

REPUBLICQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département électromécanique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : Electrotechnique

Spécialité : Commande électrique

Par

- **Bellameche Akram**
- **Bendjeddou Mohamed**

Intitulé

Commande par platitude de la MAS

Soutenu le : 25/06/2022

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>M. Sakhara Saadi</i>	<i>MCA</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. Abd elhak Benheniche</i>	<i>MCA</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. Nacib Leila</i>	<i>MCA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. Aissa Oualid</i>	<i>MCA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2021/2022

Dédicace

Je dédie ce modeste travail:

À l'âme de ma très chère mère.

À mon très cher père, qui je ne saurai jamais remercier.

À mes chers frères et sœurs. À mes proches et tous mes amis.

À tous les membres de la famille Bellameche et Bendjeddou

À Tous ceux qui me sont chers.

Remerciements

Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'a fait Dr. Abd elhak benheniche Maître de conférences au département d'Electromécanique de l'université Mohamed El Bachir El Ibrahimi Bordj Bou Arréridj, d'accepter d'être rapporteur de ce mémoire et pour la confiance et le suivi qu'il m'a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.

A cette occasion, je témoigne ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Liste des Figures

(Fig. I.1): stator de la machine asynchrone.....	3
(Fig. I.2): Structure d'un Rotor en cage	5
(Fig. I.3) : Champ crée par trois bobines	6
(Fig. I.4) : Modèle triphasé de la machine asynchrone	7
(Fig. I.5) : Référentiel tournant d'axes (d– q)	10
(Fig. I. 6) : Schéma d'onduleur de tension triphasé alimentant une charge	14
(Fig. I.7) : Signaux d'une phase pour MLI sinus-triangulaire	17
(Fig. II.1) : schéma bloc de la commande $U_{s\alpha}$	26
(Fig. II.2) : schéma bloc de la commande $U_{s\beta}$	26
(Fig. II.3) : schéma bloc de nouvelle commande V_1	27
(Fig. II.4) : schéma bloc de nouvelle commande V_2	27
(Fig. II.5) : Schéma de la commande par linéarisation E/S de MAS	29
(Fig. II.6) : le courant statorique isa	30
(Fig. II.7) : le courant statorique isb	30
(Fig. II.8) : le flux rotorique phra	30
(Fig. II.9) : le courant statorique phrb	30
(Fig. II.10) : La vitesse mécanique	30
(Fig. II.11) : Le couple électromagnétique	30
(Fig. II.12) : La norme du flux	31
(Fig. II.13) : Le couple électromagnétique	31
(Fig. II.14) : La vitesse mécanique	31
(Fig. II.15) : le courant statorique isa	31
(Fig. II.16) : le courant statorique isb	31
(Fig. II.17) : le flux rotorique phra	32
(Fig. II.18) : le flux rotorique phrb	32
(fig.III.1)Planification de trajectoire	36
(fig.III.2) Schéma de principe de stabilisation autour des trajectoires de référence	37
(fig.III.3) : Trajectoires de référence y_{1ref} , \dot{y}_{1ref} , \ddot{y}_{1ref}	40
(fig.III.4) : Trajectoires de référence y_{2ref} , \dot{y}_{2ref} , \ddot{y}_{2ref}	41
(fig.III.5) : le courant statorique isa	41
(fig.III.6) : le courant statorique isb	41
(fig.III.7) : la norme du flux rotorique	41

Liste des figures

(fig.III.8) : le couple électromagnétique	42
(fig.III.9) : la vitesse	42
(fig.III.10) : Trajectoires de référence y_{1ref} , \dot{y}_{1ref} , \ddot{y}_{1ref}	42
(fig.III.11) : Trajectoires de référence y_{2ref} , \dot{y}_{2ref} , \ddot{y}_{2ref}	44
(fig.III.12) : le courant statorique isa	44
(fig.III.13) : le courant statorique isb	44
(fig.III.14) : le flux rotorique	44
(fig.III.15) : la vitesse	45
(fig.III.16) : le couple électromagnétique	45

List des abréviations

Symboles

MAS : Moteur Asynchrone ou Machine Asynchrone

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

C.P.R.N.L.T : Commande Plate à Référence Non Linéaire en Tension

f.m.m : Force magnétomotrice

f.e.m : Force électromotrice

α, β : Composantes α, β (repère diphasé fixe lié au stator)

d, q : Indices pour les composantes de Park directe et en quadrature

$\omega_s, \omega, \omega_r$: Pulsations statorique, rotorique, et de glissement

p : Nombre de paires de pôles

\Re : Ensemble des nombres réels

R_s : résistance d'une phase du stator

R_r : résistance d'une phase du rotor

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator

L_s : inductance propre d'une phase statorique.

L_r : inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : inductance mutuelle entre phases rotoriques

M : l'inductance mutuelle cyclique stator-rotor.

J : moment d'inertie de la partie tournante.

Ω : vitesse mécanique du moteur.

f : coefficient de frottement visqueux

C_e : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant

φ : Flux

$\varphi_{r\beta}$: Flux rotorique suivant l'axe β

$\varphi_{r\alpha}$: Flux rotorique suivant l'axe α

θ_s, θ_r : Angles électriques statorique, rotorique

$i_{a,b,c}$: Courants instantanés des phases de la machine

i_{sd} : Courants statorique suivant l'axe direct

i_{sq} : Courants statorique suivant l'axe en quadrature

I_s : Courants statorique

List des abréviations

I_r : Courants rotorique

$v_{a,b,c}$: Tension instantanées des phases de la machine

v_{sd} : Tension statorique suivant l'axe direct

v_{sq} Tension statorique suivant l'axe en quadrature

$v_{s\alpha}$ Tension statorique suivant l'axe α

$v_{s\beta}$ Tension statorique suivant l'axe β

$[U]$: Vecteur de commande

$[\dot{x}]$: Vecteur d'état

$[A]$: Matrice évaluation d'état du système

$[B]$: Matrice du système de commande

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

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

T_a, T_b, T_c : les interrupteurs du haut

$T'a, T'b, T'c$: les interrupteurs du bas

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : les tensions simples de la machine asynchrone

$u(y)$: Entrée (sortie) du système.

$h(x)$: Fonction analytique de x .

f, g : Champs de vecteurs supposés infiniment différentiables

δ : est le degré relative de $h(x)$.

$(k_{11}, k_{12}), (k_{21}, k_{22})$: Des paramètres de réglage

ξ : Coefficient d'amortissement

S : Operateur de Laplace

σ : Coefficient de dispersion de Blondel

n : Ordre du système

$L_f h$: Operateur de Lie de la fonction h dans la direction de f

e : Erreur d'estimation d'état

Résumé

On sait que la machine asynchrone a été préférée par les constructeurs depuis son invention, en raison de sa simplicité de conception, de sa grande fiabilité, de son coût relativement faible et de sa faible maintenance, mais elle est physiquement complexe. Parmi les principales variables de son modèle dynamique, il y a une difficulté au niveau du contrôle. La première partie de cette recherche porte sur l'étude des systèmes de contrôle non linéaires afin d'atteindre une performance dynamique plus élevée en utilisant la technique d'entrée-sortie linéaire afin d'améliorer le suivi de trajectoire et d'assurer la stabilité et la résistance dans différents contextes et de réduire les perturbations, notamment en éliminant la non-linéarité dans la machine et en résolvant le problème de couplage entre le débit et la vitesse de rotation.

Enfin, nous présentons une application de la technique de contrôle platitude. Cette approche assure l'organisation et la traçabilité du chemin de référence afin d'atteindre une performance dynamique supérieure et de valider les méthodes proposées. Des simulations virtuelles ont été mises en œuvre dans l'espace matlab simulink.

Mots clés : moteur asynchrone. Linéarisation entrée-sortie. Platitude

ملخص

من المعروف ان الآلة الغير متزامنة المفضلة من قبل الشركات المصنعة منذ اختراعها و ذلك بسبب بساطتها في التصميم و موثوقيتها العالية وتكلفتها المنخفضة نسبيا , وقلة صيانتها و لكنها معقدة فيزيائيا و هذا التعقيد مرتبط بالتفاعلات الكهرومغناطيسية بين الجزء الثابت و المتحرك , و بسبب اللاخطية و الاقتران الموجود بين المتغيرات الرئيسية لنموذجه الديناميكي توجد صعوبة على مستوى التحكم. الجزء الاول من هذا البحث يعالج دراسة انظمة التحكم اللاخطية و ذلك للتوصل إلى أداء ديناميكي أعلى باستعمال تقنية خطية المداخل – المخارج بهدف تحسين تتبع المسار وضمان الاستقرار والقوة في اختلاف الاعدادات وتقليل الاضطرابات , ومنه القضاء على اللاخطية في الآلة وحل مشكلة الاقتران بين التدفق وسرعة الدوران.

و في الاخير نعرض تطبيقا لتقنية التحكم عن طريق التسطیح. هذا النهج يضمن تنظيم و تتبع المسار المرجعي و ذلك للتوصل إلى أداء ديناميكي أعلى وللتحقق من صحة الاساليب المقترحة قد تم تنفيذ عمليات المحاكاة الافتراضية في فضاء matlab simulink
الكلمات المفتاحية: محرك لاتزامني . خطية المداخل-المخارج. التسطیح

Summary

It is known that the asynchronous machine has been preferred by manufacturers since its invention, due to its simplicity of design, its high reliability, its relatively low cost and its low maintenance, but it is physically complex. Among the main variables of his dynamic model, there is a difficulty at the level of control. The first part of this research focuses on the study of nonlinear control systems to achieve higher dynamic performance using the linear input-output technique to improve trajectory following and ensure stability. and resistance in different contexts and to reduce disturbances, in particular by eliminating non-linearity in the machine and by solving the problem of coupling between flow and rotational speed.

Finally, we present an application of the flatness control technique. This approach ensures the organization and traceability of the reference path in order to achieve superior dynamic performance and to validate the proposed methods. Virtual simulations have been implemented in the matlab simulink space.

Keywords: asynchronous motor. Input-output linearization. Flatness

Sommaire

Introduction Générale	1
Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone	
I.1 Introduction	3
I.2. Organisation de la machine	3
I.2.1. stator	3
I.2.2. rotor.....	4
I.2.2.1. rotor bobiné.....	4
I.2.2.2. Rotor à cage.....	4
I.2.2.3. Rotor à double cage.....	5
I.2.2.4. Rotor à encoches profondes	5
I.3. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone	5
I.4. Principe de fonctionnement	6
I.5. Hypothèses Simplificatrice	6
I.6. Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	7
I.6.1 équations électriques	7
I.6.2 équations magnétiques	8
I.6.3 équation mécanique	9
I.7. Transformation Triphasé-Biphasé	10
I.7.1. Transformation de Concordia	10
I.7.2. Transformation de Park	10
I.8. Choix du référentiel (Repère)	11
I.8.1 Repère liée au stator	11
I.8.2 Repère lié au rotor	11
I.8.3 Repère lié au champ tournant	11
I.9. Modélisation dans l'espace d'état	12
I.10. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé	13
I.10.1. Hypothèses simplificatrices	14
I.10.2. Commande par MLI sinus-triangle	16
I.11. conclusion	17
Chapitre II : commande par linéarisation entrée-sortie sur la machine asynchrone	
II.1. Introduction.....	18
II.2. Principe de la linéarisation entrée – sortie	18
II.3. Systèmes mono-entrée mono-sortie (SISO)	19

Sommaire

II.3.1. Degré relatif	19
II.3.2. Dérivé de lie.....	19
II.3.3. Crochet de lie	19
II.3.4. Difféomorphisme.....	20
II.4. Systèmes multi-entrées multi-sortie(MIMO).....	21
II.5. Application de la commande E/S sur la MAS	23
II.5.1. Choix de sortie.....	24
II.5.2. Linéarisation entrée-sortie.....	24
II.5.3. Changement des variables	25
II.5.4. Loi de commande non linéaire.....	25
II.5.5. Commande par imposition des pôles	28
II.5.6. Calcul des régulateurs de la commande stabilisante.....	29
II.6. Simulation de la commande par linéarisation E/S de MAS.....	31
II.6.1. Interprétation des graphes	33
II.7 Conclusion.....	34

Chapitre III : la commande par platitude de la Machine Asynchrone

III.1 Introduction	35
III.2. Définition de la platitude d'un système non linéaire	35
III.3. Planification de trajectoire pour les systèmes plats	37
III.4. Synthèse de loi de commande pour les systèmes plats	38
III.4.1. Méthodologie de synthèse	38
III.4.2. Stratégie de stabilisation autour des trajectoires de références	38
III.5. Application de la platitude pour la commande de la machine asynchrone	39
III.5.1. Résultats de simulation	41
III.5.2. Interprétation des résultats de simulation	45
III.6. Conclusion	45
Conclusion générale	46
Bibliographie	47

Introduction générale

Le moteur à courant continu fut le premier moteur électrique créé, il présente des caractéristiques souvent considérées comme parfaites pour la commande de vitesse (excitation séparée) et le couple de démarrage (excitation série). A cause de sa complexité de fabrication et de sa nécessité de plus d'entretien et donc son prix élevé par rapport aux moteurs à courant alternatif, l'application des gros moteurs à courant continu dans l'industrie tend à disparaître, sauf pour le domaine ferroviaire et du véhicule électrique.

La machine asynchrone a la préférence des constructeurs depuis son invention par Nikola Tesla, du fait de sa simplicité de conception et de maintenance, mais elle est physiquement complexe (son modèle mathématique) et cette complexité est liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, et du fait de la non linéarité et le couplage qui existe entre les principales variables de son modèle dynamique il y a une difficulté dans le niveau de contrôle.

Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et l'électronique numérique (microcalculateurs) permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des lois de commande de plus en plus complexes à moindres coûts. Grâce à ces avancées technologiques la machine asynchrone est aujourd'hui, de plus en plus présente dans les applications industrielles ou la haute précision de régulation et hautes performances, en couple sont requises.

La commande par linéarisation entrée sortie est une approche de linéarisation par retour d'état qui fait face à ces limitations. Elle transforme le modèle non linéaire en un modèle équivalent linéaire, sur toute la plage de fonctionnement. Cette linéarisation est très récente pour la commande des systèmes non linéaires surtout dans la commande des moteurs électriques et cette linéarisation se fait en deux étapes ; une transformation de coordonnées et un retour d'état non linéaire. Suivant le choix des sorties du système, la linéarisation est soit exacte soit partielle. Pour la linéarisation partielle, une partie du système est rendue inobservable. La stabilité de cette partie non observable doit être mise en compte.

Introduction générale

La théorie de platitude différentielle des systèmes non linéaires est un concept relativement nouveau, il a été introduit par [Fliess] en 1992. Cette notion peut fournir des solutions efficaces au problème de contrôle des systèmes non linéaires.

L'objectif du présent travail est de traiter un sujet d'automatique 'commande basée sur la théorie de platitude différentielle des systèmes non linéaires' dans un contexte électrotechnique lié à la commande d'une machine asynchrone.

Les différentes parties concernant le présent mémoire font l'objet de trois chapitres structurés Comme suit :

Premier chapitre est consacré à la présentation et modélisation du moteur asynchrone, Les différents modèles d'état non linéaires de cette machine, dans le repère fixe ($\alpha - \beta$) et dans le repère tournant de Park ($d - q$).

Deuxième chapitre est consacré à l'étude de la commande linéarisante entrée sortie et à son application sur le moteur asynchrone.

Le troisième chapitre s'intéressera à présenter le principe du concept de platitude Différentielle ainsi que la méthodologie de synthèse de loi de commande pour les systèmes Non linéaires. Et à son application sur le moteur asynchrone.

Enfin, nous clôturons ce travail par une conclusion générale pour résumer les principaux résultats auxquels nous avons aboutit, et des perspectives qui nous apparaissent importantes pour la continuité de ce travail.

I.1. Introduction :

La modélisation est la description mathématique du processus technique d'un système. C'est une étape très importante dans l'étude préliminaire. Les phénomènes électromagnétiques mis en cause dans la machine asynchrone sont généralement très complexes et leurs formulations mathématiques sont difficiles. La mise en équation de la machine asynchrone est basée sur des outils mathématiques simplificateurs représentés par les transformations de Park, de Clark et de Concordia.

