

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE 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

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE :Eléctrotechnique

Spécialité : Commande électrique

Par

- **Remmache Ismail**
- **Belmiloud Ridha**

Intitulé

Commande par linéarisation entrée/sortie de la MAS

Soutenu le :18/09/2022

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>M.Skhara Saadi</i>	<i>MCB</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M.Benheniche Abdelhak</i>	<i>MCA</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M.Choudar Adel</i>	<i>MCB</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Zebiri Fouad</i>	<i>MCB</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2021/20

Dédicace :

Je dédie ce travail et tous les membres universitaires;et à

tous les élèves de B.B.A ;

A mon collègue Ridha Belmiloud;

En reconnaissance de tous les sacrifices consentis par

tous pour me permettre d'atteindre cette étape de ma

vie. Avec toute ma tendresse, Sincère gratitude;

A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir ;

À tous ceux qui comptent pour moi ;

Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs ;

Je dédie ce travail.

Remmache ismail

Dédicaces :

Je dédie ce travail :

À mes chers parents,

À tous les autres membres de la famille,

En reconnaissance de tous les sacrifices consentis par
tous pour me permettre d'atteindre cette étape de ma
vie. Avec toute ma tendresse, Sincère gratitude.

A tous mes amis.

À mes camarades d'électrotechnique.

Belmiloud Ridha

Remerciement

Nos sincères remerciements et notre profonde reconnaissance à Abdelhak Benheniche, qui a bien voulu diriger ce travail, et pour sa disponibilité, elle a été là au moment où on avait le plus besoin de son aide précieuse.

Nous lui exprimons notre gratitude pour ses orientations et ses encouragements périodiques qui ont mené à terme ce mémoire.

Nous tenons aussi à remercier l'ensemble des enseignants du département de électromécanique, qui ont contribué à notre cursus d'étude..

RESUME :

La commande d'une MAS peut se faire suivant plusieurs techniques chacune d'elles offre des performances dynamiques et statiques bien définies. Dans ce travail, nous proposons la commande de la machine asynchrone par linéarisation entrée-sortie. La machine asynchrone possède des avantages que nous citons : robustesse, fiabilité, entretien moins fréquent et faible coût, elle est plus utilisée dans les applications nécessitant la variation de la vitesse. Mais avec tout ça il aura un système multi-variable non linéaire fortement couplé à dynamique rapide et paramètres variant dans le temps. Cependant sa nature non linéaire rend sa commande difficile ;

notre but est la mise en œuvre de la commande par linéarisation entrée-sortie avec l'objectif d'améliorer la poursuite de trajectoire et garantir la stabilité et la robustesse, qui consiste à éliminer la non linéarité dans la machine et résoudre le problème de couplage entre le flux et la vitesse de rotation. La loi de commande est développée théoriquement.

Table des matières

Chapitre1 : Modélisation de la machine asynchrone.....	14
1.1 Introduction	15
1.2 Définition de la machine asynchrone :	15
1.2.1 Description de la machine :	16
1.3 Modélisation de la machine asynchrone :	17
1.3.1 Mise en équations de la MAS:.....	18
1.4 Transformation du système triphasé vers système biphasé.	21
1.4.1 Transformation de PARK :.....	21
1.5 Choix du référentiel :.....	23
1.5.1 Référentiel lie au stator (α, β) :.....	23
1.5.2 Référentiel lie au rotor (x,y) :.....	24
1.5.3 Référence lie au champ tournant :.....	25
1.6 Modèle d'état de la MAS :	26
1.7 Modulation de l'onduleur de tension a MLI :.....	28
1.8 Simulation de MAS :.....	30
1.8.1 Résultats de simulation de la MAS sans onduleur :	31
1.8.2 Résultats de simulation de la MAS avec onduleur :	32
1.8.3 Interprétation des résultats :.....	32
1.9 Conclusion :.....	33
Chapitre2 : théories de la commande par linéarisation entrées – sorties.....	34
2.1 Introduction :.....	35
2.2 Généralités sur les systèmes linéaires et non linéaires :	35
2.2.1 Systèmes linéaires :	35
2.2.2 Systèmes non linéaires :.....	36
2.2.3 Systèmes asservis :	36
A. Commande en boucle ouverte (BO) :.....	37
B. Commande en boucle fermée (BF) :	37
2.2.4 Performances d'un système asservi :.....	38
2.2.5 Commandabilité d'un système :.....	39
2.2.6 Observabilité d'un système :.....	39

2.3	Théorie de linéarisation :.....	40
•	Opérateurs de Lie (dérivée et crochet de Lie).....	41
a.	Dérivées de Lie	41
2.4.2	Linéarisation entrées/sorties :	46
2.4.3	Problème de linéarisation entrée-sortie :	47
2.4.4	Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties :	49
2.4.5	Dynamique d'ordre zéro :	51
2.4	Conclusion :	51
Chapitre3	Simulation de la commande par linéarisation entrée-sortie.....	53
3.1	Introduction.....	54
3.2	Commande par linéarisation entrée sortie :	54
3.3	Modèle d'état du moteur asynchrone :	54
3.4	Commande vitesse –flux :	55
3.5	Calculer de la commande $V1$: vitesse	58
3.5.1	1 ^{re} Test d'inversion le sens de rotation :	59
3.5.2	2ème test robustesse variation de C_r (2s) et R_r (4s) :	60
3.5.3	3eme test basse et haute vitesse :	61
3.6	Interprétation des graphes :	62
3.7	Conclusion :	63

