repère synchrone (d, q) [24] avec la dynamique du couple résistant et la position du rotor:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + Bu(t) + Dw(t) \\ y = h(x(t)) \end{cases} \quad (IV.17)$$

Où:

$$f(x(t)) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{sd} + w_s i_{sq} + \frac{k_s}{\tau_r} \varphi_{rd} + k_s p \Omega \varphi_{rq} \\ -w_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k_s p \Omega \varphi_{rd} + \frac{k_s}{\tau_r} \varphi_{rq} \\ \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_{rd} + (w_s - p \Omega) \varphi_{rq} \\ \frac{M}{\tau_r} i_{sq} - (w_s - p \Omega) \varphi_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_{rq} \\ \frac{pM}{J L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) - \frac{f}{J} \Omega \end{bmatrix} \quad (IV.18)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T; \quad x(t) = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \varphi_{rd} \varphi_{rq} \quad \Omega]^T; \quad (IV.19)$$

$$u(t) = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}^T; \text{ et le couple de charge } w(t) = C_r \quad (IV.20)$$

Avec:

$$\gamma = \left(\frac{1}{\sigma \tau_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma \tau_r} \right), \quad k_s = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad (IV.21)$$

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

IV.5.1 Le choix des sorties :

Les principaux objectifs du contrôle sont la vitesse du rotor est choisie comme première sortie tandis que la deuxième sortie sélectionnée est le carré du flux du rotor afin de suivre les trajectoires de contrôle souhaitées.

$$y(x) = \begin{bmatrix} h_1(x(t)) \\ h_2(x(t)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ (\varphi_{rd}^2 + \varphi_{rq}^2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ \varphi_r^2 \end{bmatrix} \quad (IV.22)$$

IV.5.2 Transformation des coordonnées :

Définir le transfert de coordonnées suivant qui donne le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ \dot{h}_1(x) \\ h_2(x) \\ \dot{h}_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ \frac{pM}{JL_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) - \frac{f}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \\ \varphi_r^2 \\ \frac{2}{\tau_r} \left(M (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) - (\varphi_{rd}^2 + \varphi_{rq}^2) \right) \end{bmatrix} \quad (IV.23)$$

IV.6 Contrôle de la vitesse et flux de la MAS :

La seconde partie du présent chapitre illustre avec détails une application directe de la commande non linéaire, décrite auparavant, à la conduite de la machine synchrone à aimants permanents et spécialement le contrôle du courant et de la vitesse [24], [25]. On commence par la détermination du degré relatif de chaque sortie à contrôler pour établir la matrice de découplage puis l'élaboration de la consigne externe qui découple les deux sorties, en tenant compte de la dynamique des erreurs de poursuite des trajectoires de références, et enfin la conception de la commande physique du système découplé et linearisé. Une simulation est prévu pour valider l'intérêt de l'approche [27], [29].

IV.6.1 Les variables à contrôler :

Le modèle d'état non linéaire de la MAS, décrit par les équations (I.21,22,23,24,25) du chapitre I, peut être présenté par le système suivant :

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \\ f_4(x) \\ f_5(x) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{pmatrix} \quad (IV.24)$$

Avec :

- $F(x)$ est un champ de vecteur d'ordre ($n=5$) et G est une matrice $[5,2]$
- f, g et h sont des fonctions lisses non linéaires.

Les variables à contrôler sont :

- La vitesse de la rotation mécanique (Ω).
- Et, le Flux rotorique ($\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$).

$$y(x) = \begin{bmatrix} h_1(x(t)) \\ h_2(x(t)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ (\varphi_{rd}^2 + \varphi_{rq}^2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ \varphi_r^2 \end{bmatrix} \quad (IV.25)$$

IV.6.2 Commande linéarisante de la MAS :

IV.6.2.1 La condition de linéarisation :

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie est l'ordre du degré relatif du système (r) .