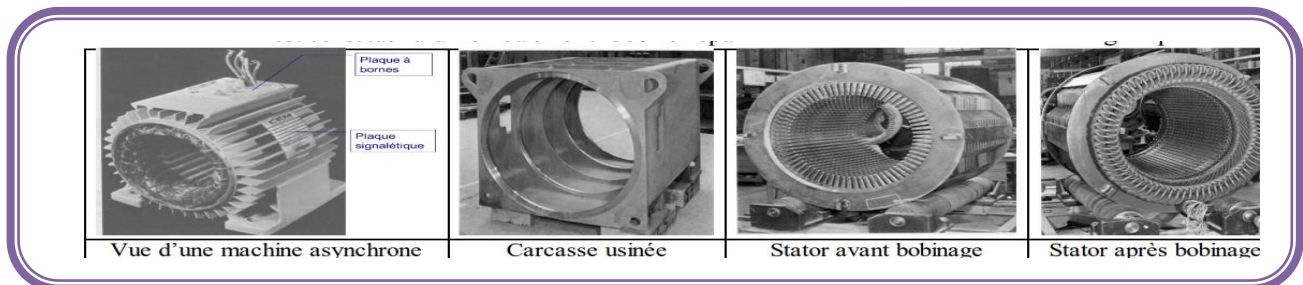
Dans notre étude, nous utiliserons la transformation de Concordia pour la facilité et la souplesse de son modèle. En effet, ce modèle éliminera l'effet de la dépendance des paramètres magnétiques de l'angle rotorique.

Dans ce chapitre, nous modélisons la machine asynchrone à cage d'écureuil, de conception simple, robuste, peu coûteuse à l'achat et n'exige pas un entretien fréquent. De plus, elle supporte des surcharges pouvant aller jusqu'à 5 fois plus son couple nominal. On présente son modèle dynamique avec certaines hypothèses simplificatrices. Pour cela, on doit établir les équations générales de la machine asynchrone. [1]

I.2. Organisation de la machine :

I.2.1. stator :

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor ; dans tous les cas le stator reste le même. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. Ce stator, alimenté par des courants triphasés, produit un champ magnétique tournant.



(Fig. I.1) : stator de la Machine Asynchrone

I.2.2. Rotor :

Dans la réalité le rotor est constitué de tôles empilées de façon à former un cylindre comportant des encoches où sont logés des conducteurs en aluminium coulé ou en Cuivre dont les extrémités sont court-circuitées par des couronnes de même nature formant ainsi une "cage d'écureuil" comme le montre dans Fig.(I.2). Le rotor peut recevoir également trois enroulements identiques constitués de conducteurs en Cuivre reliés à des bagues servant à les court-circuiter. On a fait dans ce cas à un "Rotor bobiné" [2]

I.2.2.1. Rotor bobiné :

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôle empilés sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé, même si le moteur est monophasé, et, en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile. Les encoches, découpées dans les tôles sont légèrement inclinées par rapport à l'axe de la machine de façon à réduire les variations de réluctance liées à la position angulaire rotor/stator et certaines pertes dues aux harmoniques. Les extrémités des enroulements rotoriques sont reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique (résistances, électronique de puissance...) qui permettent des réglages de la caractéristique couple/vitesse. Ce type de moteur est utilisé essentiellement dans des applications où les démarrages sont difficiles et/ou nombreux ; en effet les pertes rotor pendant la phase de démarrage valant approximativement $\frac{1}{2} J\omega^2$ ne sont pas toujours supportées par les cages.

I.2.2.2. Rotor à cage :

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques (anneaux de court-circuit), le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur.



(Fig. 1.2): Structure d'un Rotor en cage

I.2.2.3. Rotor à double cage :

Le rotor comporte deux cages coaxiales. L'une (fréquemment réalisée en laiton ou en bronze), externe, à résistance relativement élevée, est placée près de l'entrefer, L'autre (en cuivre), interne, de plus faible résistance, est noyée dans le fer.

I.2.2.4. Rotor à encoches profondes :

Le rotor à double cage est beaucoup plus difficile à construire que le rotor à simple cage et est donc d'un coût plus élevé. On peut pallier cet inconvénient, tout en gardant une partie de ses avantages, en construisant une cage rotorique simple avec des barres très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique.

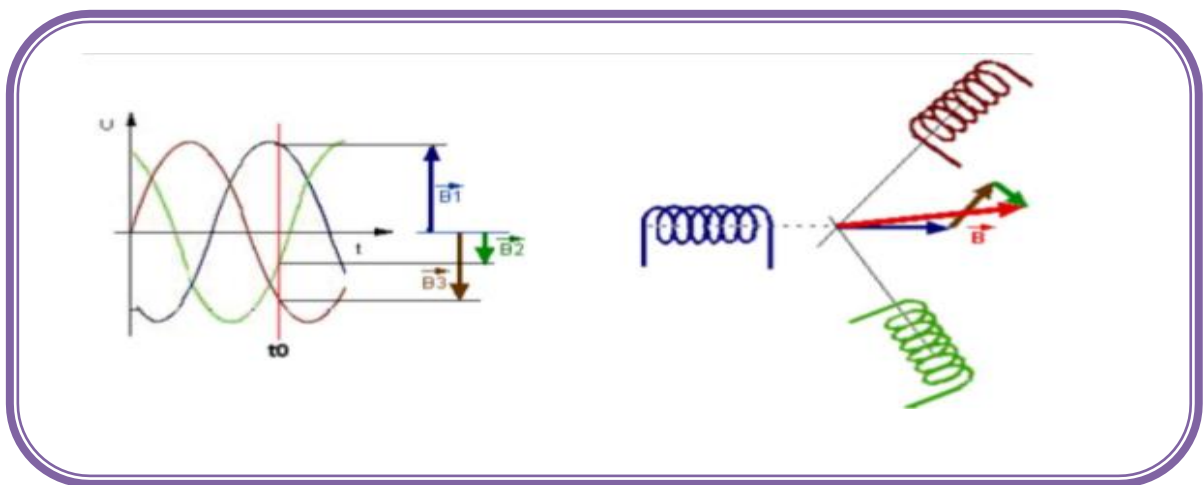
I.3. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - Structure simple. - Robuste et facile à construire. - Coût réduit. - Absence d'un système bagues balais. 	<ul style="list-style-type: none"> - Non découplage naturel. - Non linéarités.

I.4. Principe de fonctionnement :

Quel que soit le moteur utilisé, la création d'un champ tournant au stator engendre des courants induits dans le rotor à la pulsation ω_s . Ces courants tendent à s'opposer à la variation de flux dans les spires du rotor. Il en résulte un couple mécanique sur ce dernier.

Le rotor tournant à la vitesse Ω . Les courants rotoriques ont pour pulsation $\omega_r = \omega_s - p\Omega$. Le fonctionnement normal de la machine asynchrone qui suppose la génération de couple est obligatoirement accompagné d'une différence ω_r . Appelée pulsation de glissement, entre la pulsation statorique ω_s et la pulsation mécanique $p\Omega$. [3]



(Fig. I.3) : Champ créé par trois bobines

I.5. Hypothèses Simplificatrice :

Afin de faciliter l'étude de la machine asynchrone et sa mise en équation, les hypothèses généralement admises sont [4]:

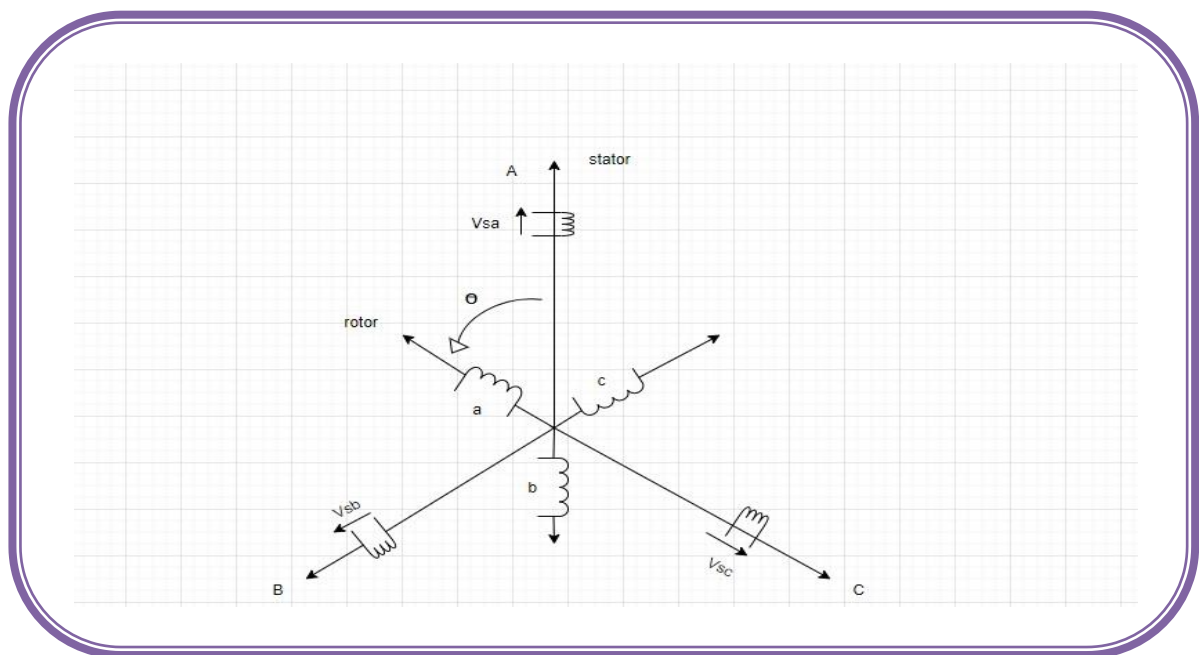
- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. (force magnétomotrice) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Régime non saturé, le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault en plus l'effet de peau sont négligés.
- Le régime homopolaire est nul.

I.6. Modèle dynamique de la machine asynchrone :

Le modèle dynamique de la machine asynchrone doit représenter toutes les dynamiques rencontrées durant les régimes permanent et transitoire. Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes. Pour ce faire, il est indispensable d'admettre certaines hypothèses qui sont déjà cités ci-dessus.

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor figure (I.4). Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- L'équation mécanique.



(Fig. I.4) : Modèle triphasé de la machine asynchrone

I.6.1. Equations électriques:

Les enroulements des trois phases statoriques et également rotoriques sont décalés dans l'espace d'un angle de $(2\pi/3)$ pouvant être représentés comme indiquée sur la figure (I.4). Les phases rotoriques sont court circuitées sur elle mêmes. Est l'angle électrique entre l'axe

de la phase (A) statorique et la phase (a) rotorique. En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase du stator (respectivement rotor), on aura les équations de tension suivantes [1]

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

$[X_{s,r}] = [X_a X_b X_c]^T$: Vecteur des tensions, courants ou flux statorique (respectivement rotorique).

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

$[R_s]$: Matrice des résistances statorique. R_s : Résistance d'une phase du stator.

$[R_r]$: Matrice des résistances rotorique. R_r : Résistance d'une phase du rotor.

I.6.2. Equation magnétique:

Les hypothèses, présentées précédemment, conduisent à une matrice des inductances qui établit les relations linéaires entre les flux totalisés et les courants :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Tel que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Avec :

$[M_0]$: Représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductances statorique.

$[L_{rr}]$: Matrice d'inductances rotorique.

$[M_{sr}]$, $[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles (stator-rotor).

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

I.6.3. Equation mécanique

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation du mouvement suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = c_e - c_r - f\Omega \quad (\text{I.6})$$

Avec :

J : Moment d'inertie de la partie tournante.

Ω : Vitesse mécanique du moteur.

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple de charge

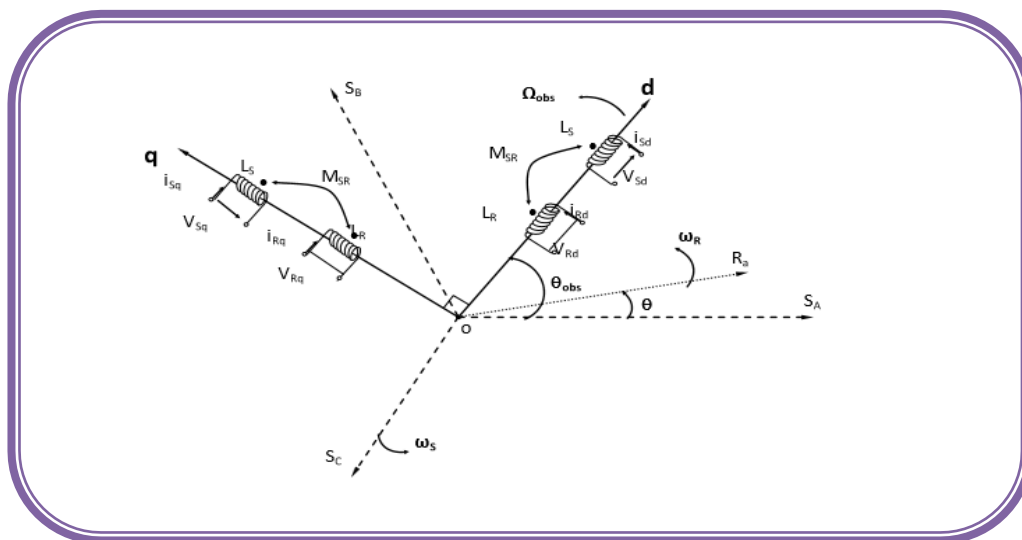
I.7. Transformation Triphasé-Biphasé:

I.7.1. Transformation de Concordia:

Cette transformation permet de reproduire l'état magnétique créé par le système triphasé au moyen d'un système biphasé équivalent. En effet, les grandeurs statoriques triphasées liées au repère (a_s, b_s, c_s) , décalées de 120° , sont amenées vers les grandeurs biphasées équivalentes (α_s, β_s) en quadrature de phase. De même, les grandeurs rotorique triphasées liées à (a_r, b_r, c_r) décalées de 120° sont ramenées vers les grandeurs biphasées équivalentes (α_r, β_r) en quadrature de phase. Le système (α_s, β_s) est décalé d'un angle θ par rapport à (α_r, β_r) .

I.7.2. Transformation de Park:

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation, par le passage directe d'un système triphasé au système biphasé équivalent $((a, b, c) \rightarrow (d, q))$ à travers la matrice de passage de Park (θ) .



(Fig. I.5) : Référentiel tournant d'axes (d– q).

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

La transformation inverse est donnée par:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Pour simplifier le modèle de la machine asynchrone, plusieurs choix pour le positionnement du repère de Park existent, parmi lesquels nous pouvons citer :

I.8. Choix du référentiel (Repère):

I.8.1. Repère liée au stator:

La position des axes d et q du repère de Park par rapport aux axes Statoriques assure que les relations suivantes soient vérifiées : $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$, $\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$

Ce repère est choisi dans le cas des applications nécessitant des variations importantes de la vitesse de rotation associées ou non à des variations de la fréquence d'alimentation

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} - \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

I.8.2. Repère lié au rotor:

La position des axes d, q du repère de Park par rapport aux axes Rotoriques assure que les relations suivantes soient vérifiées : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$, $\frac{d\theta_r}{dt} = 0$

Ce choix est nécessaire dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est constante.