Liste des figures :

Figure1.2 : Représentation schématique d’une machine asynchrone.....	18
Figure 1.3 : Schéma de passage de système triphasé vers système biphasé.....	22
Figure1.4 : Représentation schématique d’une machine asynchrone biphasée dans le repère ($\alpha \beta$) ...	24
Figure1.5 : Représentation schématique machine asynchrone biphasée dans le repère (x,y)	25
Figure1.6 : Représentation schématique d’une machine asynchrone biphasée dans le repère.....	26
Figure1.7 : Schéma d’un onduleur de tension triphasé avec sa charge	29
Figure1.8 : Schéma de simulation d’une machine asynchrone alimentée en tension.....	30
Figure1.9 : Résultats de simulation de la MAS sans onduleur.....	31
Figure1.10 : Résultats de simulation de la MAS avec onduleur.	32
Figure2.1 : Structure de commande en boucle fermée.....	42
Figure2.2 : Représentation d’êta.....	49
Figure2.3 : schéma bloc système Linéarise	55
Figure2.4 : dynamique du système linéarise.....	55
Figure3.1 :Schéma de bloc B1.....	63
Figure3.2 : Schéma de bloc B2.....	64
Figure3.3 : schéma de bloc nouvelle commandes.....	65
Figure3.4 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (Couple, flux).....	65
Figure3.5 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (Courant).....	65
Figure3.6 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (flux).....	66
Figure3.7 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (vitesse).....	66
Figure3.8 : résultat de simulation de la commande par linéarisation E-S de MAS (couple, flux).....	66
Figure3.9 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (courant).....	67
Figure3.10 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (flux).....	67
Figure3.11 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (vitesse).....	67
Figure3.12 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de	

MAS (couple, flux).....	68
Figure3.13: résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (courant).....	68
Figure3.14: résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (flux).....	68
Figure3.15: résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS(vitesse).....	69

Liste des Symboles :

x	: Vecteur d'état.
s, r	: Indices indiquant le stator et le rotor respectivement.
a, bc	: Indices indiquant les trois phases du moteur asynchrone.
α, β	: Indices indiquant le repère fixe lié au stator de la machine asynchrone.
d, q	: Indices indiquant le repère $d - q$ tournant avec le flux du rotor.
x, y	: Indices indiquant le repère $x - y$ tournant avec le champ tournant.
$\Phi_{sabc}\Phi_{rabc}$: Flux crée par les trois phases statorique et rotorique.
$i_{sabc}i_{rabc}$: Courants des trois phases statorique et rotorique.
$u_{sabc}u_{rabc}$: Tensions des trois phases statorique et rotorique.
$\Phi_{s\alpha\beta}\Phi_{r\alpha\beta}$: Flux crée par le statorique et le rotorique dans le repère $\alpha - \beta$.
$i_{s\alpha\beta}i_{r\alpha\beta}$: Courants statorique et rotorique dans le repère $\alpha - \beta$.
$u_{s\alpha\beta}u_{r\alpha\beta}$: Tensions statorique et rotorique dans le repère $\alpha - \beta$.
$i_{sxy}i_{rxy}$: Courant statorique et rotorique équivalents dans le repère $x - y$.
$u_{sxy}u_{rxy}$: Tension statorique et rotorique équivalents dans le repère $x - y$.
$\Phi_{sxy}\Phi_{rxy}$: Flux statorique et rotorique équivalents dans le repère $x - y$.
R_s	: Résistant R_r ce statorique et rotorique.
L_s	: Inductance propre de la phase du stator.
L_r	: Inductance propre de la phase du rotor.
M_{sr}	: Inductance mutuelle entre une phase de stator et de rotor.
M	: Inductance mutuelle équivalente.
Ω	: Vitesse mécanique de la machine en (rad/s).
$\Omega_s\Omega_r$: Vitesse statorique et rotorique.
θ	: Position angulaire du rotor par rapport au stator.
θ_s	: Position angulaire du repère (d, q) par rapport au stator.
θ_r	: Position angulaire du repère (d, q) par rapport au rotor.
P	: Nombre de pair de pôles.
C_e	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple résistant. : Couple de démarrage
g	: Glissement.
f	: Coefficient de frottement visqueux.
J	: Moment d'inertie du rotor.
δ	: Coefficient de dispersion.
S	: Opérateur dérivé de Laplace.

Liste des symboles :

T_r	: Constante de temps du rotor.
T_s	: Constante de temps du stator.
W_e	: Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.
f	: Opérateur de Lie de la fonction h dans la direction f .
∇	: Gradient.
r_i	: Degré relatif. N : Ordre de système.
$D(x)$: Matrice de découplage.
$[L]$: Matrice de gain.
e	: Erreur d'estimation d'état.