IV.6.2.2 Le degré relatif (r) :

Le degré relatif d'une sortie est le nombre de fois qu'il faut dériver les sorties pour faire apparaître

l'entrée: $u = \begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{pmatrix}$

IV.6.2.2.a Degré relatif de la vitesse mécanique (Ω) :

Pour la sortie : $h_1(x) = \Omega$

- Pour : $r_1 = 1$; On obtient :

$$\dot{h}_1 = x_5 = L_f h_2(x) = f_5(x) \quad (IV.26)$$

- Pour : $r_1 = 2$

$$\ddot{h}_1 = L_f^2 h_1(x) + [L_{gf} L_f h_1(x) L_{g2} L_f h_1(x)] \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (IV.27)$$

Avec:

$$L_f^2 h_1(x) = c_5 x_2 f_3(x) + c_5 x_3 f_2(x) - x_2 f_4(x) - x_4 f_1(x) - \frac{f}{j} f_5(x) \quad (IV.28)$$

$$L_{g4} L_f h_1(x) = c_5 x_5 g_4 \quad (IV.29)$$

$$\text{et } L_{g5} L_f h_1(x) = g_5 (c_5 x_5 + c_6) ;$$

le degré relatif de la vitesse Ω est $r_1 = 2$

IV.6.2.2.b Degré relatif du Flux Rotorique(φ_r^2) :

Pour la sortie : $h_2 = \varphi_r^2$

- Pour : $r_2 = 1$

$$\dot{h}_2 = \dot{x}_3 = f_3(x) \quad (IV.30)$$

On obtient :

$$L_f h_2(x) = f_3(x) \quad (IV.31)$$

- Pour: $r_2 = 2$

$$\ddot{h}_2 = \dot{x}_3 = L_f^2 h_2(x) + [L_{g_f} L_f h_2(x) L_{g_2} L_f h_2(x)] \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (IV.32)$$

Avec:

$$L_f^2 h_2(x) = \frac{M}{\tau_r} f_1(x) - \frac{1}{\tau_r} f_3(x) + (w_s - p x_5) f_4(x) \quad (IV.33)$$

$$L_{g_2} L_f h_2(x) = c_3 x_3 g_2 \quad (IV.34)$$

$$L_{g_3} L_f h_2(x) = g_3 (c_3 x_1 + c_4) \quad (IV.35)$$

Alors, le degré relatif du flux est $r_2 = 2$.

IV.6.3 La matrice de découplage $D(x)$:

D'après les dérivées de Lie précédentes on obtient l'équation suivante :

$$y^{(r)}(x) = A(x) + D(x)v \quad (IV.36)$$

Tel que :

$$D(x) = \frac{1}{L_s - \frac{M}{L_r}} \begin{bmatrix} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} & \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \frac{2M}{\tau_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} & \frac{2M}{\tau_r} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{bmatrix} \quad (IV.37)$$

Et

$$A(x) = \begin{bmatrix} \left(\frac{4}{\tau_f^2} + \frac{2k_s}{\tau_f^2} M \right) (\varphi_{rd}^2 + \varphi_{rq}^2) - \left(\frac{6M}{\tau_f^2} + \frac{2\gamma M}{\tau_r} \right) (\varphi_{rd}^2 i_{sd} - \varphi_{rq}^2 i_{sq}) + \frac{2p\Omega M}{\tau_r} (\varphi_{rd}^2 i_{sq} - \varphi_{rq}^2 i_{sd}) + \frac{2M^2}{\tau_f^2} (i_{sq} - i_{sd}) \\ \frac{pM}{JL_r} \left((\varphi_{rd}^2 i_{sq} - \varphi_{rq}^2 i_{sd}) + p\Omega (\varphi_{rq} i_{sd} - \varphi_{rd} i_{sq}) + pk_s \Omega (\varphi_{rd}^2 - \varphi_{rq}^2) \right) - \frac{f}{J^2} (C_r - f\Omega) \end{bmatrix}$$

IV.6.4 Linéarisation entrée - sortie par bouclage non linéaire :

Pour linéariser le système, on applique le retour d'état non linéaire suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \begin{bmatrix} -A(x) + v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (\text{IV.38})$$

Où $\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}$ c'est les commandes virtuelles qui aboutissent à deux sous-systèmes monovariante, découplés et linéaires:

$$\begin{bmatrix} \ddot{h}_1(x) \\ \ddot{h}_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \ddot{\Omega} \\ \ddot{\phi}_r^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.39})$$

Pour assurer un suivi parfait de la vitesse du rotor et du carré des références de flux rotorique, respectivement. Les commandes virtuels v_d et v_q sont calculées comme :

$$v_d = -\alpha_{11}(\Omega - \Omega_{\text{ref}}) - \alpha_{12} \left(\frac{d\Omega}{dt} - \frac{d\Omega_{\text{ref}}}{dt} \right) \quad (\text{IV.40})$$

$$v_q = -\alpha_{21}(\phi_r^2 - \phi_{r\text{ref}}^2) - \alpha_{22} \left(\frac{d\phi_r^2}{dt} - \frac{d\phi_{r\text{ref}}^2}{dt} \right) \quad (\text{IV.41})$$

Où $\alpha_{11}, \alpha_{12}, \alpha_{21}$ et α_{22} pourraient être déterminés et choisis afin d'assurer la stabilité du système en boucle fermée et d'avoir une réponse rapide en poursuite des commandes de références [24].