Donc les équations s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s \cdot I_{sx} + \frac{d}{dt} \varphi_{sx} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sy} = R_s \cdot I_{sy} + \frac{d}{dt} \varphi_{sy} + \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{rx} = R_r \cdot I_{rx} + \frac{d}{dt} \varphi_{rx} \\ V_{ry} = R_r \cdot I_{ry} + \frac{d}{dt} \varphi_{ry} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

I.8.3. Repère lié au champs tournant:

Ce type de référentiel est caractérisé par les relations suivantes : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$, $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r$

Donc les équations s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sy} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rx} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{ry} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

I.9. Modélisation dans l'espace d'état:

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

$$\dot{x} = [A][x] + [B][U] \quad (\text{I.12})$$

$[\dot{x}] = [i_{s\alpha} i_{s\beta} \varphi_{s\alpha} \varphi_{s\beta}]^T$: Vecteur d'état

$[U] = [V_{s\alpha} V_{s\beta}]$: Vecteur de commande

$[A]$: Matrice évaluation d'état du système

$[B]$: Matrice du système de commande

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \varphi_{r\alpha} + k\omega \varphi_{r\beta} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{s\alpha}$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\gamma i_{s\beta} - k\omega \varphi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \varphi_{r\beta} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{s\beta}$$

$$\frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \quad (\text{I.13})$$

$$\frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{Jl_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{C_{em}}{J} - \frac{f\Omega}{J}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique}$$

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

$$K = \frac{M}{\sigma L_s L_r} , \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r}$$

$$A = \begin{bmatrix} \gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & k\omega \\ 0 & -\gamma & -k\omega & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [X] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

$$A = A_1 + \omega A_2 + R_r A_3$$

Avec :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma T_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1-\sigma}{M\sigma} \\ 0 & 0 & -\frac{1-\sigma}{M\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad A_3 = \begin{bmatrix} -\frac{1-\sigma}{L_r\sigma} & 0 & \frac{1-\sigma}{ML_r\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1-\sigma}{L_r\sigma} & 0 & \frac{1-\sigma}{ML_r\sigma} \\ \frac{M}{L_r} & 0 & -\frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{L_r} & 0 & -\frac{1}{L_r} \end{bmatrix}$$

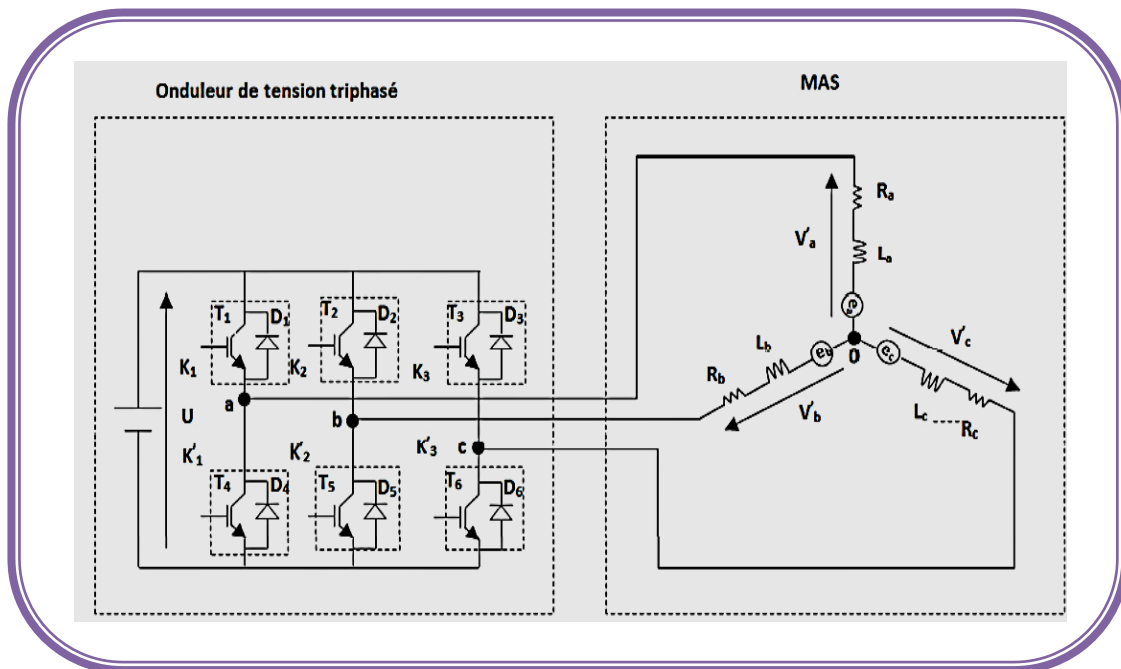
II.10. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé :

L'onduleur triphasé est constitué de trois demi ponts monophasés, les interrupteurs (K1etK1'), (K2et K2'), (K3et K3') doivent être complémentaires deux à deux, il y a donc deux états indépendantes. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne. Et pour que les tensions de sortie soient identiques à un tiers de période T de leurs fondamentaux près, il faut commander chaque demi-point avec un retard de T/3 sur le précédent.

On peut réaliser un onduleur de tension triphasé en groupant trois demi ponts monophasés et en utilisant un diviseur capacitif commun .Si les courants triphasés sont sinusoïdaux et forment un système équilibré, leur somme instantanée est nulle.

Aucun courant ne passe dans la connexion entre le point neutre N de la charge et le point milieu du diviseur capacitif 0 : cette connexion peut supprimer.

Notre système d'étude comporte la machine asynchrone alimentée par l'onduleur de tension, (Fig. I.15) : donne son le schéma de principe.



(Fig. I. 6) : Schéma d'onduleur de tension triphasé alimentant une charge

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

II.10.1 Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de l'onduleur de tension, les hypothèses suivantes pris en compte :

- La commutation des interrupteurs est instantanée (composants parfaits)
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable
- La charge triphasée est équilibrée.

On note T_a, T_b, T_c les interrupteurs du haut, et $T'a, T'b, T'c$ les interrupteurs du bas. Les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires est effectuée à partir de grandeurs logiques $C_i ; \{i = a, b, c\}$, tel que :

- Si $C_i = 1$, alors T_i est fermé et $T'i$ est ouvert.

- Si $C_i = 0$, alors T_i est ouvert et $T'i$ est fermé.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases}$$

(I.15)

Avec :

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : Les tensions simples de la machine asynchrone.

Comme les tensions simples des phases de la machine ont une somme nulle, on peut obtenir les

Relations savants :

$$\begin{cases} V_{an} = 1/3[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = 1/3[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = 1/3[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (I.16)$$

En introduisant la tension du neutre de la machine par rapport au point de référence 0, on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} + V_{n0} = V_{a0} \\ V_{bn} + V_{n0} = V_{b0} \\ V_{cn} + V_{n0} = V_{c0} \end{cases} \quad (I.17)$$

On en déduit donc :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (I.18)$$

Pour une commutation idéale, on obtient :

$$V_{i0} = c_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (I.19)$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{a0} = (c_a - \frac{1}{2}) U_0 \\ V_{b0} = (c_b - \frac{1}{2}) U_0 \\ V_{c0} = (c_c - \frac{1}{2}) U_0 \end{cases} \quad (I.20)$$

En remplaçant (I.18) dans (I.17), on obtient:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} V_{a0} - \frac{1}{3} V_{b0} - \frac{1}{3} V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} V_{a0} + \frac{1}{3} V_{b0} - \frac{1}{3} V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} V_{a0} - \frac{1}{3} V_{b0} + \frac{1}{3} V_{c0} \end{cases} \quad (I.21)$$

En remplaçant (I.20) dans (I.21), on déduit:

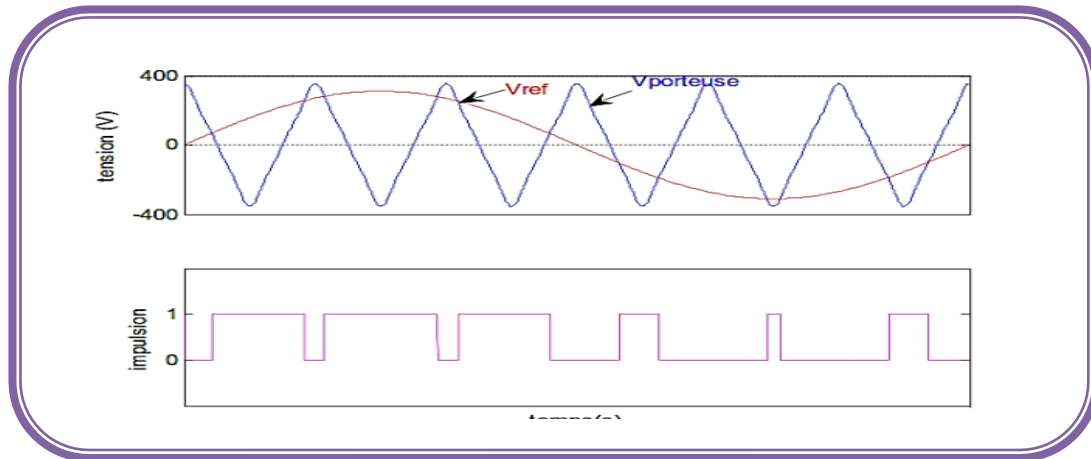
$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

La technique de commande en tension MLI (sinus-triangle) permettant de définir les instants de Commande des interrupteurs sera présentée dans le cadre de ce travail.

II.10.2. Commande par MLI sinus-triangle :

Elle est effectuée par la comparaison entre une onde de modulation, de forme sinusoïdale à faible fréquence, et une autre onde porteuse de forme triangulaire à fréquence élevée. Les points d'intersection entre la porteuse et la modulante déterminent les instants des commutations. Ce genre de MLI est très utilisé en électronique analogique. [5]

Une onde modulatrice U_m (référence), de fréquence f_m est comparée à une onde triangulaire (Porteuse) U_p de fréquence f_b très élevée. La sortie du comparateur permet, par l'intermédiaire de Transistors de puissance, le pilotage d'une phase de la machine. Les autres phases sont pilotées par Des ensembles identiques, déphasés de 120° . Le principe de cette commande est illustré sur la (Fig. I.7).



(Fig. I.7) : Signaux d'une phase pour MLI sinus-triangulaire

Cette stratégie de commande est caractérisée en général par deux paramètres :

- Le coefficient de modulation m (rapport entre la fréquence de porteuse f_p et celle du Signal de référence).
- Le coefficient de réglage de tension r ; égale au rapport du signal de référence à la valeur

Crête ($U_{dc}/2$) de la porteuse.

Dans cette technique la fréquence de commutation est fixe, le réglage s'effectue par variation du rapport cyclique des signaux de commande.

$$r = \frac{A_m}{A_p} \quad \text{Et} \quad m = \frac{f_p}{f_m}$$

I.11. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présenté une modélisation d'un moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension triphasée équilibrée à fréquence constante basée sur des hypothèses simplificatrices. Ensuite, nous avons utilisé la transformation de Concordia pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet de passer d'un système triphasé à un système biphasé, ce qui signifie la facilité de décision et de contrôle. Puis nous sommes passés à la deuxième partie, qui consiste à associer la machine à un onduleur de tension.

Dans le prochain chapitre nous élaborons une commande pour découpler et linéariser les caractéristiques de la machine asynchrone.

II.1. Introduction :

Dans les dernières décennies l'utilisation des commandes robustes a connue des développements significatifs dans le domaine industriel. Parmi les techniques de commande à grande performance qui assure un découplage global entre la sortie à commander quel que soit les profils de trajectoire imposé à la machine, on trouve la commande par linéarisation entrée sortie. [6]

Ce chapitre est organisé de la manière suivant : après avoir décrit le model non linéaire, avec quelque caractéristique de système, nous présentons quelque notions mathématiques qui seront utiles pour la linéarisation. Puis nous décrivons en détaille les étapes principale pour la conception de la commande par linéarisation au sens entrée-sortie des systèmes non linéaires.

La linéarisation entrée-sortie permet par un changement de coordonnées de transformer l'état du système non linéaires, et aussi de la stabilité. Cette technique a l'avantage d'éliminé les difficultés au niveaux des dynamique interne. 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.

En fin, nous appliquons ces techniques à la commande de la machine asynchrones, et termine notre chapitre par des simulations qui illustrent le comportement de la commande non linéaire. [7]

II.2. 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 linéarisante avec découplage entrée-sortie. De là, on pourra appliquer la théorie des systèmes linéaires. [8]

II.3. Systèmes mono-entrée mono-sortie (SISO) :

On considère le système mono-entrée mono-sortie suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II .1})$$

$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \dots x_n]^T$: Vecteur d'état.

$u(y)$: Entrée (sortie) du système.

$h(x)$: Fonction analytique de x .

f, g : Champs de vecteurs supposés infiniment différentiables.

II.3.1. Degré relatif

Le système est dit de degré relatif r si :

$$L_g L_f^i h(x) = 0 \quad \text{si} \quad 0 \leq i < r-1 \quad (\text{II .2})$$

$$L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0$$

II.3.2. Dérivé de lie :

Définition : Soit h une fonction de classe C^1 de \mathfrak{R}^n dans \mathfrak{R} . On appelle dérivée de Lie de h dans la direction f , notée $L_f h$, la dérivée de h le long de la courbe intégrale de f en $x = 0$, donc on note :[9]

$$f(x) = [f_1(x) f_2(x) f_3(x) \dots \dots f_n(x)]^T$$

$$\text{est donnée par :} \quad L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i \quad (\text{II .3})$$

II.3.3. Crochet de lie :

Le crochet de Lie de f et g est un troisième champ de vecteur défini par :

$$[f \cdot g] = \sum_{i=1}^n \frac{\partial g(x)}{\partial x_i} f_i(x) - \sum_{i=1}^n \frac{\partial f(x)}{\partial x_i} g_i = L_f g(x) - L_g f(x) \quad (\text{II .4})$$

II.3.4. Difféomorphisme:

Le Difféomorphisme est utilisé pour transformer un système non linéaire en un autre système linéaire en effectuant un changement de variables de la forme:

$$z = \varphi(x) \quad \text{Ou} \quad \varphi(x) \text{ représente } n \text{ variables}$$

Afin de définir la loi de la commande non linéaire nous calculons le degré relatif de la sortie

$$\dot{y} = \frac{\partial y}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt} = \frac{\partial h}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial h}{\partial x} [f(x) + g(x).u] \quad (\text{II} .5)$$

$$\dot{y} = -L_f h(x) + L_g h(x).u \quad (\text{II} .6)$$

Si $L_g h(x) \neq 0 \forall x \in \mathbb{R}^n$, on montre aisément que la commande :

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

Conduit au système linéaire représentant un simple intégrateur :

$$\dot{y} = v \quad (\text{II} .8)$$

Si $L_g h(x) = 0$, on continue la dérivation pour obtenir

$$y^\delta = L_f^\delta h(x) + L_g L_f^{\delta-1} h(x).u \quad \delta = 1, 2, 3 \quad (\text{II} .9)$$

$$\text{Avec : } L_g L_f^{\delta-1} h(x) \neq 0$$

δ : est le degré relative de $h(x)$.