Introduction

Générale :

Introduction générale :

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles. La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse. De part sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe. De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone à cage. L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple. [1]

La commande non-linéaire par linéarisation est une autre alternative pour découpler la commande de la machine asynchrone tout en assurant une linéarisation parfaite quel que soit les profils des trajectoires imposés au système. Les techniques de la commande non-linéaire sont basées sur la théorie de la géométrie différentielle, Parmi ces techniques, la technique de linéarisation aux sens des entrées-états et entrées-sorties sont les plus importantes [2]

le premier chapitre, sera consacré pour la modélisation de la machine asynchrone en utilisant la transformation triphasé-biphasé. Nous avons simulé numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone associée à un convertisseur statique.

Le deuxième chapitre sera consacré aux notions mathématiques qui servent à la compréhension de la technique de linéarisation entrée-sortie. Les étapes à suivre afin de transformer la dynamique du système non linéaire d'une forme compliquée vers une autre plus simple à travers la transformation des coordonnées sans perdre sa dynamique originale seront étalés par la suite. [4]

Le troisième est une application de la technique présentée au deuxième chapitre, tel que, nous allons concevoir un contrôleur non linéaire basé sur la technique de linéarisation aux sens des entrées-sorties afin de réguler le flux et le couple électromagnétique, nous simulerons le système pour tester l'efficacité de la commande développée au découplage flux/couple. [4]

Chapitre 1 :

Modélisation de la

machine

asynchrone

1.1 Introduction

Modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS). Dans un premier lieu, on donnera de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (Equations électriques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel, biphasé cette fois. Dans un dernier lieu, on donnera la simulation numérique des différentes grandeurs de la MAS. [5]

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. [6]

La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps. Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite «transformation de Park», qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse. [7]

Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la modélisation de la machine asynchrone par:

- La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices.
- La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park.
- La mise sous forme d'équation d'état.

1.2 Définition de la machine asynchrone :

On appelle machine asynchrone toute machine, qui, ayant $(2p)$ pôles et étant reliée à un Réseau de fréquence f_s , ne tourne pas exactement à la vitesse asynchrone $(60 * f_s / \pi)$. On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique.

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types : [8]

- Les machines d'induction.
- Les machines à collecteurs.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de Moteur Asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est Caractérisée par Une Armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator) f_s [9].

1.2.1 Description de la machine :

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse L'intérieure de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier [10].

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [11].

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de Ω_r , exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à Ω_s exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω_r est généralement inférieure à Ω_s et on a :

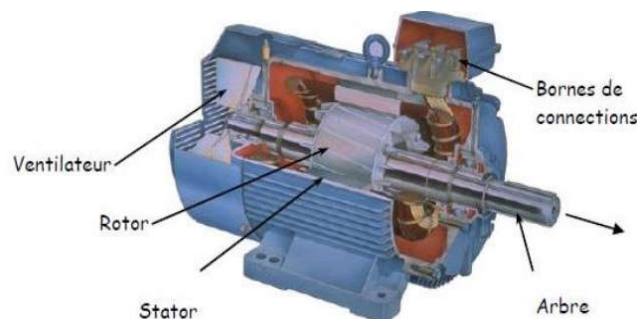


Figure1.1 : Vue éclatée de la machine asynchrone.

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (1.1)$$

Avec :

ω_s : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator

P : nombre de pair de pôle de la force magnétomotrice résultante.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles

Identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court-circuit, la vitesse

De rotation du rotor est inférieure à ω_s , et on note :

g: Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (1.2)$$

1.2.2. Avantages et inconvénients la machine asynchrone :

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux Mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant :

Tableau 1.1 : avantage et l'inconvénient 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.

1.3 Modélisation de la machine asynchrone :

La modélisation est la description mathématique d'un système, elle est une Etape Nécessaire pour étudier les machines électriques.

La détermination du modèle mathématique de la machine est très complexe. Alors pour simplifier cette étude en utilise la transformation de PARK. [13]

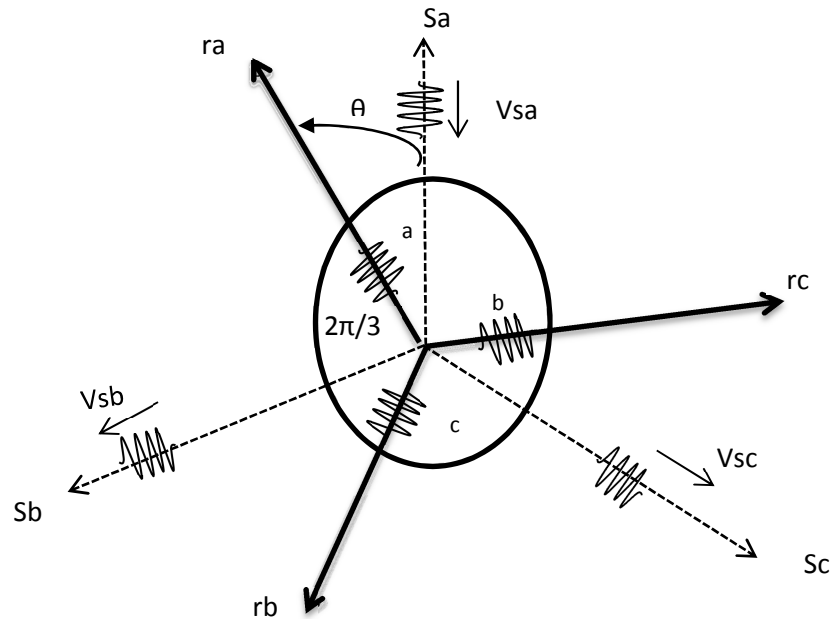


Figure1.2 : Représentation schématique d'une machine asynchrone.