Le système (IV.36) se présente comme une chaîne d'intégrateurs d'ordre 2 :

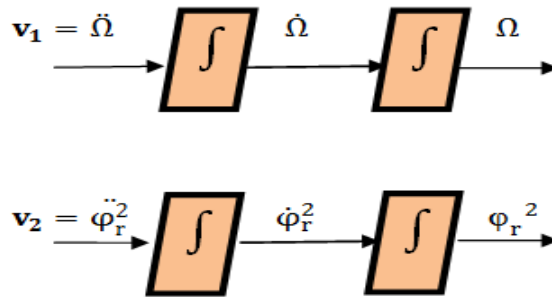


Figure IV.2 Sous systèmes découplés et linéarisés

IV.6.5 Elaboration de la consigne externe :

IV.6.5.1 Dynamique de l'erreur de suivie des trajectoires de références :

Soient les trajectoires de référence :

$$y_{\text{ref}} = \begin{bmatrix} \Omega_{\text{ref}} \\ \varphi_{\text{rref}}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.42})$$

Et les erreurs de suivie des trajectoires de référence

$$e_1 = \Omega_{\text{ref}} - \Omega \quad (\text{VI. 43})$$

$$e_2 = \varphi_{\text{rref}}^2 - \varphi_r^2 \quad (\text{IV.44})$$

On choisi la consigne externe (v) de façon à satisfaire les critères suivants :

- En régime statique: $\Omega_{\text{ref}} = \Omega$ et $\varphi_{\text{rref}}^2 = \varphi_r^2$
- En régime dynamique :
 - Assurer un comportement, convenable, du deuxième ordre pour l'erreur : e_1
 - Assurer un comportement, convenable, du deuxième ordre pour l'erreur : e_2

Ce qui permet d'écrire :

$$\ddot{e}_1 + \alpha_{11}\dot{e}_1 + \alpha_{12} = 0 \quad (\text{IV.45})$$

$$\ddot{e}_2 + \alpha_{21}\dot{e}_2 + \alpha_{22} = 0 \quad (\text{IV.46})$$

Où α_{11} , α_{21} et α_{22} sont les coefficients du contrôleur non linéaire. [30].

IV.6.5.2 Expressions des consignes externes :

A partir de la dynamique des erreurs de suivie de la trajectoire de référence, définis par le système d'équation (IV.40) et en tenant compte de l'équation de découplage (IV.36), on peut définir les composantes de la consigne externe [25], [29], [33] :

$$v_1 = \ddot{\Omega}_{\text{rref}} + \alpha_{11}(\dot{\Omega}_{\text{ref}} - \dot{\Omega}) + \alpha_{12}(\Omega_{\text{ref}} - \Omega) \quad (\text{IV.47})$$

$$v_2 = \ddot{\varphi}_{\text{rref}}^2 + \alpha_{21}(\dot{\varphi}_{\text{rref}}^2 - \dot{\varphi}_r^2) + \alpha_{22}(\varphi_{\text{rref}}^2 - \varphi_r^2) \quad (\text{IV.48})$$

IV.6.5.3 Calcul des coefficients du contrôleur non linéaire :

Si on passe dans le plan de Laplace, le système (IV.40) devient :

$$\begin{cases} s^2 + s\alpha_{11} + \alpha_{12} = 0 \\ s^2 + s\alpha_{21} + \alpha_{22} = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.49})$$

Si $(\alpha_{11}, \alpha_{12}, \alpha_{21}$ et $\alpha_{22})$ sont les coefficients d'un polynôme de Hurwitz, la convergence à zéro de l'erreur de poursuite est garantie [29], [31].

En pratique, on fait recours à un placement de pôles, décrits comme ci-dessous.