On montre que pour

$$y^\delta = L_f^\delta h(x) + L_g L_f^{\delta-1} h(x).u \quad (\text{II} .10)$$

La commande :

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{\delta-1} h(x).u} L_f^\delta h(x) \quad (\text{II} .11)$$

Conduit au système linéaire équivalant à une chaîne de δ intégrateurs :

$$y^\delta = v \quad (\text{II} .12)$$

II.4. Système multi-entrées multi-sortie (MIMO) :

On considère maintenant un système avec p entrée et p sorties

$$\dot{x} = f(x) + \sum_1^p g_i(x) \cdot u_i \quad (\text{II .13})$$

$$y_1 = h_1(x) , \dots , y_p = h_p(x) \quad (\text{II .14})$$

$$x \in \mathbb{R}^n ; u_i , y_i \in \mathbb{R}$$

En appliquant les mêmes étapes que pour les systèmes mono-entrée mono-sortie pour chaque sortie y_j et dérivée r_i fois jusqu'à ce qu'au moins une dérivée $L_j L_f^{\delta_j} h_j \neq 0 \forall x \in \mathbb{R}^n$

$$y_j^{\delta_j} = L_f^{\delta_j} h_j + \sum_i^p (L_g L_f^{\delta_j-1} h_j) u_i \quad (\text{II .15})$$

On obtient une matrice D(x) dit le découplage :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} L_f^{\delta_1-1} h_1 & \dots & L_{gp} L_f^{\delta_1-1} h_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g1} L_f^{\delta_p-1} h_p & \dots & L_{gp} L_f^{\delta_p-1} h_p \end{bmatrix} \quad (\text{II .16})$$

Le système devient ensuite :

$$\begin{bmatrix} y_1^{\delta_1} \\ \vdots \\ y_p^{\delta_p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{\delta_1} h_1 \\ \vdots \\ L_f^{\delta_p} h_p \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix} \quad (\text{II .17})$$

Si D(x) est non singulière, le retour d'état statique qui linéarise le système est donné par :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \begin{bmatrix} y_1^{\delta_1} \\ \vdots \\ y_p^{\delta_p} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_f^{\delta_1} h_1 \\ \vdots \\ L_f^{\delta_p} h_p \end{bmatrix} \quad (\text{II .18})$$

Le système en boucle fermée est équivalent à p chaînes de r_j intégrateur en parallèle :

$$\begin{bmatrix} y_1^{\delta_1} \\ \vdots \\ y_p^{\delta_p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_p \end{bmatrix} \quad (\text{II .19})$$

II.5. Application de la commande E/S sur la MAS :

Le modèle de la machine asynchrone exprimé dans le référentiel lié au stator sous la forme d'état s'écrit :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{II .20})$$

Dans la commande par linéarisation entrée sortie on utilise le système d'équation d'état non linéaire dans le repère (α, β) , qui est donné par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II .21})$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \varphi_{r\alpha} + k\omega \varphi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} - k\omega \varphi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{PM}{Jl_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{c_{em}}{J} - \frac{f\Omega}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II .20})$$

Le choix des variables d'état des courants statorique $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ se justifie par le fait qu'ils sont mesurables, tandis que celui du flux rotorique $\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}$ se justifie par le fait que l'on veut contrôler la norme du flux rotorique.

$$\text{Avec : } \begin{cases} X = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)^T = (I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}, \Omega)^T \\ f(x) = (f_1(x), f_2(x), f_3(x), f_4(x), f_5(x))^T \\ V = (V_{\alpha s}, V_{\beta s})^T \end{cases}$$

$$\begin{cases} f_1(x) = -\gamma x_1 + \frac{k}{T_r} x_3 + kP x_4 \cdot x_5 \\ f_2(x) = -\gamma x_2 - kP x_3 x_5 + \frac{k}{T_r} x_4 \\ f_3(x) = \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - P x_4 x_5 \\ f_4(x) = \frac{M}{T_r} x_2 + P x_3 x_5 - \frac{1}{T_r} x_4 \\ f_5(x) = \frac{PM}{Jl_r} (x_3 x_2 - x_4 x_1) - \frac{c_{em}}{J} - \frac{f x_5}{J} \end{cases} \quad (\text{II .21})$$

II.5.1. Choix de sortie :

Le choix des sorties est fonction des objectifs de contrôle. La vitesse du rotor est choisie comme première sortie, tandis que la deuxième sortie sélectionnée est le carré du flux du rotor [10]. L'Equation de sortie est donc :

$$y = h(x) = [h_1 \ h_2]^T = \begin{bmatrix} x_5 \\ x_3^2 + x_4^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II .22})$$

II.5.2 linéarisation entrée-sortie :

Nous avons appliqué la commande par linéarisation entrée-sortie ou nous choisissons deux sortie sont la vitesse Ω et le flux φ_r^2

Premier sortie $y_1(x)$:

$$y_1 = L'_g h_1(x) = h_1(x) = \Omega \quad (\text{II .23})$$

$$\begin{cases} \dot{y} = L_f h_1(x) = \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} f(x) = \frac{PM}{JL_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) = \dot{\Omega} \\ \ddot{y}_1 = \ddot{h}_1(x) = L_f^2 h_1(x) + L_{g1} L_f h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_1(x) u_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II .24})$$

$$L_f^2 h_1(x) = -\frac{PM}{JL_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) + p\Omega k (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) + p\Omega (\varphi_{r\alpha} I_{s\alpha} - \varphi_{r\beta} I_{s\beta}) \right] \quad (\text{II .25})$$

$$L_{g1} h_1(x) = \frac{1}{J} PK[-\varphi_{r\beta} \quad \varphi_{r\alpha}] \quad (\text{II .26})$$

Deuxième sortie $y_2(x)$:

$$\begin{cases} \dot{y}_2 = \dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) + L_{g1} h_2(x) u_{s\alpha} + L_{g2} h_2(x) u_{s\beta} \\ \ddot{y}_2 = \ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x) u_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_2(x) u_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II .27})$$

$$y_2 = h_2(x) = \varphi_r^2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \quad (\text{II .28})$$

$$\dot{y}_2 = \dot{\varphi}_{r\alpha}^2 + \dot{\varphi}_{r\beta}^2 \quad (\text{II .29})$$

$$L_f h_2(x) = \frac{2}{T_r} [M (\varphi_{r\alpha} I_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} I_{s\beta}) - (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)] \quad (\text{II .30})$$

$$L_f^2 h_2(x) = \frac{2}{T_r} MP\Omega (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} + \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) - M \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\varphi_{r\alpha} I_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} I_{s\beta}) + \frac{1}{T_r} (MK + 2)(\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) + \frac{M^2}{T_r} (I_{s\alpha} + I_{s\beta}) \quad (\text{II .31})$$

$$L_{g2} L_f h_2(x) = [2R_r k \varphi_{r\alpha} , 2R_r k \varphi_{r\beta}] \quad (\text{II .32})$$

Le choix de ces sortie aboutit à une linéarisation partielle d'ordre 4 ($r_1+r_2=5$) et une dynamique interne d'ordre 2 (n : ordre du système). Avec :

$$\begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} = \varepsilon(x)$$

II.5.3. Changement des variables :

Pour transformer un système non linéaire en un autre système linéaire en effectuant un changement des variables de la forme :

$$\begin{aligned} z_1 &= y_1 = h_1(x) & \dot{z}_1 &= \dot{y}_1 = L_f h_1(x) \\ z_2 &= L_f h_1(x) = \dot{y}_1 & \dot{z}_2 &= \dot{y}_1' = L_f^2 h_1(x) + L_{g1} L_f h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_1(x) u_{s\beta} \\ z_3 &= y_2 = h_2(x) & \Leftrightarrow \dot{z}_3 &= \dot{y}_2 = L_f h_2(x) \\ z_4 &= L_f h_2(x) = \dot{y}_2 & \dot{z}_4 &= \dot{y}_2' = L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x) u_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_2(x) u_{s\beta} \\ z_5 &= y_3 = \arctg \frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}} & \dot{z}_5 &= \dot{y}_3 = L_f h_3(x) \\ \dot{z}_5 &= \dot{y}_3 = p\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{(\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha})}{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2} = p z_1 + \frac{R_r}{p z_3} J z_2 \end{aligned}$$

II.5.4. Loi de commande non linéaire :

La matrice définissant la relation entre les entrées physiques (u) et les dérivées des sorties ($\dot{y}(x)$) est données par :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g1} L_f h_1(x) & L_{g2} L_f h_1(x) \\ L_{g1} L_f h_2(x) & L_{g2} L_f h_2(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{II .33})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \varepsilon(x) + D(x) \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II .34})$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} -\frac{pk}{J} \varphi_{r\beta} & \frac{pk}{J} \varphi_{r\alpha} \\ 2R_r k \varphi_{r\alpha} & 2R_r k \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II .35})$$

$$D^{-1}(x) = \frac{\text{tcom } D(x)}{\det D(x)} \quad (\text{II .36})$$

$$\det(D(x)) = -\frac{1}{J} 2pR_r k^2 (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) \neq 0$$

$$D^{-1}(x) = \frac{1}{2pR_r k^2 (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)} \begin{bmatrix} \frac{2M}{\sigma l_s T_r} \varphi_{r\beta} & \frac{PM}{\sigma l_s l_r} \varphi_{r\alpha} \\ \frac{2M}{\sigma l_s T_r} \varphi_{r\alpha} & -\frac{PM}{\sigma l_s l_r} \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II .37})$$

On définit la commande non-linéaire par

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \begin{bmatrix} V_1 - L_f^2 h_1(x) \\ V_2 - L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} \quad (\text{II .38})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = g_{11} \frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_r} [V_1 - B_1] + g_{12} \frac{\varphi_{r\alpha}}{\varphi_r} [V_2 - B_2] \\ V_{s\beta} = g_{21} \frac{\varphi_{r\alpha}}{\varphi_r} [V_1 - B_1] + g_{22} \frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_r} [V_2 - B_2] \end{cases} \quad (\text{II .39})$$

$$g_{11} = \frac{2M}{2pR_r k^2 \sigma l_s T_r} \quad ; \quad g_{12} = g_{11}$$

$$g_{21} = \frac{2M}{2pR_r k^2 \sigma l_s l_r} \quad ; \quad g_{22} = -g_{21}$$

$$\text{On prend : } B_1 = -L_f^2 h_1(x) \quad (\text{II .40})$$

$$B_1 = -\frac{PM}{JL_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) + p - 2k (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) + p\Omega (\varphi_{r\alpha} I_{s\alpha} - \varphi_{r\beta} I_{s\beta}) \right]$$

$$g_1 = \frac{PM}{JL_r} k \quad , \quad g_2 = \frac{PM}{JL_r} \left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) \quad , \quad g_3 = \frac{PM}{JL_r}$$

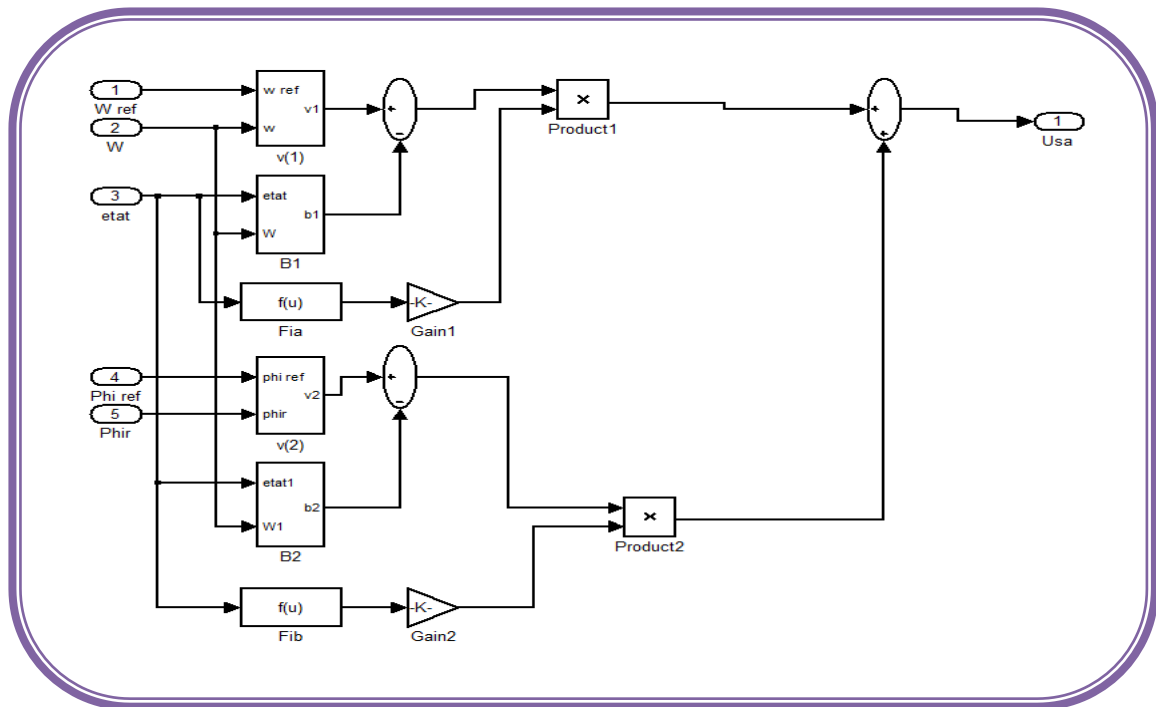
$$f_1(u) = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \quad , \quad f_2(u) = (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha})$$

$$f_3(u) = (\varphi_{r\alpha} I_{s\alpha} - \varphi_{r\beta} I_{s\beta}) \quad , \quad f_4(u) = I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2$$

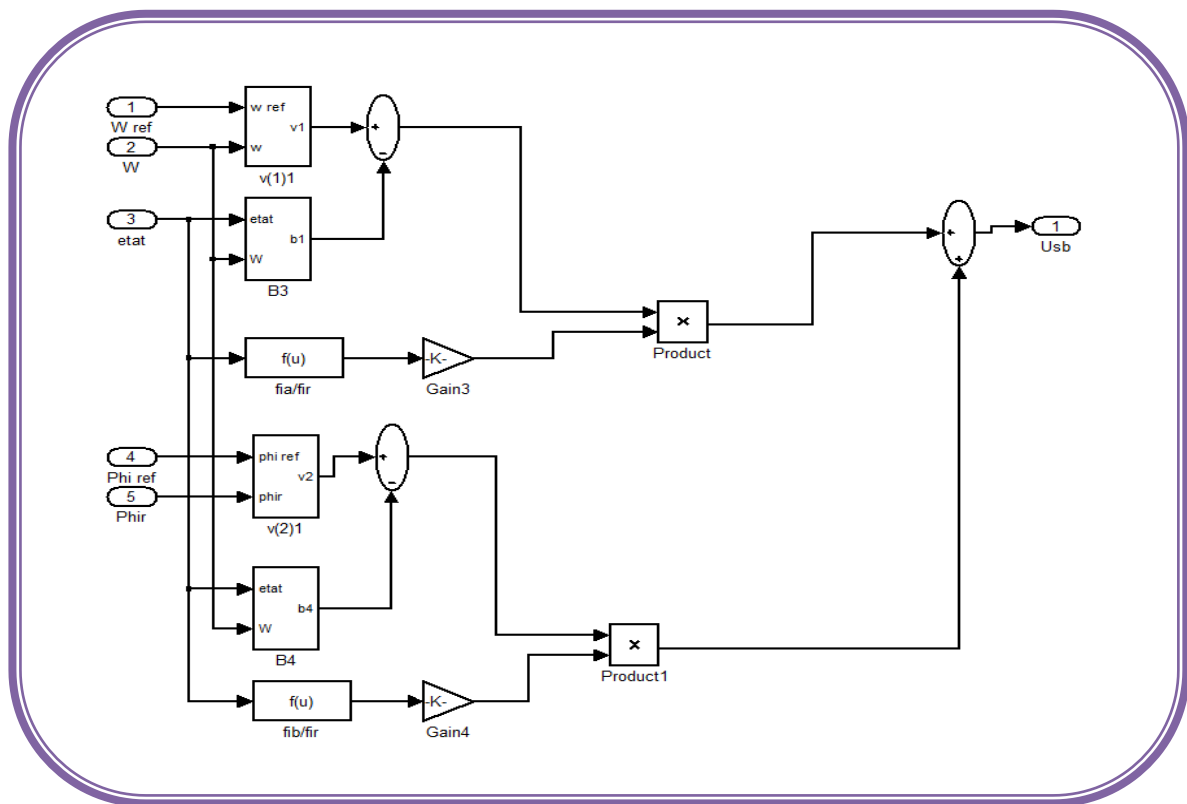
$$\text{On prend : } B_2 = L_f^2 h_2(x) \quad (\text{II .41})$$

$$B_2 = \frac{2}{T_r} \left[MP - 2(\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) - M \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\varphi_{r\alpha} I_{s\alpha} - \varphi_{r\beta} I_{s\beta}) + \frac{1}{T_r} (MK + 2) (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) + \frac{M^2}{T_r} (I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2) \right]$$

$$g_4 = \frac{2}{T_F^2} (MK + 2) \quad , \quad g_5 = \frac{2M}{T_r} \quad , \quad g_6 = \frac{2M}{T_r} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) \quad , \quad g_7 = 2 \frac{M^2}{T_F^2}$$