1.3.1 Mise en équations de la MAS:

Dans le cadre de ses hypothèses on distingue trois types d'équations qui définissent entièrement son comportement à savoir :

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

a) Equations électriques :

En appliquant la loi de Faraday sur le schéma dans la figure (I.4) pour chaque phase de la MAS on obtient.

$$V = R_i + \frac{d\phi}{dt} \quad (1.3)$$

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sabc}] \quad (1.4)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rabc}] \quad (1.5)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d}{dt}(\phi_{sa}) \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d}{dt}(\phi_{sb}) \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d}{dt}(\phi_{sc}) \end{cases} \quad (01.7)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r I_a + \frac{d}{dt}(\phi_{ra}) \\ V_{rb} = R_r I_b + \frac{d}{dt}(\phi_{rb}) \\ V_{rc} = R_r I_c + \frac{d}{dt}(\phi_{rc}) \end{cases} \quad (1.9)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

R_s : Résistance propre d'une phase statorique.

R_r : Résistance propre d'une phase rotorique.

NB : Les tensions des phases rotorique sont nulles par ce qu'elles sont court-circuitées

b) Equations magnétiques :

$$[\phi_{sabc}] = [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (1.11)$$

$$[\phi_{rabc}] = [L_{rr}][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \quad (1.12)$$

En écrit sous forme matricielles :

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$[\phi_s] = [\phi_{sa} \phi_{sb} \phi_{sc}]^t$; $[\phi_r] = [\phi_{ra} \phi_{rb} \phi_{rc}]^t$ Vecteurs de flux statorique et rotorique respectivement.

$$[I_r] \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} ; [I_s] \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Tel que : $[M_{sr}] = [M_{rs}]^t$

$$[M_{rs}]^t = [M_{sr}] \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Cette dernière matrice $[M_{sr}]$ est nommée inductance mutuelle entre le rotor et le stator.

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases de stator.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases de rotor.

$[M_{rs}]$: Transposé de l'inductance mutuelle entre le rotor et le stator.[13]

L'angle θ Ecart angulaire entre les axes des phases du stator et rotor A partir d'équation et, on obtient finalement les équation de la machine.

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}][I_{rabc}]) \quad (1.16)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} ([M_{rs}][I_{sabc}]) \quad (1.17)$$

c) Equation mécanique :

L'étude des régimes transitoires fait intervenir en plus des grandeurs électriques (tension, courant), les grandeurs mécaniques (vitesse, couple). Lorsque la vitesse angulaire est constante le couple résistant appliqué à l'arbre de la machine est équilibré par le couple électromagnétique l'équation d'équilibre s'écrit, l'équation mécanique est donnée par [14]:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - F_\Omega \quad (1.18)$$

J: Moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple de charge.

F: Coefficient de frottement.

Ω : La vitesse angulaire du rotor, ou la vitesse mécanique du rotor.

1.4 Transformation du système triphasé vers système biphasé.

1.4.1 Transformation de PARK :

On utilise la transformation de Park pour le passage du système réel vers un autre système simplifié, avec une conversion de puissance et la réciprocité des inductances mutuelles. Le principe de cette transformation consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indice réel (a, b, c) par grandeur d'indice (u.v., 0) à l'aide de la matrice de Park qui est définie comme suit :

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

L'angle θ dans la matrice P (θ) prend la valeur pour les grandeurs statorique et la valeur ($\theta - \theta$) Pour les grandeurs rotorique.

D'autre part :

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

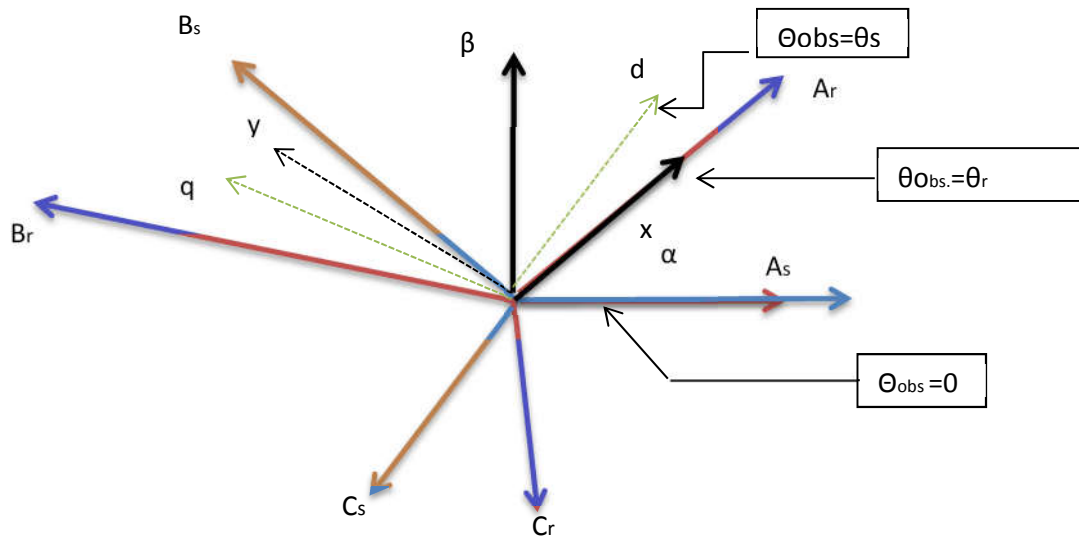


Figure1.3 : Schéma de passage de système triphasé vers système biphasé

Application de la transformation de Park sur la machine asynchrone :

θ_s : L'angle pour le stator.