- pour assurer une dynamique convenable de l'erreur de poursuite de la vitesse, décrite par un système du deuxième ordre, on choisi deux pôles complexes, de façon à obtenir un temps de réponse minimal tout en maintenant le système stable alors $\alpha_{11}=550$ et $\alpha_{12}=10.8$
- pour assurer une dynamique convenable de l'erreur de poursuite du flux, décrite par un système du deuxième ordre ; pour un amortissement optimal de 0,7, on obtient : $\alpha_{21} = 65.2$ et $\alpha_{22} = 890$.

IV.6.6 Elaboration de la loi de commande physique :

Le vecteur de commande physique est donné par l'équation (IV.35) :

$$u = D^{-1}(x) [-A(x) + v] \quad (\text{IV.50})$$

La consigne externe est définie par l'équation (IV.41), si on utilise des références constantes :

$\Omega_{\text{ref}} = \text{Constante}, \varphi_{\text{rref}}^2 = \text{Constante}$, on obtient :

$$\dot{\Omega}_{\text{ref}} = \dot{\varphi}_{\text{rref}}^2 = \ddot{\varphi}_{\text{rref}}^2 = 0 \quad (\text{IV.51})$$

D'où l'expression du contrôleur non linéaire :

$$v_1 = -\alpha_{11}\dot{\Omega} + \alpha_{12}(\Omega_{\text{ref}} - \Omega) \quad (\text{IV.52})$$

$$v_2 = -\alpha_{21}\dot{\varphi}_{\text{r}}^2 + \alpha_{22}(\varphi_{\text{rref}}^2 - \varphi_{\text{r}}^2) \quad (\text{IV.53})$$

Alors, la loi de commande physique est donnée par l'expression :

$$\begin{pmatrix} V_{\text{sd}} \\ V_{\text{sq}} \end{pmatrix} = D^{-1}(x) [-A(x) + \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}] \quad (\text{IV.54})$$

Cette loi peut être schématisé par le bloc ci-dessous pour simulé le système réel :

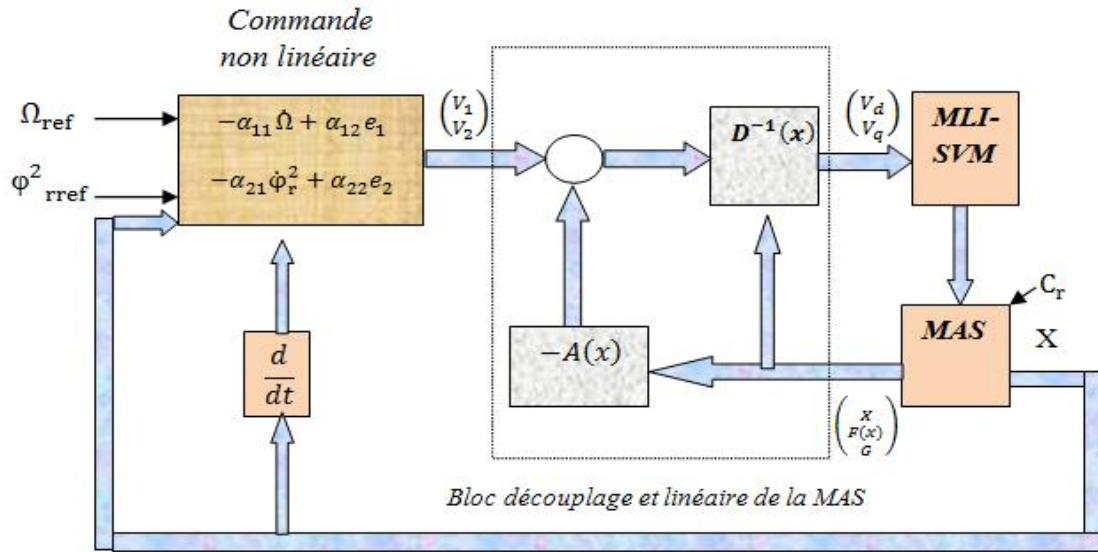


Figure IV.3 Structure d'une commande non linéaire de la MAS

IV.7 Résultats de la simulation :

Les résultats de simulation de la conduite de la MAS par la commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire sont illustrés par les figures ci dessous.

La figure (IV.6) montre un démarrage à vide de la machine avec un pic notable du courant de ligne de 10A puis une application d'un couple de charge de 5N.m de l instant $t=2\text{sec}$ à $t=3\text{sec}$.

La commande répond à l'échelon de charge avec une dynamique du couple presque instantanée, avec un très faible dépassement et sans oscillations.