(Fig. II.1) : schéma bloc de la commande $U_{s\alpha}$

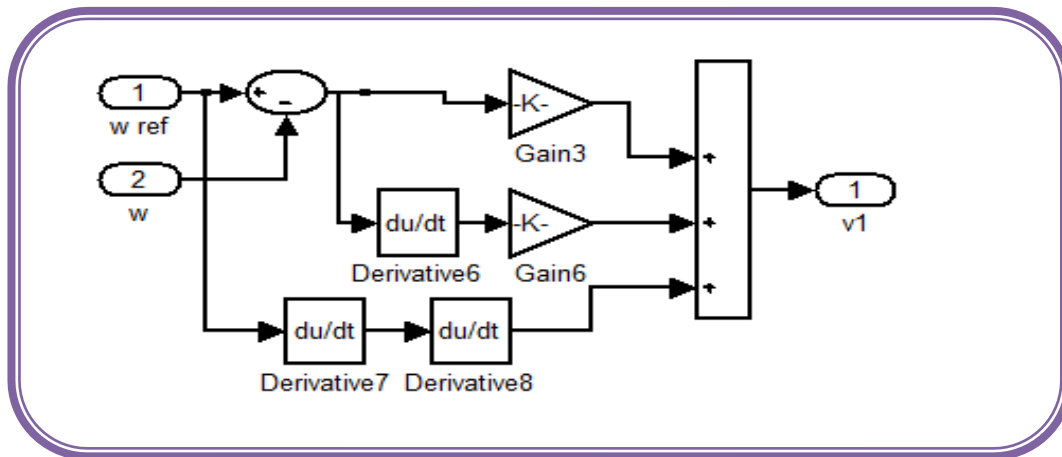


(Fig. II.2) : schéma bloc de la commande $U_{s\beta}$

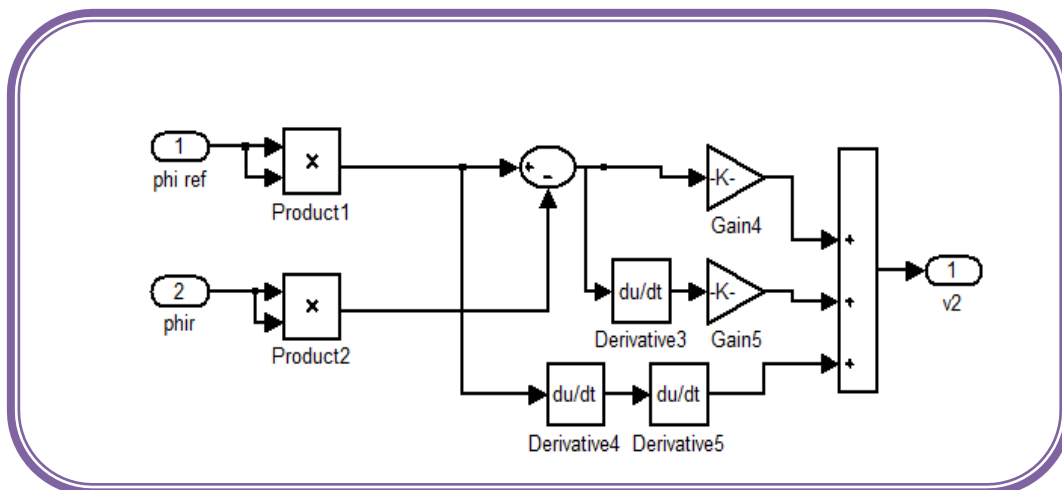
II.5.5. Commande par imposition des pôles :

Pour assurer une poursuite de trajectoire de vitesse de référence $\Omega_{r\ ref}$ et du flux $\varphi_{r\ ref}^2$ avec certaines dynamiques stables, on impose au système de linéarisé les nouvelles entrées V1 et V2 de la forme suivante :

$$\begin{cases} V_1 = -k_{11}e_\Omega - k_{12}e_{\dot{\Omega}} + \ddot{\Omega}_{ref} \\ V_2 = -k_{21}e_\varphi - k_{22}e_{\dot{\varphi}} + \ddot{\varphi}_{ref} \end{cases} \quad (II .42)$$



(Fig. II.3) : schéma bloc de nouvelle commande V_1



(Fig. II.4) : schéma bloc de nouvelle commande V_2

(k_{11}, k_{12}) et (k_{21}, k_{22}) sont des paramètres de réglage, choisi de telle façon à imposer à la dynamique du système les performances désirées.

Si les coefficients (k_{11}, k_{12}) et (k_{21}, k_{22}) sont choisis de manière à satisfaire les deux polynômes d'Hurwitz :

$$\begin{cases} K_{12} + k_{11}s + s^2 = 0 \\ K_{22} + k_{21}s + s^2 = 0 \end{cases} \quad (\text{II .43})$$

II.5.6. Calcul des régulateurs de la commande stabilisante :

A partir de l'équation (II .37), la dynamique du système en fonction de la dynamique des trajectoires désirées peut être réécrite sous la forme :

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \Omega_r}{dt^2} + k_{11} \frac{d\Omega_r}{dt} + k_{12} \Omega_r &= \frac{d^2 \Omega_r \text{ ref}}{dt^2} + k_{11} \frac{d\Omega_r \text{ ref}}{dt} + k_{12} \Omega_r \text{ ref} \\ \frac{d^2 \varphi_r^2}{dt^2} + k_{21} \frac{d\varphi_r^2}{dt} + k_{22} \varphi_r^2 &= \frac{d^2 \varphi_r^2 \text{ ref}}{dt^2} + k_{21} \frac{d\varphi_r^2 \text{ ref}}{dt} + k_{22} \varphi_r^2 \text{ ref} \end{aligned} \quad (\text{II .44})$$

Dans la pratique, on choisit une dynamique des trajectoires désirées plus rapides que celle de la machine, dans ce cas, on peut écrire :

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \Omega_r}{dt^2} + k_{11} \frac{d\Omega_r}{dt} + k_{12} \Omega_r &= k_{12} \Omega_r \text{ ref} \\ \frac{d^2 \varphi_r^2}{dt^2} + k_{21} \frac{d\varphi_r^2}{dt} + k_{22} \varphi_r^2 &= k_{22} \varphi_r^2 \text{ ref} \end{aligned} \quad (\text{II .45})$$

Ou encore dans le domaine fréquentiel :

$$\begin{aligned} \frac{\Omega_r}{\Omega_r \text{ ref}} &= \frac{k_{12}}{K_{12} + k_{11}s + s^2} \\ \frac{\varphi_r^2}{\varphi_r^2 \text{ ref}} &= \frac{k_{22}}{K_{22} + k_{21}s + s^2} \end{aligned} \quad (\text{II .46})$$

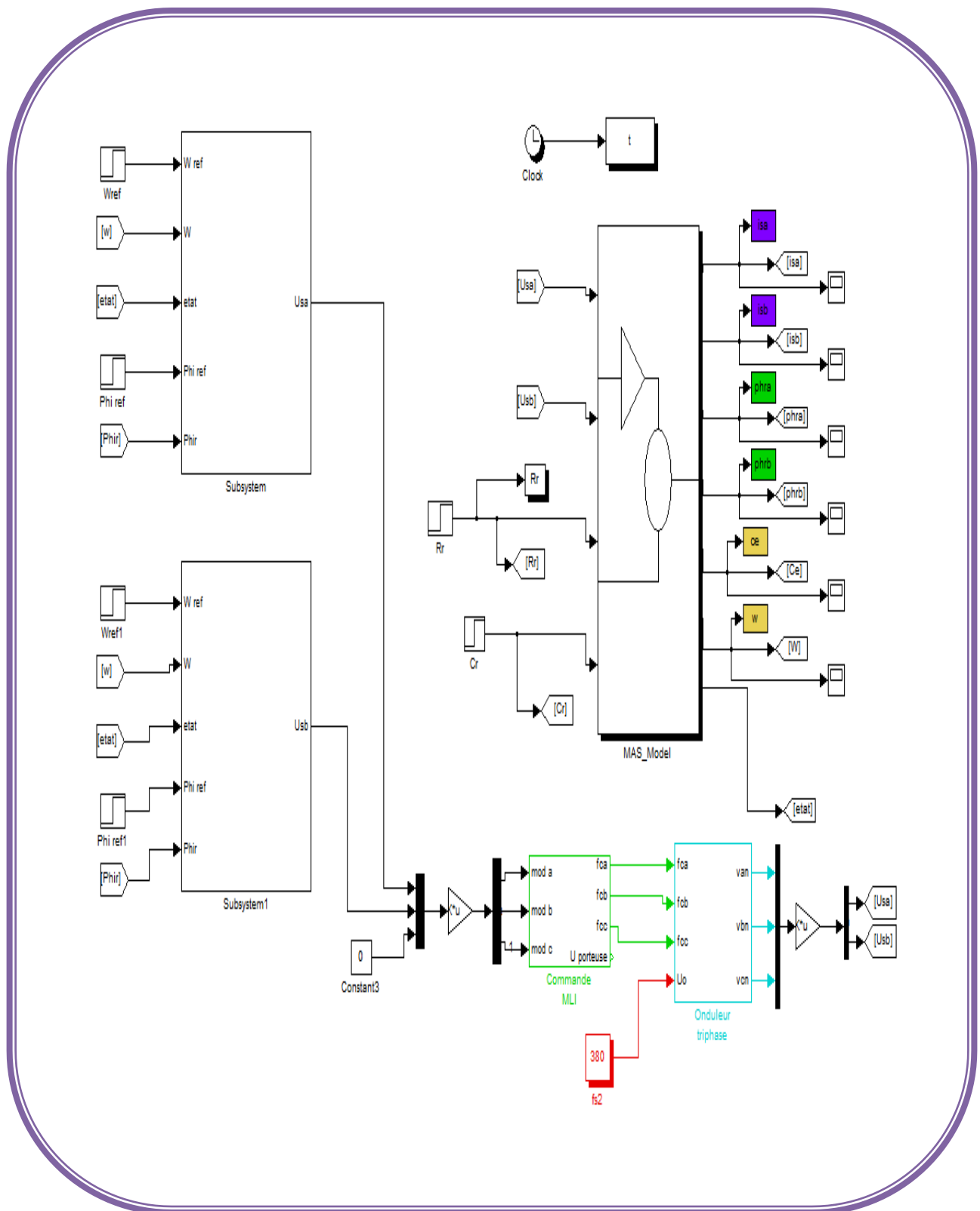
En boucle fermée, les fonctions de transfert de flux et de la vitesse possèdent des dynamiques du 2ème ordre. En les identifiant à la forme canonique $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_n s + \omega_n^2}$ nous avons résolu les systèmes suivantes :

$$\begin{cases} k_{11} = 2\varepsilon\omega_{n1} \\ k_{12} = \omega_{n1}^2 \end{cases} \quad \begin{cases} k_{21} = 2\varepsilon\omega_{n2} \\ k_{22} = \omega_{n2}^2 \end{cases}$$

On pose :

$$\omega_{n\varphi} = 150, \quad \omega_{n\Omega} = 25, \quad \xi = 1$$

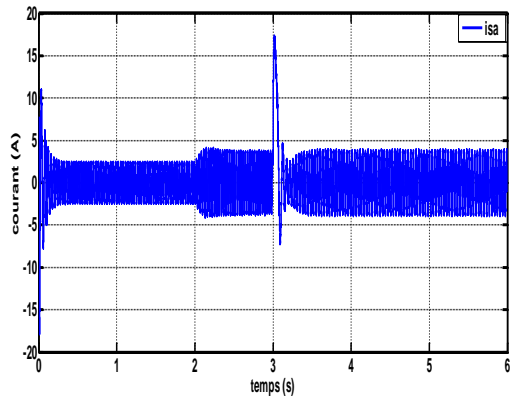
La stratégie de commande par linéarisation entrée-sortie, est représentée par la figure (Fig. II.5)



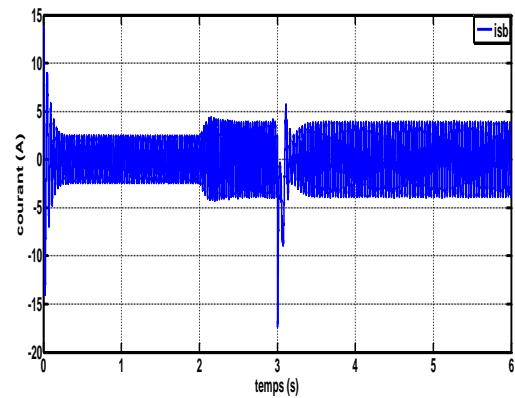
(Fig. II.5) : Schéma de la commande par linéarisation E/S de MAS

II.6. Simulation de la commande par linéarisation E/S de MAS

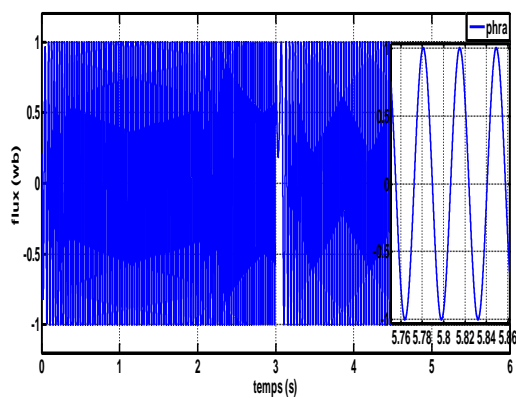
- Le premier test effectué est un test d'inversion de sens de la vitesse suivi par l'application d'une charge.



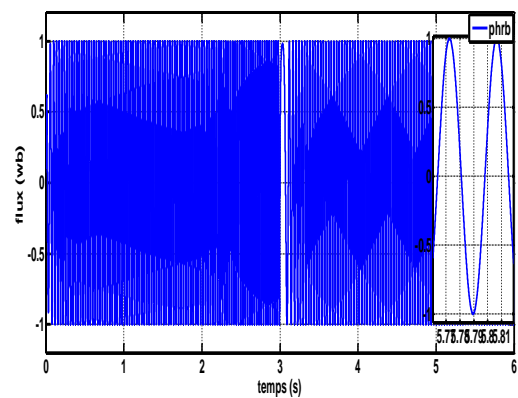
(Fig. II.6) : Le courant statorique isa



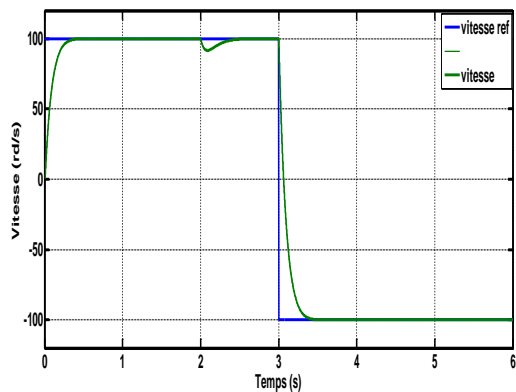
(Fig. II.7) : Le courant statorique isb



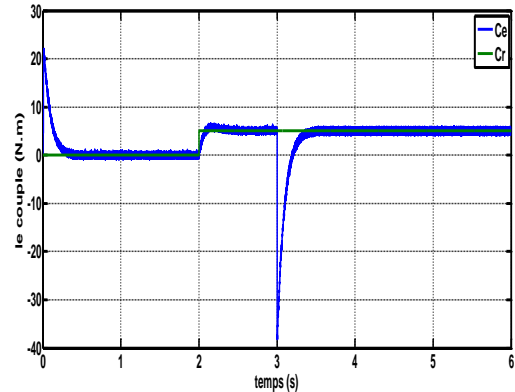
(Fig. II.8) : Le flux rotorique phra



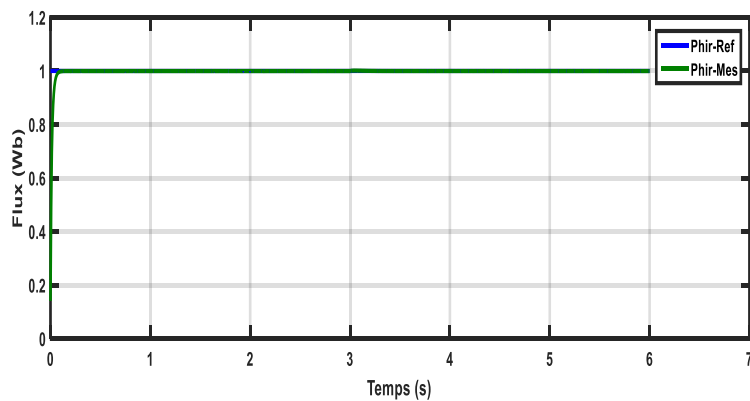
(Fig. II.9) : Le flux rotorique phrb



(Fig. II.10) : La vitesse mécanique.