θ_r : L'angle pour le rotor.

La transformation de Park appliqué sur le système d'équations.

a) Equations Electriques :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc}] \tag{1.21}$$

$$[P(\theta)^{-1}][V_{dqdo}] = [R] [P(\theta)^{-1}][i_{dqo}] + \frac{d}{dt} \left[[P(\theta)^{-1}] [\phi_{dqo}] \right] \tag{1.22}$$

$$V_{uvo}] = [R][i_{uvo}] + \frac{d}{dt} [\phi_{uvo}][P(\theta)] + \left[\frac{d}{dt} [P(\theta)^{-1}] \right] [\phi_{dqo}] \tag{1.23}$$

$$[P(\theta)] \left[\frac{d}{dt} [p(\theta)^{-1}] \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \tag{1.24}$$

Ou $\frac{d}{dt} \theta_s = \omega_s$

Tel que : $\theta = \theta_s$ pour les grandeurs statorique.

$\theta = \theta_r$ Pour les grandeurs rotorique.

On remplace la relation dans on obtient Le modèle électrique dynamique pour L'enroulement Triphasé équivalent :

$$[V_{sdq}] = [R_s][i_{sdq}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sdq}] + \omega_s \begin{bmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Sous forme développé :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.26)$$

b) Equation de rotor :

$$\begin{cases} V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (1.27)$$

c) Equations Electromagnétiques :

Le procédé est le même que les équations électrique :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rab}]$$

En applique la transformer de Park on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (1.28)$$

1.5 Choix du référentiel :

L'étude analytique des machines asynchrones à l'aide des composantes de Park nécessite l'utilisation de référentiel, le choix est dépend du type de problème à étudier .[14]

1.5.1 Référentiel lie au stator (α, β) :

Lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation, il traduit par la condition suivante :

$$\frac{d}{dt} \theta_s = 0$$

$$\begin{cases} V_{S\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} \\ V_{S\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} + \omega_r \varphi_{r\beta} - \omega_r \varphi_{r\alpha} \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} - \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (1.29)$$

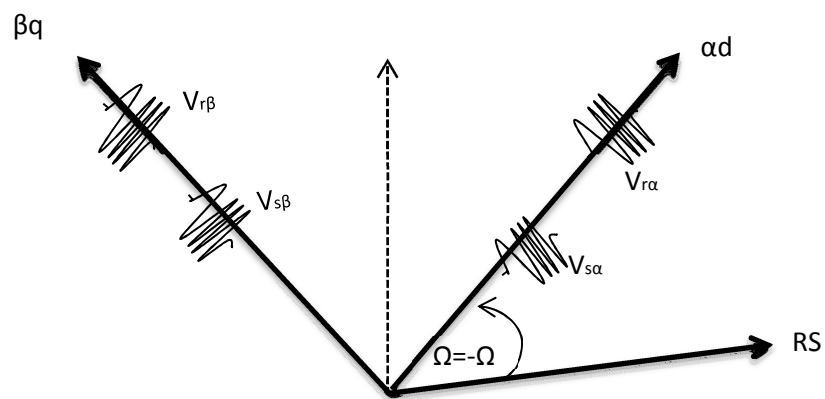


Figure1.4 : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère ($\alpha \beta$)

1.5.2 Référentiel lié au rotor (x,y) :

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

$$\frac{d}{dt} \theta_r = 0$$

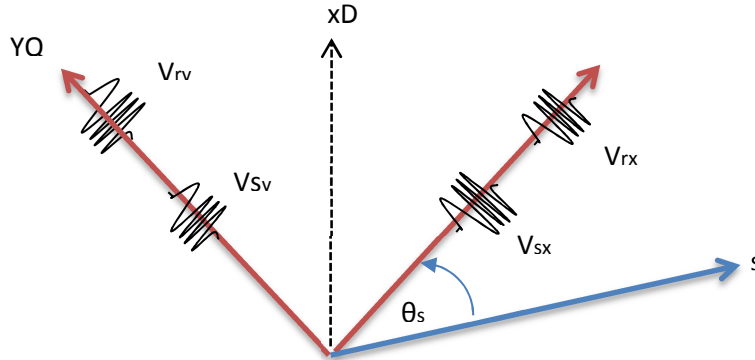


Figure1.5 : Représentation schématique machine asynchrone biphasee dans le repère (x,y)

$$\begin{cases} V_{sy} = R_s I_{sx} + \frac{d}{dt} \varphi_{sx} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sy} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sy} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rx} = R_r I_{rx} + \frac{d}{dt} \varphi_{rx} \\ V_{ry} = R_r I_{ry} + \frac{d}{dt} \varphi_{ry} \end{cases} \quad (1.30)$$