La figure (IV.6) illustre bien la réponse en vitesse de la MAS à semblable à celle d'un système du premier ordre avec un dépassement de 10, et avec un temps de réponse de l'ordre de 0.7 secondes. On constate encore le rejet de la perturbation (couple de charge) appliquée à 2 seconde plus tard et le suivi parfait de la référence de vitesse (160 rad/sec) ,puis à 120rd/sec. Ce qui confirme le bon choix des coefficients de réglage du contrôleur non linéaire de vitesse. La figure IV.4 et IV.5 présente les courants statoriques et flux rotoriques qui suivent les consignes désirées de la machine et sont manifestées par des oscillations notables au démarrage de la machine, pour se stabiliser

autour des valeurs désirées, lors de la marche à vide. Des le démarrage jusqu' au chargement, la machine absorbe un courant quasi-sinusoïdale avec une fréquence proportionnelle a la vitesse désirée du a la technique SVM-PWM qui sont données à la figure IV.6.

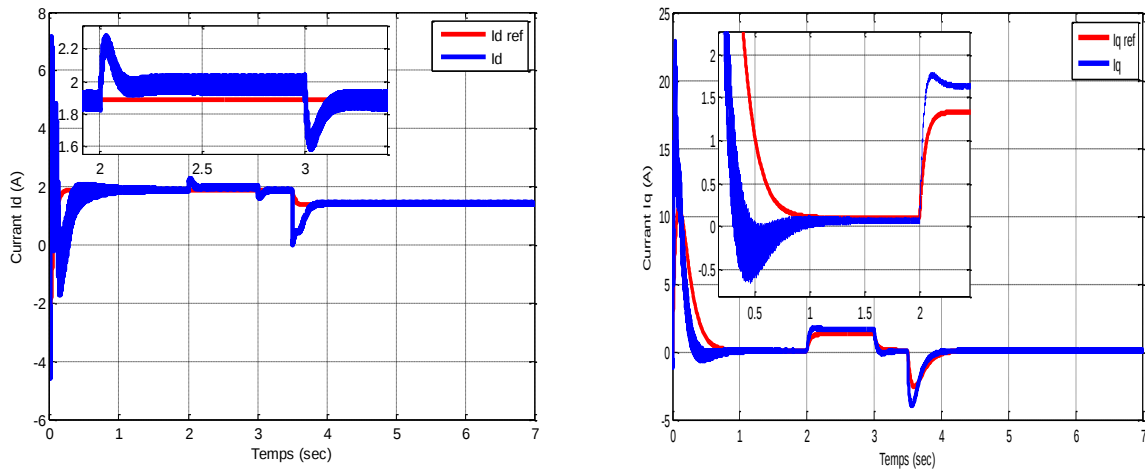


Figure IV.4 Composantes du courant rotorique – Découplage

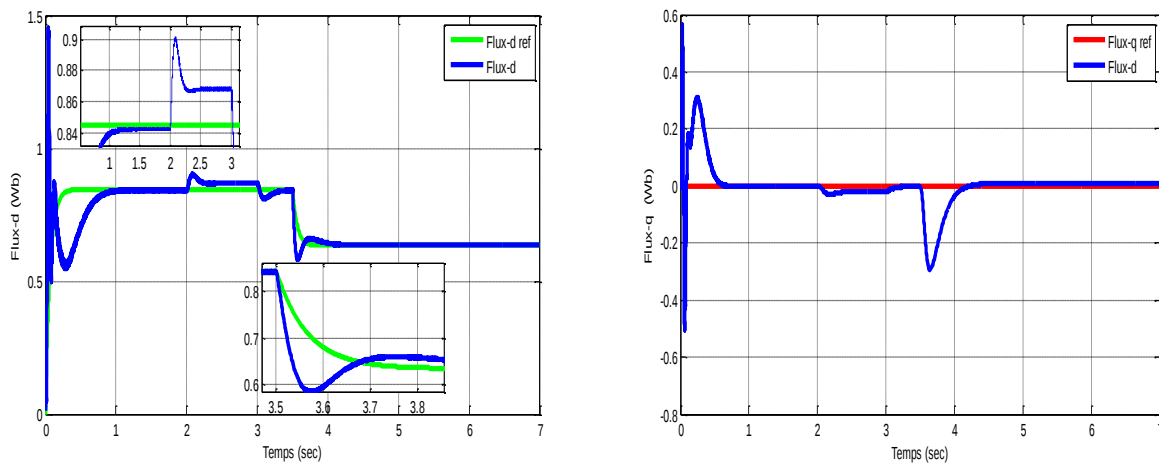


Figure IV.5 Composantes du flux rotorique – Découplage

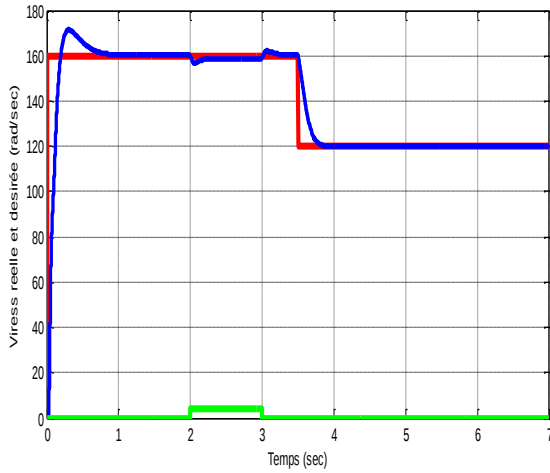


Figure IV.6.Vitesse

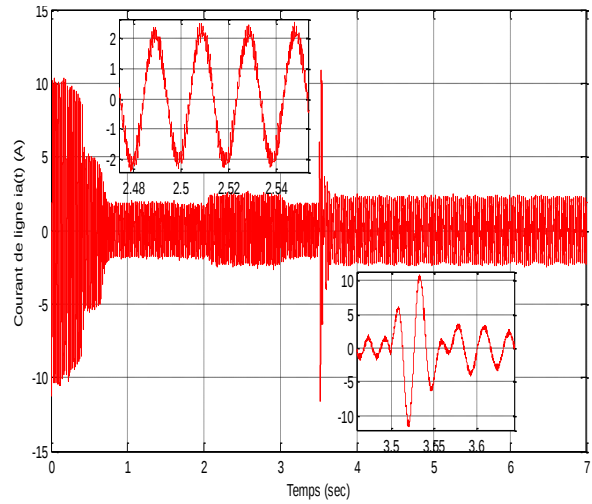


Figure IV.7 Courant de ligne ia

I.8 Conclusion :

La commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire est une application de la géométrie différentielle qui se base sur les dérivées de Lie de la sortie à contrôler jusqu'à l'apparition de la commande (u), puis un choix adéquat de la commande par retour d'état annule la non linéarité et permet un très bon suivi des trajectoires de références. Alors le système non linéaire, couplé, se décompose en plusieurs sous systèmes linéaires et découplés monovariante. Chaque sous système représente une boucle indépendante de régulation d'une variable donnée, suivi d'un placement de pôles judicieux et une étude de la stabilité de la dynamique interne dite dynamique des zéros permet d'obtenir des résultats très satisfaisants et de très bonnes performances dynamiques.