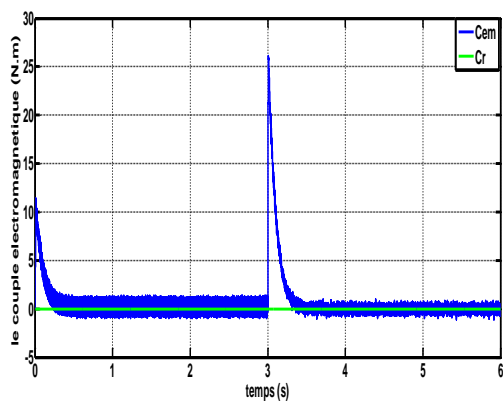


(Fig. II.11) : Le couple électromagnétique

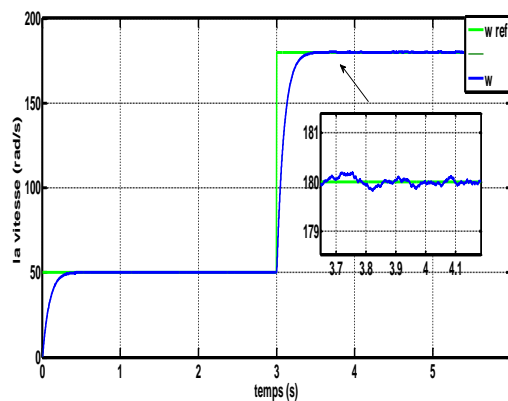


(Fig. II.12) : La norme du flux

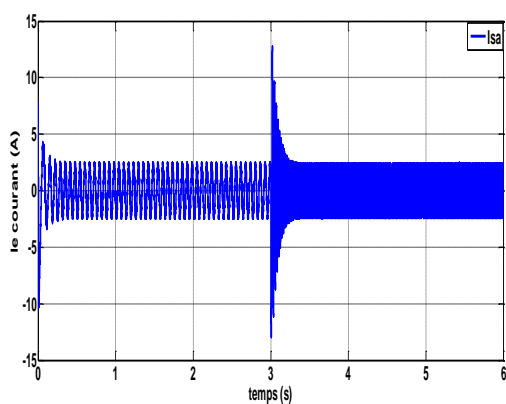
- Le deuxième test effectué est un test assez sévère de la poursuite de la vitesse (basse et haute vitesse).



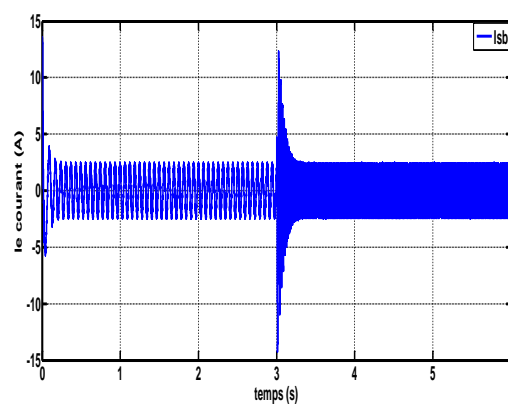
(Fig. II.13) : le couple électromagnétique



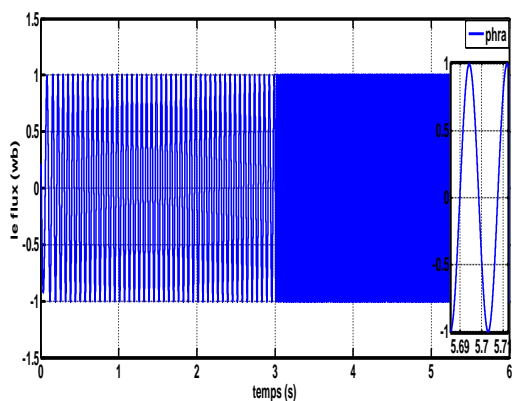
(Fig. II.14) : la vitesse mécanique



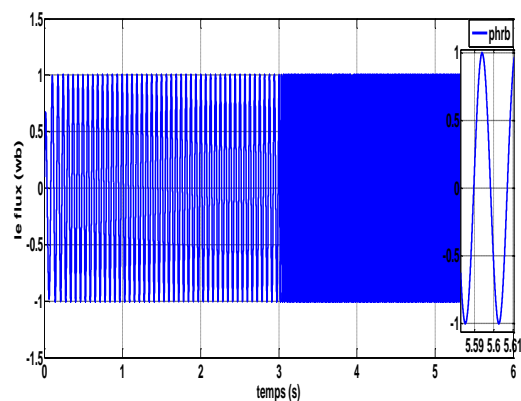
(Fig. II.15) : le courant statorique isa



(Fig. II.16) : le courant statorique isb



(Fig. II.17) : le flux rotorique phira



(Fig. II.18) : le courant statorique phirb

II.6.1. Interprétation des graphes :

D'après les résultats de la simulation, on remarque bien que la vitesse atteint sa référence après un court régime transitoire, elle est semblable à celle d'un système du premier ordre sans dépassement, puis elle se stabilise à 100 rad/s (vitesse de référence), malgré une chute de 10% à l'instant $t=2s$ due à l'introduction de la charge elle revient pour suivre la trajectoire imposé.

Pour le couple électromagnétique ce dernier après un régime transitoire tend à s'annuler, à l'instant $t=2s$ le couple augmente à la valeur 5N.m et sa pour convaincre le couple résistant. À l'instant $t=3s$ diminue instantanément à une valeur négative d'ordre -40 N.m qui correspond à une zone de freinage puis le passage à un changement de rotation. Pour la norme de flux ; elle reste constant d'amplitude égale 1 Wb (la valeur de référence) sans perturbation malgré l'application de la charge et le changement du sens de vitesse ce qui signifie la maintenance de découplage.

Pour le deuxième test les mêmes remarques tires que le premier test c.-à-d. un bon suivi des trajectoires de références pour la vitesse, le couple et la norme du flux, encore on peut constater que le découplage est toujours maintenu même dans des hautes vitesses.

II.7. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté quelques généralités sur les systèmes linéaires et les systèmes non linéaires, ainsi les outils mathématiques qui sont utilisés pour la linéarisation (notion de dérivée de Lie, degré relatif,...). La technique de la linéarisation non-linéaire au sens entrées-sorties est basée sur l'idée de transformer un système non-linéaire en un système linéaire puis lui appliquer le retour d'état.

La commande non linéaire elle a l'avantage du découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique ce qui permet d'améliorer les performances de la machine. D'après les résultats obtenus nous, pouvons dire que la commande entrée sortie est une commande qui assure le découplage dans large variation de vitesse.

Dans le troisième chapitre, une application de la notion de platitude différentielle pour la synthèse d'une loi de commande pour la machine asynchrone sera présentée

III.1 Introduction :

La notion de platitude d'un système est une notion plus ou moins récente en automatique qui a été proposée à partir de 1992 par J. Lévine, P. Martin [11][12], et P. Rouchon. Ce concept permet de contrôler le comportement dynamique d'un système, en utilisant un formalisme d'algèbre différentiel. La notion de platitude est basée sur la mise en évidence des sorties plates. La première étape de la commande par platitude consiste à générer une trajectoire désirée adéquate qui tient compte du modèle du système. Dans la deuxième étape, cette commande nécessite la conception d'un contrôle par bouclage permettant la poursuite de cette trajectoire.

L'objectif de ce chapitre est de présenter le principe de la théorie de platitude ainsi que la démarche à suivre pour la synthèse d'une loi de commande plate pour les systèmes non linéaires. Une application sera présentée pour la commande de la machine asynchrone, permettant de réaliser un suivi de trajectoires de références en boucle fermée est effectué à l'aide d'une stratégie de stabilisation au tour des trajectoires planifiées.

Dans ce chapitre nous exposons en détail les calculs permettant de remonter à l'expression de la commande plate.

III.2. Définition de la platitude d'un système non linéaire:

Considérons un système dynamique défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (\text{III .1})$$

x Est le vecteur d'état u est le vecteur d'entrée.

La sortie plate y s'exprime aussi en fonction des variables d'état x , du vecteur de commande u et d'un nombre fini des dérivées de cette commande :[13]

$$\dot{y} = C(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(\nu)}) \quad (\text{III .2})$$

Où $y(t)$ est appelée sortie plate du système.

$X(t) \in \mathcal{R}^n$ et $U(t) \in \mathcal{R}^m$ Peuvent êtres exprimés en fonction du vecteur $y(t)$ et ces dérivés de telle sortie :

$$x = A(y, \dot{y}, \dots, y^{(n)}) \quad (\text{III .3})$$

$$u = B(y, \dot{y}, \dots, y^{(n+1)}) \quad (\text{III .4})$$

Où y^n représente la dérivée $n^{\text{ième}}$ de y par rapport au temps. On peut remarquer qu'avec cette définition les composantes du vecteur de sortie y sont différentiellement indépendantes, car il n'existe pas de relation différentielle entre les composantes $(y_1 \dots y_m)$ qui soit indépendante de u .

Exemple :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_3 - x_2 u \\ \dot{x}_2 = -x_2 + u \\ \dot{x}_3 = x_2 - x_1 + 2x_2(u - x_2) \end{cases} \quad (\text{III .5})$$

En pose

$$\begin{aligned} y_1 &= x_1 + \frac{x_2^2}{2} \\ y_2 &= \dot{y}_1 = (x_3 - x_2 u) + x_2(u - x_2) \\ &= x_3 - x_2^2 \\ y_3 &= \dot{y}_2 = \ddot{y}_1 = x_2 - x_1 + 2x_2(u - x_2) - 2x_2(u - x_2) \\ v &= \dot{y}_3 = y_1^{(3)} = -x_3 + x_2 u - x_2 + u \\ &= -x_2 - x_3 + u(1 + x_2) \end{aligned} \quad (\text{III .6})$$

La commande u apparaît à la 3^{ème} dérivation

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} v \quad (\text{III .7})$$

$$\begin{cases} x_1 = -(1 + \dot{y}) - \sqrt{1 + 2(y_1 + \dot{y}_1)} \\ x_2 = \dot{y}_1 + x_1 \\ x_3 = \dot{y}_1 + \dot{y}_1^2 + 2x_1 \dot{y}_1 + x_1^2 \end{cases} \quad (\text{III .8})$$

$$\text{Enfin : } u = \frac{y_1^{(3)} + \dot{y}_1^2 + \dot{y}_1 + x_1 + 2x_1 \dot{y}_1 + x_1^2}{1 + x_1 + \dot{y}_1} \quad (\text{III .9})$$

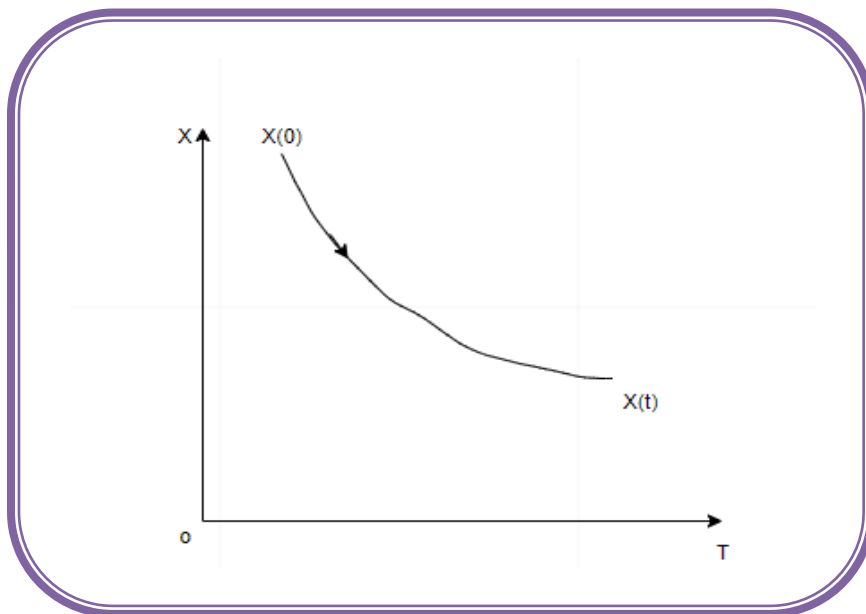
Remarque : La transformation obtenue à partir de la sortie plate $y_1 = x$ revient à mettre le système sous forme canonique commandable (forme de Brunovsky) qui s'écrit ici $y^{(4)} = v$

III.3. Planification de trajectoire pour les systèmes plats :

La notion de platitude permet de résoudre un problème très important de la théorie de la commande relatif à la planification de trajectoires. L'objectif de la planification de trajectoire est de concevoir une loi de commande en boucle fermée pour amener un système donné d'un certain état initial, supposé connu, à un état final connu. Pour un système plat, l'idée permettant de résoudre le problème de la planification est de faire la planification pour le système linéaire équivalent, puis de revenir au système de départ grâce au changement de coordonnées endogènes. [15]

L'objectif de la planification de trajectoire consiste à déterminer le vecteur de commande $u(t)$ sur un horizon temporel fini (T) pour permettre de faire évoluer le système dans l'espace d'état du point initial $x(0)$ au point final $x(T)$ voulu

$$\begin{aligned} x(0) &= A(y(0), \dots, y^{(n)}(0)) \\ x(T) &= A(y(T), \dots, y^{(n)}(T)) \end{aligned} \quad (\text{III} .10)$$



(fig.III.1). Planification de trajectoire.

La commande en boucle fermée u qui amène le système de l'état $x(0)$ à l'état $x(t)$ est alors obtenu à partir de l'expression (III.4) que nous rappelons ici:

$$u(t) = B(y(t), \dots, y^{(n+1)}(t)) \quad (\text{III} .11)$$

III.4. Synthèse de loi de commande pour les systèmes plats :

III.4.1. Méthodologie de synthèse :

La synthèse d'une loi de commande pour un système plat nécessite une stratégie basée sur les démarches suivantes:

√ Génération des trajectoires de la sortie plate de référence y_{ref} possibles

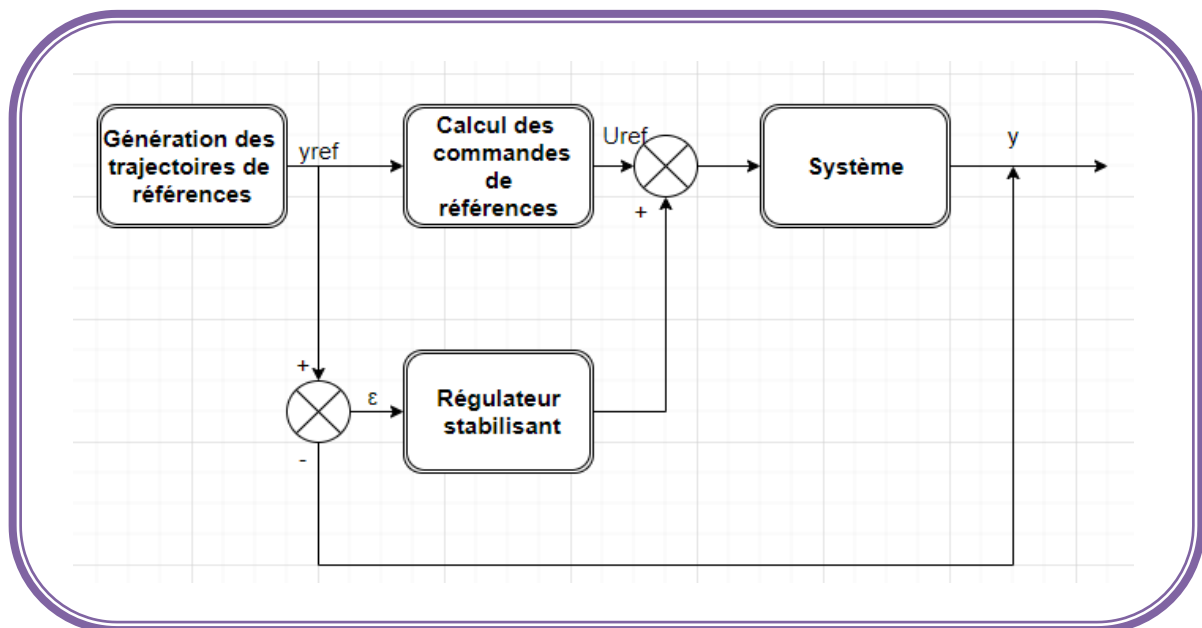
√ Génération des trajectoires de l'entrée de référence u_{ref} correspondantes (commandes)

√ Synthèse d'une stratégie de stabilisation de la commande autour des trajectoires de références planifiées

III.4.2. Stratégie de stabilisation autour des trajectoires de références :

La poursuite parfaite est assurée lorsque le système n'est pas perturbé. Or les systèmes physiques non linéaires sont soumis d'une part à des perturbations inhérentes à leurs contexte de travail, et d'autre part à des incertitudes sur les paramètres. Il est donc nécessaire d'apporter une solution pour stabiliser le système autour des trajectoires si celles-ci sont perturbées.