1.5.3 Référence lie au champ tournant :

Les conditions : $\frac{d}{dt} \theta_s = \omega_s$

a) Les équations électriques :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (1.31)$$

b) Les équations magnétiques :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (1.32)$$

c) L'expression de couple :

$$p = \frac{2}{3} [V_{sd} V_{sq}] \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

$$P = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} = \left(R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - W_s \varphi_{sq} \right) I_{sd} + \left(R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + W_s \varphi_{sd} \right) I_{sq} \quad (1.33)$$

$$p = \frac{2}{3} R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \frac{2}{3} \left(i_{sd} \frac{d}{dt} \varphi_{sd} + i_{sq} \frac{d}{dt} \varphi_{sq} \right) + \frac{2}{3} (i_{sd} \varphi_{sq} + i_{sq} \varphi_{sd}) \quad (1.34)$$

$\frac{2}{3} R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2)$ Les pertes joules

$\frac{2}{3} \left(i_{sd} \frac{d}{dt} \varphi_{sd} + i_{sq} \frac{d}{dt} \varphi_{sq} \right)$. L'échange d'énergie (la puissance réactive)

$\frac{2}{3} (i_{sd} \varphi_{sq} + i_{sq} \varphi_{sd})$: La puissance électromagnétique.

$P_{em} = C_{em} \Omega_s$ et $w_s = P \Omega_s$

$$C_{em} = p \frac{P_{em}}{w_s} \quad \text{donc:} \quad C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd})$$

Le couple est reliée avec vecteur d'état choisir.

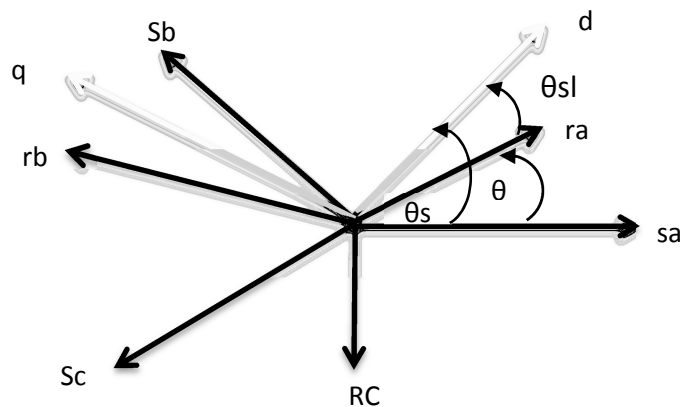


Figure1.6 : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère.

1.6 Modèle d'état de la MAS :

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

$$[X] [A][X]' + [B][U]$$

$$[y] = [C][X]$$

$$[\dot{X}] = F(x) + [g][U]$$

Avec :

$$[X] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

$$[U] = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

$$[y] = \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{s\beta} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\alpha} K w \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma_{1s}} U_{s\alpha} \\ i_{s\alpha} = -\gamma i_{s\beta} - K w \phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma_{1s}} U_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - w \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + w \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \end{array} \right. \quad (1.38)$$

$$\Omega = \frac{PM}{J_{Lr}} [\phi_{r\alpha} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}] - \frac{C_{em}}{J} - \frac{F\Omega}{J} \quad (1.39)$$

$$A = A_1 + A_2 + A_3 \quad (1.40)$$

$$[A_1] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma T_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{\sigma T_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

$$[A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

$$[A_3] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1-\sigma}{L_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma L_r M} & 0 \\ 0 & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_r}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma L_r M} \\ \frac{M}{L_r} & 0 & \frac{-1}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{L_r} & 0 & \frac{-1}{L_r} \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

$$A = A_1 + \omega A_2 + R_r A_3 \quad (1.44)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{K}{T_r} & k_\omega \\ 0 & -\gamma & k_\omega & \frac{K}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

1.7 Modulation de l'onduleur de tension a MLI :

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension Alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension Continue et il est constitué de cellule de commutation généralement transistor ou Thyristor pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par Modulation de largeur d'impulsion (MLI). 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. [15]

$S_{abc} = 1$: Interrupteur du demi-bas haut (a, b ou c)fermé.

$S_{abc} = 0$: Interrupteur du demi-bas bas (a, b ou c)fermé. La figure (1.6) montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge :

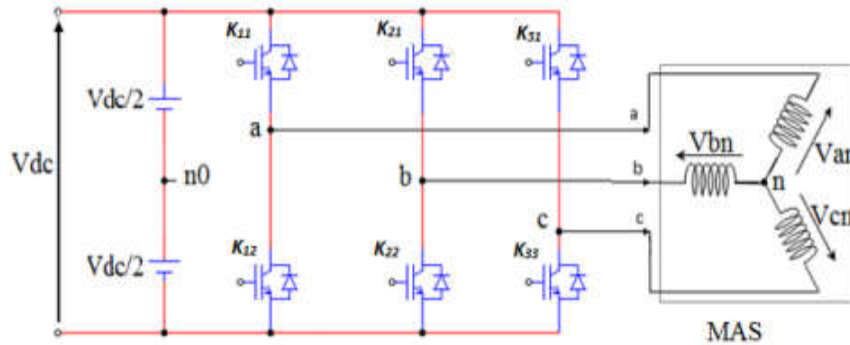


Figure1.7 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

Pour les tensions composées U_{ab} , U_{bc} , et U_{ca} , on a :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (1.48)$$

U_{ao} , U_{bo} , et U_{co} : peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit « n » L'indice du point neutre du côté alternatif. On a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (1.49)$$

U_{an} , U_{bn} , et U_{cn} sont les tensions simples de la machine et U_{no} :

est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « o ».