Par contre, la commande non linéaire adoptée est dite statique parce qu'elle repose sur un modèle à paramètres constants, ce qui n'est pas le cas en réalité, les dérives paramétriques et les perturbations du couple de charge affectent d'une façon notable les performances dynamiques et même statiques de la commande. Pour rendre cette commande plus robuste on fait appel à une commande adaptative qui rend la commande non linéaire dynamique.

Pour notre cas, le modèle est à paramètres constants et l'état de la machine est supposé entièrement mesurable, par conséquent la commande permet de réaliser des boucles de régulations indépendantes pour le courant et la vitesse de rotation, ce qui se traduit par un très bon découplage entre le couple et le flux statorique. ($i_d=0$ et $\phi_d = \phi_f=\text{constant}$). La commande non linéaire est directement affecté par le

couple de charge ce qui nécessite l'élaboration d'un estimateur pour évaluer les perturbations dues au couple résistant et rendre la commande plus robuste.

En générale, on constate un dépassement important du courant i_q lors du démarrage de la machine, qui peut dépasser les contraintes physiques imposées par le constructeur, surtout lorsque la puissance mise en jeu devient importante, ce qui présente l'inconvénient majeur de l'algorithme de commande proposé. Pour y remédier, la limitation du courant i_q par saturation ou mieux encore par imposition d'une trajectoire de la vitesse de rotation a été proposée comme solution.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'ensemble de notre travail porte sur l'application de la commande non linéaire à la MAS alimenté en tension. Cette commande, qui réalise des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

En premier lieu, nous avons présenté brièvement la construction et la théorie de base de la machine asynchrone ainsi que leur modélisation non linéaire et les simplifications apportées.