La figure (III.2) illustre le principe de stabilisation de la commande par insertion de la boucle rétroaction



(fig.III.2). Schéma de principe de stabilisation autour des trajectoires de référence

III.5. Application de la commande par platitude de la machine asynchrone

Le moteur à induction est connu comme un système non linéaire complexe dans lequel des paramètres varient dans le temps entraînant une difficulté supplémentaire pour son contrôle. Différentes structures du modèle non linéaire du moteur à induction sont étudiées et discutées dans. Comme dans le deuxième chapitre, le modèle de moteur à induction considéré a le courant du stator, le flux du rotor et la vitesse angulaire du rotor comme variables d'état sélectionnées comme dans :

$$\frac{d}{dt} i_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\alpha} + K \omega \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma l_s} u_{s\alpha} \quad (\text{III .12})$$

$$\frac{d}{dt} i_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} - K \omega \varphi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma l_s} u_{s\beta} \quad (\text{III .13})$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \quad (\text{III .14})$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \quad (\text{III .15})$$

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{pM}{jL_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - k_f \Omega - k_l T_l \quad (\text{III .16})$$

Afin de mettre en œuvre le contrôle basé sur la platitude pour notre système de moteur à induction, nous sélectionnons la vitesse angulaire du rotor et la norme du flux du rotor comme sorties du système :

$$\begin{cases} z_1(t) = \omega_r(t) \\ z_2(t) = \varphi_r(t) \end{cases} \quad (\text{III .17})$$

La première différenciation (dérivée) des deux sorties sélectionnées donne :

$$\begin{cases} \dot{z}_1(t) = \dot{\omega}_r(t) = \alpha (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) - k_f \omega_r - K_l T_l \\ \dot{z}_2(t) = \dot{\varphi}_r(t) = \frac{M}{T_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} I_{s\beta}) - \frac{1}{T_r} \varphi_r \end{cases} \quad (\text{III .18})$$

La relation (18) est obtenue après quelques opérations mathématiques et simplification à l'aide des relations modèles (III.12)-(III.16). Les équations (III.18) décrivent respectivement la partie mécanique et la partie dynamique du flux du système de moteur à induction. On voit les effets de couplage entre les deux parties du système. La théorie de la rétroaction non linéaire

basée sur les concepts de platitude est utilisée pour éliminer cette relation de couplage. A cette fin, soit v_1 et v_2 deux nouvelles entrées de contrôle définies comme :

$$\begin{cases} v_1 = \varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha} \\ v_2 = \frac{1}{\varphi_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta}) \end{cases} \quad (\text{III .19})$$

Les équations (III.18) en tant que fonctions des nouvelles entrées de commande peuvent être réécrites comme :

$$\begin{cases} \dot{\omega}_r(t) = \alpha v_1 - k_f \omega_r - K_l T_l \\ \dot{\varphi}_r(t) = \frac{M}{T_r} v_2 - \frac{1}{T_r} \varphi_r \end{cases} \quad (\text{III .20})$$

A partir des relations (III.20), on peut exprimer les nouvelles entrées de commande v_1 et v_2 en fonction des sorties ω_r et φ_r comme suit :

$$\begin{cases} v_1 = \frac{1}{\alpha} (\dot{\omega}_r + k_f \omega_r + K_l T_l) \\ v_2 = \frac{1}{M} (T_r \dot{\varphi}_r + \varphi_r) \end{cases} \quad (\text{III .21})$$

Et à partir des équations (III.19), on peut écrire les variables d'état du moteur à induction, c'est-à-dire les courants de stator $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, en fonction des nouvelles entrées v_1 et v_2 , et donc en fonction des sorties choisies comme :

$$\begin{cases} i_{s\alpha f} = -\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_r^2} v_1 + \frac{\varphi_{r\alpha}}{\varphi_r} v_2 \\ i_{s\beta f} = -\frac{\varphi_{r\alpha}}{\varphi_r^2} v_1 + \frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_r} v_2 \end{cases} \quad (\text{III .22})$$

Une deuxième différenciation (dérivée) des sorties choisies, utilisant les dérivées de Lie, conduit à l'apparition des entrées de commande, pour la première fois. Les entrées de commande peuvent alors être exprimées en fonction des sorties choisies et d'un nombre fini de leur dérivée temporelle comme [16] :

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = A^{-1}(x) \left[\begin{pmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} B_1(x) \\ B_2(x) \end{pmatrix} \right] \quad (\text{III .23})$$

Avec:

$$A(x) = \begin{bmatrix} -\frac{\alpha}{p\sigma l_s} \varphi_{r\beta} & \frac{\alpha}{p\sigma l_s} \varphi_{r\alpha} \\ -\frac{2M}{\sigma l_s T_r} \varphi_{r\alpha} & -\frac{2MM}{\sigma l_s T_r} \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III .24})$$

$$B_1(x) = -\frac{PM}{JL_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} + \frac{f_r}{J} \right) (\varphi_{r\alpha} I_{s\alpha} - \varphi_{r\beta} I_{s\beta}) - \frac{p^2 M \beta}{JL_r} \varphi_r^2 - \frac{p^2 M}{JL_r} \omega_r (\varphi_{r\alpha} I_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} I_{s\beta}) \right] \quad (III .25)$$

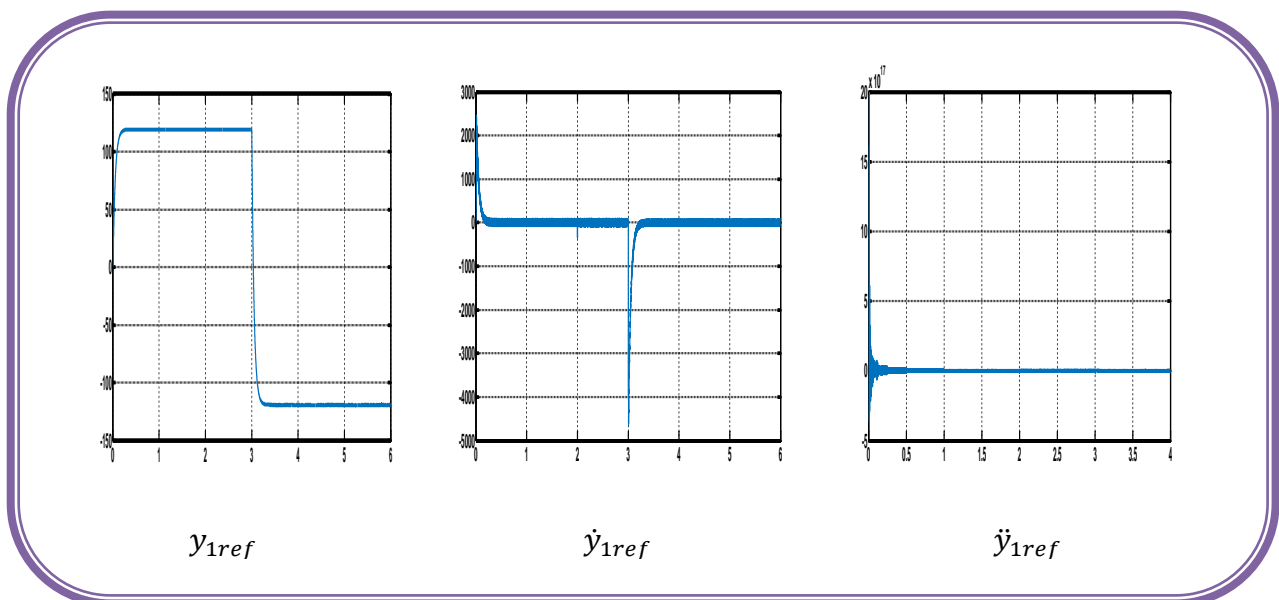
$$B_2(x) = -\frac{2M}{T_r} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\varphi_{r\alpha} I_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} I_{s\beta}) - \frac{2pM}{T_r} \omega_r (\varphi_{r\beta} I_{s\alpha} - \varphi_{r\alpha} I_{s\beta}) + \frac{4+2M\beta}{T_r^2} \varphi_r^2 + \frac{2M^2}{T_r^2} i_s^2 \quad (III .26)$$

La matrice $A(x)$ représente le terme de découplage entrée-sortie du moteur. Les équations (III .22) et (III .23) montrent que le moteur à induction est un système plat et que les sorties sélectionnées sont plates. La relation (III .23) représente la commande d'entrée à appliquer au moteur à induction pour s'adapter aux performances souhaitées.

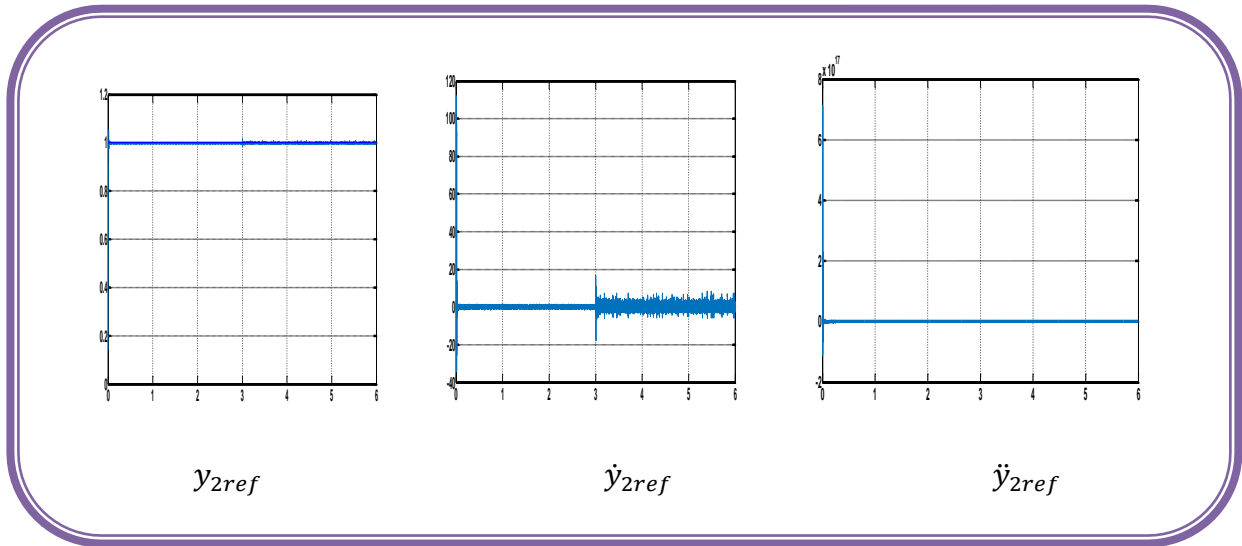
III.5.1. Résultats de simulation :

L'étape suivante de la simulation consiste à appliquer le signal de commande obtenu au moteur à induction alimenté par onduleur à deux niveaux et à faire varier le couple de charge de la valeur à vide à la valeur $T_l = 5 N.m$ introduite au temps $t = 2 \text{ secondes}$. Après cela, la vitesse angulaire du rotor est inversée de la valeur de référence de $Wref = 120rad / s$ à $Wref = -120rad / s$ au temps $t = 3 \text{ secondes}$.

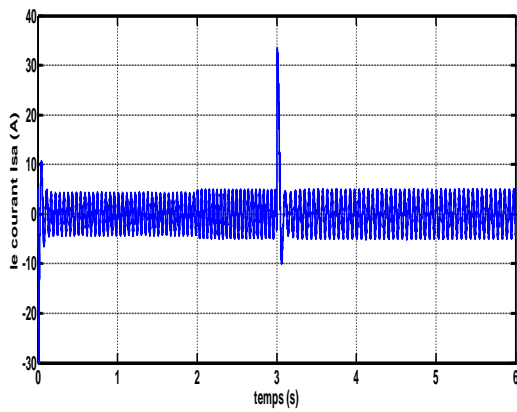
- Le premier test effectué est un test d'inversion de sens de la vitesse suivi par l'application d'une charge.



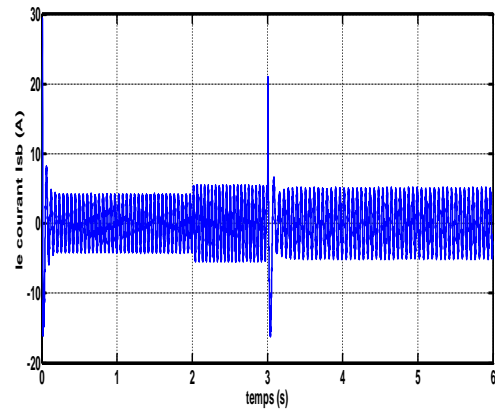
(fig.III.3) : Trajectoires de référence y_{1ref} , \dot{y}_{1ref} , \ddot{y}_{1ref}



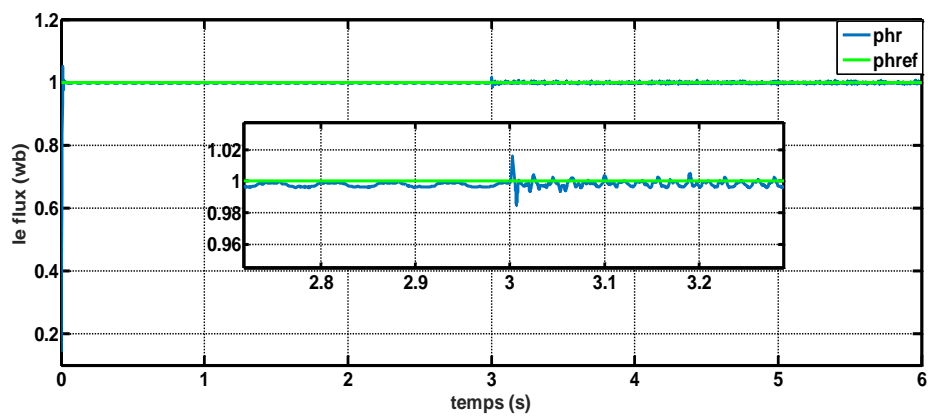
(fig.III.4) : Trajectoires de référence y_{2ref} , \dot{y}_{2ref} , \ddot{y}_{2ref}