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (1.50)$$

La substitution de l'équation dans l'équation, on obtient :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (1.51)$$

En remplaçant l'équation dans l'équation, on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (1.52)$$

1.8 Simulation de MAS :

La simulation a été effectuée par le logiciel «Simulink» sous Matlab. Dans cette partie on présentera la simulation numérique d’une machine asynchrone triphasée alimentée directement par un réseau standard (220v/380v), on alimente la machine par une source de tension sinusoïdale de la valeur efficace 220v de la fréquence représentée le schéma bloc de simulation d’une machine asynchrone, ce machine élaboré à partir des équations d’état. L’équation du couple électromagnétique. Et L’équation du mouvement.

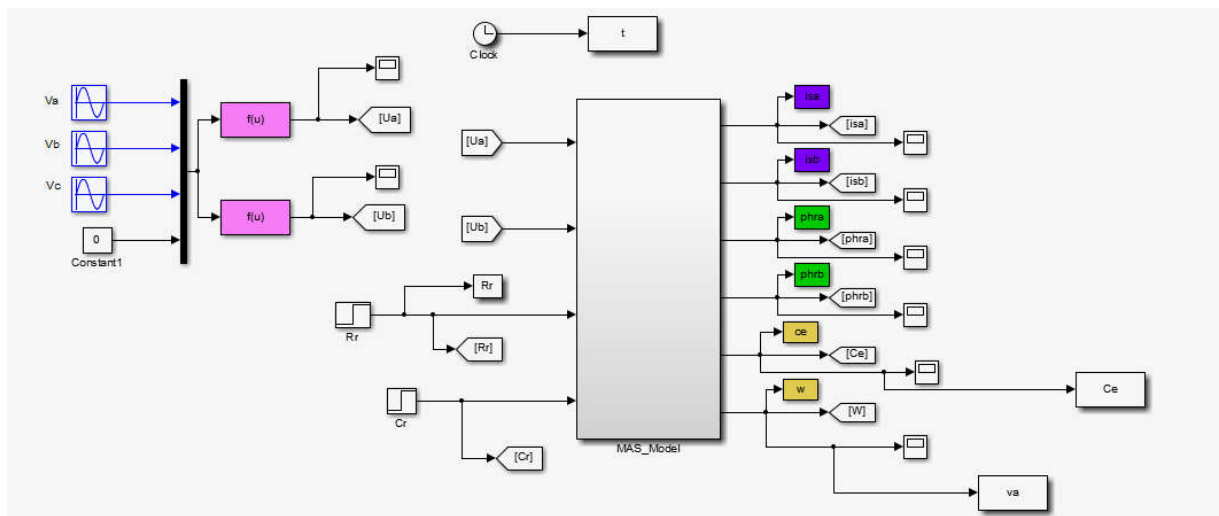


Figure1.8 : Schéma de simulation d’une machine asynchrone alimentée en tension

1.8.1 Résultats de simulation de la MAS sans onduleur :

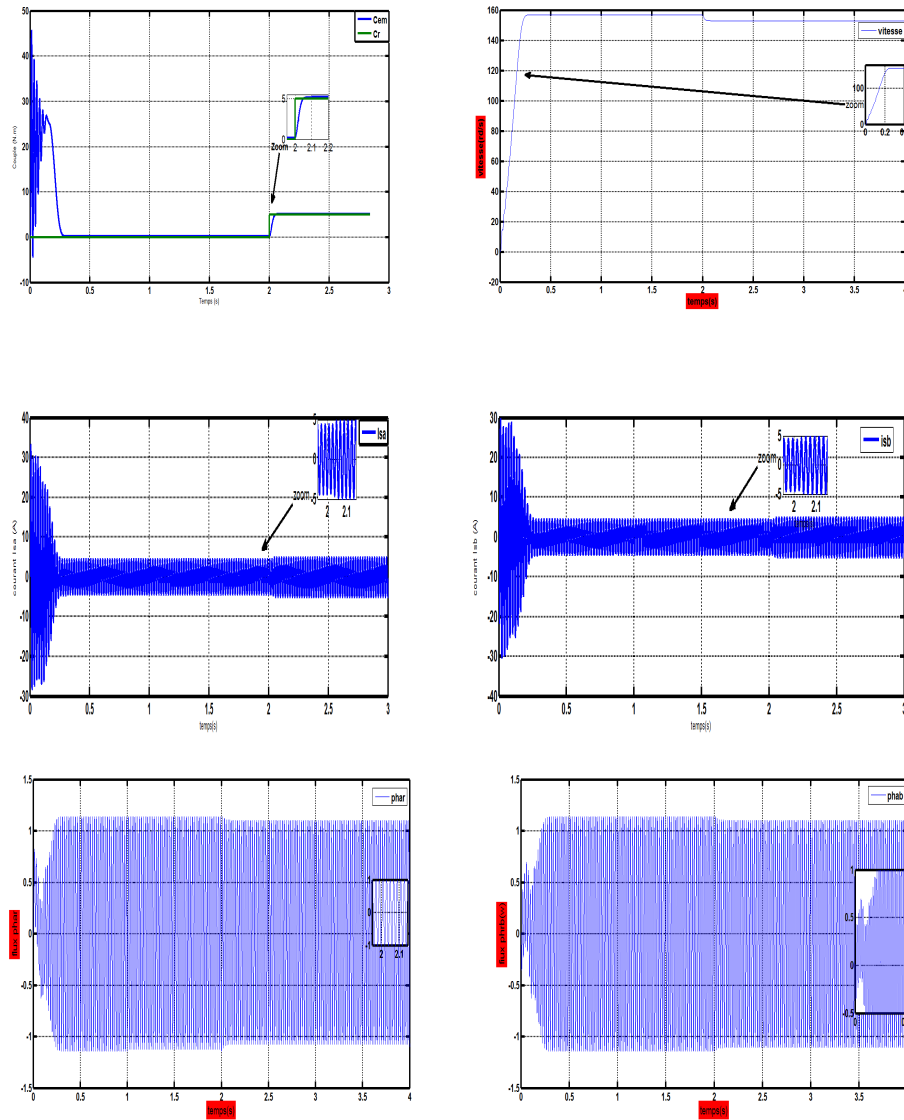


Figure1.9 : Résultats de simulation de la MAS sans onduleur

1.8.2 Résultats de simulation de la MAS avec onduleur :