Dans une deuxième étape, nous avons présenté les concepts de base théorique de la commande non linéaire, du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire statique, et son application à la machine asynchrone, associée à un onduleur de tension triphasé à MLI vectorielle (SV-PWM).

L'application de cette technique de commande permet d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé par le biais d'un bouclage statique, dont le but d'assurer la commande de la vitesse mécanique et les flux rotoriques.

Les résultats de simulation obtenus montrent que le découplage est maintenu, la dynamique de poursuite de consigne est satisfaisante et le rejet de perturbations est efficace.

L'approche de commande par la technique de commande linéarisant a été choisie dans ce mémoire. Comme il s'agit d'une méthode de commande nouvelle, les notions de bases ont été présentées. Les principes et concepts de la commande ont été introduits tout en orientant notre choix de cette méthode pour commander la machine asynchrone.

Dans le but d'asservir la vitesse de rotation de la machine asynchrone, nous avons introduit un régulateur PI.

Nous avons présenté dans ce mémoire les performances du réglage non linéaire pour une MAS découplée par une contre réaction d'état NL et associée à un onduleur de tension à MLI vectorielle. Les résultats obtenus montrent l'applicabilité de cette technique de commande dans le domaine des entraînements électriques. Les objectifs de poursuite et de rejet de perturbation sont acceptables. Le découplage est maintenu même en cas de variations de la charge.

Cette stratégie de commande a fourni un système stable avec des performances satisfaisantes aussi bien à vide que lors d'une variation de la charge. Les performances dépendent de l'expertise de l'opérateur.

La robustesse du système d'entraînement lors de l'application du couple de charge (l'insensibilité aux variations de la charge) et l'inversion du sens de rotation.

Perspectives :

- la prise en compte de la saturation de la machine.
- l'identification paramétrique de la machine en utilisant le filtre de Kalman étendu.
- Adaptation du programme réalisé par le modèle bloc Simulink pour le contrôle en temps réel du réglage flou avec découplage non linéaire sans capteurs mécaniques par utilisation des cartes DSP.
- Application de la commande sans capteurs mécaniques de vitesse et de position (filtre de Kalman étendu).

Annexe

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone

Le nom du paramètre	Symbole de paramètre	Valeur du paramètre	Unité de paramètre
Puissance nominale	P_n	1.1	Kw
Numéro de paire de poles	p	2	/
Inductance rotorique	L_r	0.4718	Henry
Inductance statorique	L_s	0.4718	Henry
Résistance rotorique	R_r	4.3047	Ohm
Résistance statorique	R_s	9.65	Ohm
Inductance mutuelle	M	0.4475	Henry
Moment d'inertie	J	0.0293	Kg/m ²
Coefficient de friction	b	9.9913e-4	Nm/rad/s

Référence

Références Bibliographiques

- [1]J.P. Caron, J.P. Hautier, ‘Modélisation et commande de la machine asynchrone, Edition Technip, 1995.
- [2]R.Abdessemmed, M.Kadjoudj, “Modélisation des Machines Electriques“, Presses del’Université de Batna 1997
- [3]Abdoulaye. T, Doumbia. M.L, “ Modélisation et Simulation d’une Machine Asynchrone àCage à l’aide du Logiciel MATLAB/Simulink”, Ecole Polytechnique de Montréal, Canada, 2000
- [4]R Abdessemmed, M Kadjoudj, « Modélisation Des Machines Electriques », Presses deL’université de Batna 1997
- [5]L Baghli, « Modélisation et Commande des Machines Asynchrone », Cours de CommandeIUFM de Lorrain UHP, 03/04.
- [7]F. BEKKOUCHE , contribution a l’étude des commande robustes de la machine asynchrone, Mémoire de Magister, ENSET 2006
- [8]M. Butzberger, ‘Etude et comparaison de différentes stratégies de réglage et de commande de servomoteurs asynchrone’, Thèse de doctorat, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne 1995
- [9]Mohan N., « Advanced Electric Drives: Analysis, Control and Modeling using Simulink», MNPERE, 2001
- [10]Mr C.Said, «Etude des stratégies de commande de l'onduleur», mémoire d’ingénieur ; université de Beskra ; 2008
- [11]Sebti Belkacem, Farid Naceri, Rachid Abdessemmed “A Novel Robust Adaptive Control Algorithm and Application to DTC-SVM of AC Drives” SERBIAN JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING Vol. 7, No. 1, May 2010, 21-40. [12] G. Pinson, Physique appliquée:Onduleurs
- [12]Allag Abdelkrim, “Etude des Techniques Optimal à MLI pour Onduleur de Tension Alimentant un Moteur Asynchrone“, Mémoire De Magister, Biskra.