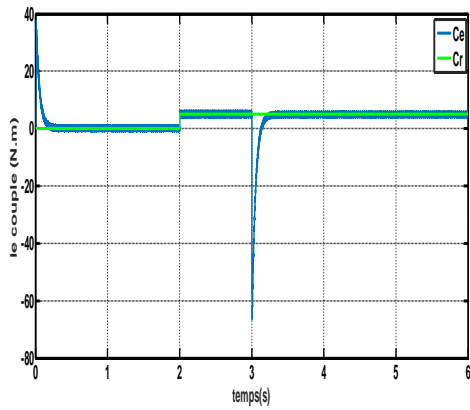
(fig.III.5) : le courant statorique isa



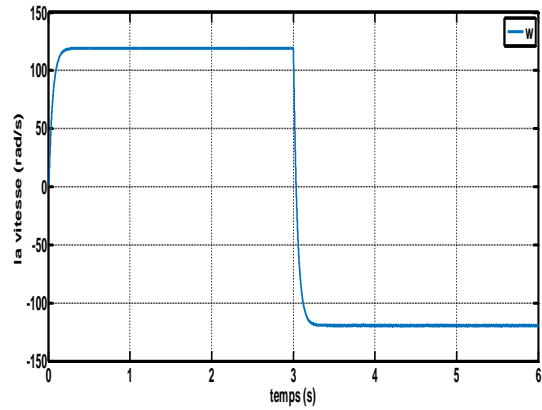
(fig.III.6) : le courant statorique isb



(fig.III.7) : la norme du flux rotorique



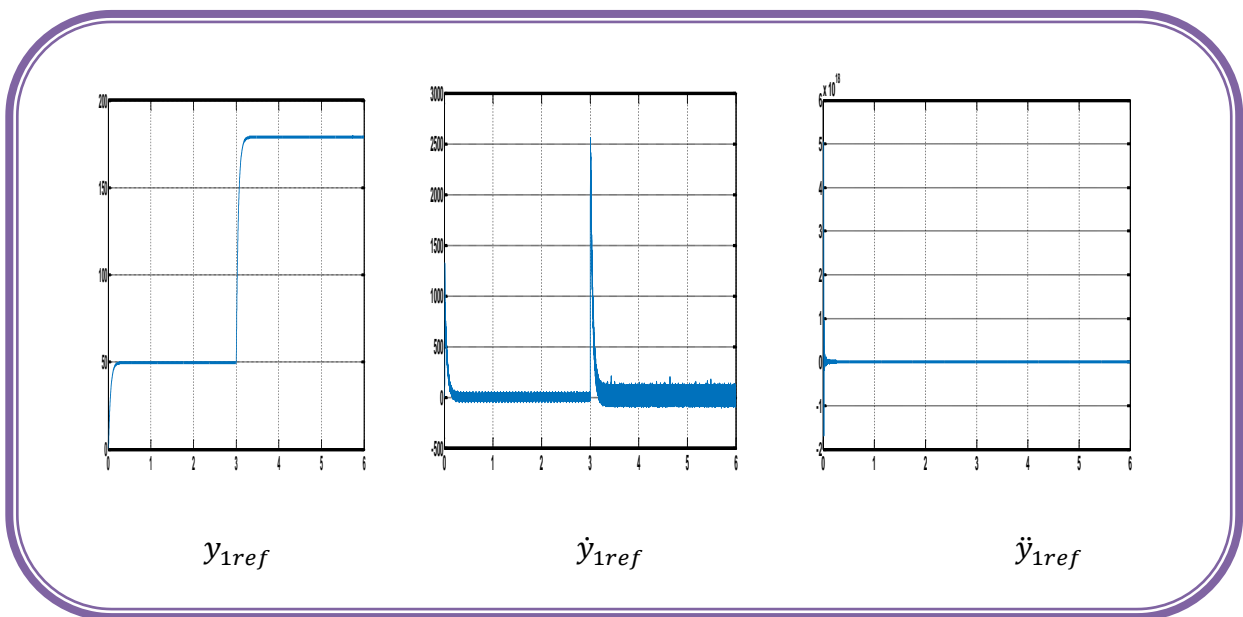
(fig.III.8) : le couple



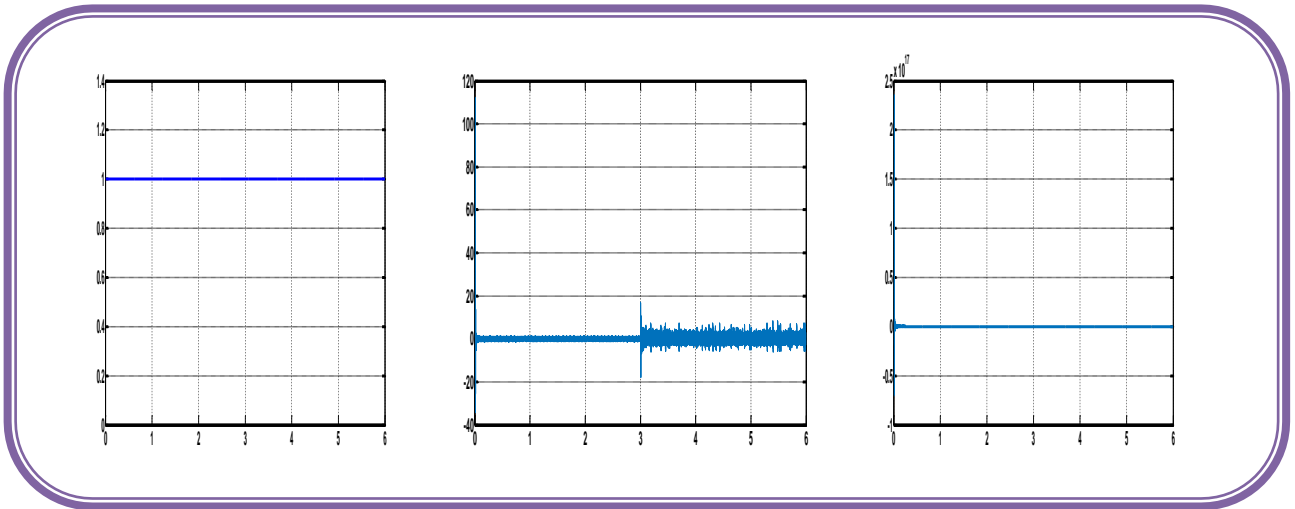
(fig.III.9) : la vitesse

- Le deuxième test effectué est un test assez sévère de la poursuite de la vitesse (basse et haute vitesse).

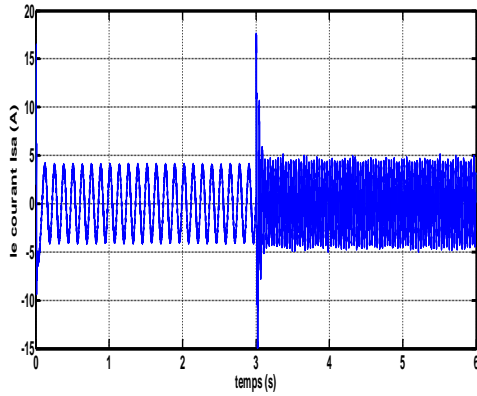
Dans ce test on a imposé une vitesse rotorique $W_{ref} = 50rad / s$ a l'instant $t = 3$ secondes puis on a fait augmenter cette vitesse a une valeur de référence de $W_{ref} = 180rad / s$ à $W_{ref} = -150rad / s$ au temps $t = 3$ secondes.



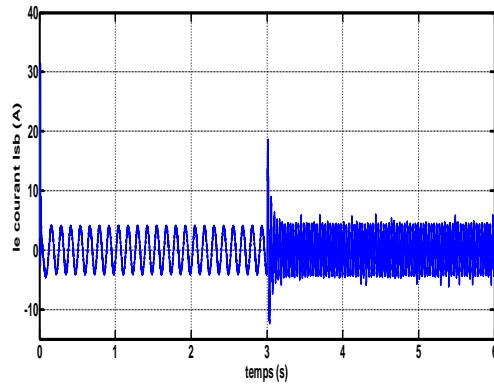
(fig.III.10) : Trajectoires de référence y_{1ref} , \dot{y}_{1ref} , \ddot{y}_{1ref}



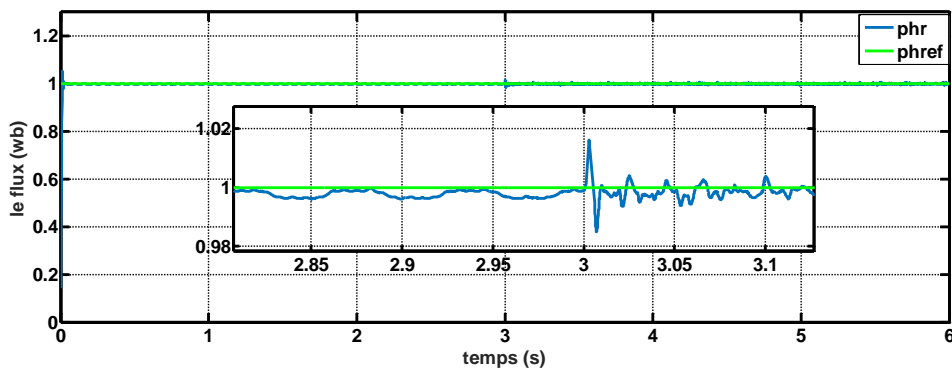
(fig.III.11) : Trajectoires de référence y_{2ref} , \dot{y}_{2ref} , \ddot{y}_{2ref}



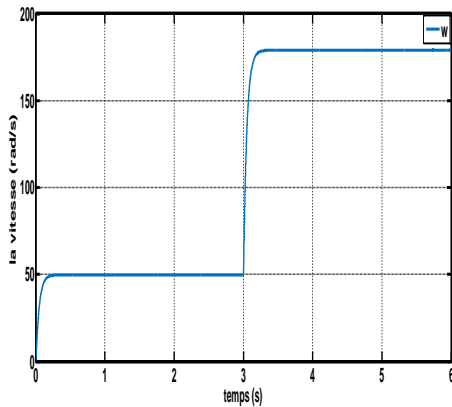
(fig.III.12) : le courant statorique isa



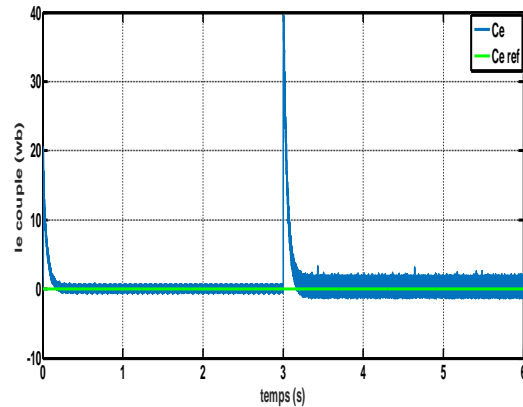
(fig.III.13) : le courant statorique isb



(fig.III.14) : le flux rotorique



(fig.III.15) : la vitesse rotorique



(fig.III.16) : le couple elm

III.5.2. Interprétation des résultats de simulation :

Pour le premier test on observe que la vitesse suit la référence sans dépassement au régime transitoire et avec une erreur statique nulle. Le couple électromagnétique également suit la référence avec une présence d'un pic lors du démarrage et aux régimes transitoires de la vitesse. La norme du flux rotorique suit parfaitement la référence imposée avec une erreur statique quasiment nulle. C'est la même chose les courants ont le même comportement que celui du couple.

On peut observer la robustesse de la loi de commande par rapport à l'inversion du sens de rotation ainsi qu'à la variation de la charge appliquée, les figures illustrées ci-dessus font apparaître le bon comportement cette technique. À partir des résultats de simulation obtenus, nous pouvons constater que le problème de stabilisation de la commande autour des trajectoires planifiées est résolu.

Notez que dans ce cas, la vitesse du rotor qui est une sortie plate choisie suit sa valeur de référence dans la plage correspondante de variations de charge.

III.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, une approche basée sur la platitude pour le contrôle non linéaire du système de moteur asynchrone a été présentée. Le découplage est réalisé entre les deux sorties sélectionnées (vitesse et flux) à l'aide des propriétés de platitude du système. Les résultats de simulation montrent que cette stratégie de contrôle assure une linéarisation parfaite quels que soient les profils de trajectoire imposés à la machine à induction

Conclusion générale

Dans notre travail, nous avons fait la présentation de la modélisation de la machine asynchrone associée à la commande MLI de l'onduleur puis on a appliquée deux types de commande à savoir la commande linéarisante entrées sorties et la commande par platitude.

En premier lieu nous avons défini la machine asynchrone, et afin de simplifier d'une manière considérable les équations de la machine asynchrone en régime transitoire, nous avons procédé à établir le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation linéarisé de Concordia, et nous avons modélisé un onduleur de tension en illustrant le principe de la commande de modulation de largeur d'impulsion, et l'implantation du système complet (machine asynchrone+ onduleur) sur Matlab Simulink.

En deuxième lieu nous avons étudié la commande par linéarisation entrées-sorties qui est obtenue par l'approche de linéarisation basée sur la théorie de la géométrie différentielle. L'application de cette technique de commande permet d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé en assurant la commande de vitesse et du flux séparément, Cette commande donne des résultats intéressants concernant la poursuite de consigne. Le choix des paramètres et la conception de la commande par linéarisation entrées-sorties sont très simples et la commande présente des performances intéressantes dans une grande plage de variation de vitesse.

Au final, Le troisième chapitre a été réservé à introduire le principe de la théorie de platitude différentielle et à la méthodologie de la synthèse de loi de commande pour les systèmes non linéaires, On a vu que le problème de formulation de la commande correspond à une démarche inverse, c'est-à-dire qu'à partir des sorties plates, on remonte à la commande via les états du système exprimés en fonction des sorties plates et d'un nombre fini de leurs dérivées, L'utilisation de cette technologie a conduit à nette amélioration des résultats notamment ceux de la vitesse ce qui montre les capacités de la méthode utilisée pour pallier les problèmes de suivi de trajectoires.

Plusieurs suggestions et perspectives peuvent être l'objet d'une étude future : Validation en temps réel de ces lois de commande, nous projetons en perspectives l'implémentation de ces techniques sur un prototype réel afin de voir le véritable comportement de ce système dans la réalité et de montrer la faisabilité du travail de recherche réalisé sur le terrain.

Bibliographie

- [1] : **R.MEZIANE** <<Etude et commande de la machine Asynchrone >> diplôme d'ingénieur d'état en Electrotechnique Option' thèse master machines électriques, université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2008
- [2] : **Boudjzat Walid** << étude et simulation d'une machine asynchrone alimente par un onduleur de tension a commande MLI>> Université de badji mokhtar-Annaba – 2017
- [3] : **yahi Mehdi** << Commande linéarisante d'une machine Asynchrone, master Automatique des Systèmes de Production >> Université Djilali Bounâama - Khemis Miliana - 2017
- [4] : **Benheniche Abdelhak** << Etude Comparée des Différentes Techniques de Commande de la Machine Asynchrone >> diplôme de Doctorat en sciences - UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR- ANNABA - 2016.
- [5] : **Hanane Haddad** <<Thème Etude des Performances de la Machine Asynchrone Alimentée par un Onduleur Multi niveaux >> Master Professionnel en Electrotechnique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2013
- [6] : **Boumrar Yacine, Ioumi Mohammed** << Thème Commande Linéarisante Entrée-Sortie d'Une Machine Asynchrone Triphasée >> master académique – université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou – 2017
- [7] : **Boukerma, Mekki** << Commande par linéarisation entrée-sortie de la machine asynchrone >> master en commande électrique - Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent - 2020
- [8] : **Boumaaza Fatiha** << Commande non linéaire par linéarisation entrée – sortie de la machine synchrone à aimants permanents >> Diplôme de Master - Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi - 2014
- [9] : **Bakhouch Lemnouer** << Thème Commande par Linéarisation Entrée- Sortie du couple et du flux de la machine asynchrone >> Ingénieur d'état en électrotechnique - Université Ferhat Abbas – Sétif – 2009
- [10] : **Dieudonné Ekang** << Nouvelle approche pour la conception d'une commande non linéaire du moteur asynchrone à rotor bobiné >> École Normale Supérieure de

Bibliographie

l'Enseignement Technique (ENSET), Laboratoire de Recherche en Technologie des Systèmes (LARTESY) - P 3989 Libreville- Gabon – 2020

[11] : **Beddiaf Yassine** << validation expérimentale d'estimateurs et d'observateurs robuste de flux et de vitesse pour une machine asynchrone >> doctorat en électrotechnique - Université de Batna 2 - 2016

[12] : **Illyés Ait Mohamed Saïd** << Commande Plate de la Machine Asynchrone >> Ingénieur d'Etat en Electrotechnique - Université de Batna -2013

[13] : **Zakaria Lammouchi** << Commande prédictive non linéaire de la machine asynchrone >> magister en électrotechnique - Université Larbi Ben M'hidi d'Oum El Bouaghi - 2008

[14] : **Khesrani Samia** << Commande des robots par platitude >> magister en Electronique, Université Ferhat Abbas – Sétif – UFAS(Algérie) - 2014

[15] : **Hajer Gharsallaoui** << Reconfiguration de lois de commande et accommodation active des modes de fonctionnement pour les systèmes plats >> Doctorat délivré simultanément par l'école centrale de Lille - 2010

[16] : **Farid Berrezzek, Wafa Bourbia , Bachir Bensaker** << Flatness Based Nonlinear Sensorless Control of Induction Motor Systems >> Department d'Electrotechnique, Université Badji Mokhtar, BP.12, 23000, Annaba, Algérie, 2016