- [13] M. KHALFALLAH, A. EL AFIA, A. SAAD, et J. GHOUILI, "Etude comparative des performances de la modulation sinusoïdale régulière et la modulation vectorielle d'un onduleur à MLI", IEEE Transaction, Mai 2005.
- [14] R. Ameer, C. Larouci, e. M. Berkouk, G. Manesse, "Commande de Position par la Méthode du Flux Orienté de la Machine à Induction de Forte Puissance Alimentée par un Onduleur à Sept Niveaux", Institut d'Electrotechnique/ Université-Badji Mokhtar-Annaba. SNAPSEA'1998.
- [15] E.M. Berkouk, « Contribution à la Conduite des Machines Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects, Applications aux Gradateurs et Onduleurs Multiniveaux », Thèse de Doctorat, CNAM 1995
- [16] A. Nabac, I. Takhashi, H. Akagy, "A New Neutral point Clamped PWM Inverter". IEEE Ind. Appl. Soc. Conf. Proceed. Pp. 761-766, 1980.
- [17] K. Ghedamsi, "Etude et Réalisation de Différentes Stratégies MLI de Commande de l'Onduleur triphasé à Trois Niveaux", Mémoire De Magister, EMP, 2002
- [18] C. Versèle, O. Deblecker et J. Lobry « Identification de paramètres et contrôle vectoriel en temps réel d'un moteur asynchrone dans l'environnement Matlab/Simulink/dSPACE
- [19] Gabriel Buche « commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/SIMULINK », 7 mars 2001
- [20] S. Khelfa. « Commande vectorielle d'une machine à modulation du convertisseur ». Thèse de magistère de l'université de Batna, juillet 2001
- [21] Y. Saker. « Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec défaut », mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider – Biskra, 19/11/2012
- [22] A. Aoufi. « Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage », mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider – Biskra, 27/10/2011.

- [23] F. Redouani .M, Dehbi. «Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée(MADA)»,mémoire de Master Académique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued Mai 2017
- [24] A.De Luca, G.Ulivi, "The Design of Linearizing Inputs-Outputs for Induction Motor", Nonlinear Control Systems, Italy, 1989.
- [25] B.Belabbes, A.Meroufel, M.K.Fellah and A.Benaissa, "Commande par Retour d'Etat Non Linéaire d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents avec Limitation du Courant par Imposition d'une Trajectoire", 3eme Séminaire National en GénieElectrique, 29-31, Octobre,2001
- [26] R.Marino, S.Peresada and P.Valigi, "Adaptive Input-Output Linearizing Control of Induction Motors", IEEE Transactions on Control, Vol.38, No.4, February 1993.
- [27] A.Chibani, "Commande Non Linéaire et Adaptative de la Machine Asynchrone", Mémoire de Magister, Batna, 2005
- [28] J.J.Slotine, W.Li, "Applied Nonlinear Control", Prentice Hall, 1991
- [29] D.G.Taylor, "Non Linear Control of Electric Machine: an Overview", Springer - Verlag, December 1994.
- [30] Mr Lamine Kisran, «Commande non linéaire de la machine à induction aspect Expérimentale ».Thèse de magistère ; Université de Batna
- [31] N.Golea, "Notes de Cours - Commande non linéaire", Magister, Batna, 2002
- [32] A.Meroufel, B.Belabbes, M.K.Fellah and A.Benaissa, "Commande Linearisante d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents avec Limitation du Courant par Poursuite d'une Trajectoire de Vitesse à Accélération Constante".
- [33] A.Isidori, "Non Linear Control Systems: an Introduction", Ed. Springer - Verlag, 2nd edition, 1989.
- [34] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan, *Linear matrix inequalities in system and control theory*: SIAM, 1994.
- [35] P. Derek and I. Atherton, *Nonlinear Control Engineering*: Van Nostrand Reinhold, 1982.