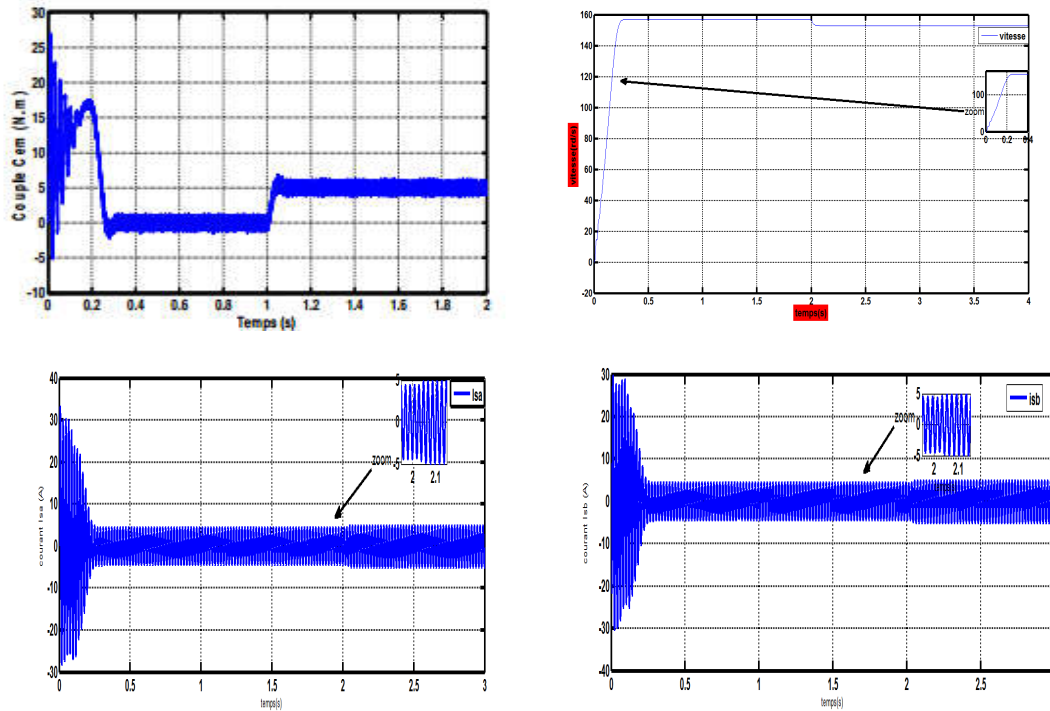


Figure1.10: Résultats de simulation de la MAS avec onduleur.

1.8.3 Interprétation des résultats :

L'allure de la vitesse oscille dans les premiers instants, puis la vitesse se stabilise à cette valeur nominale. En appliquant la charge à l'instant, on observe une légère baisse la vitesse. Par conséquent, le couple électromagnétique évolue avec le temps., le couple électromagnétique pulse fortement, il atteint une valeur (35 N.m) puis tend à s'accélérer Fonctionnement à vide. L'application d'une charge entraînera La valeur correspondant au couple appliqué. Evolution du flux rotor dans le temps. Immédiatement Au démarrage, la forme du flux du rotor oscille avec de petites oscillations puis se stabilise à Valeur nominale, une réduction du flux peut être observée lors de l'application charge

Avec Onduleur :

La similarité des résultats obtenus lorsque le dispositif onduleur de tension est alimenté est montrée. Nous avons observé une augmentation du temps de réponse au démarrage pour les fonctionnalités de vitesse. En raison de la fluctuation du couple électromagnétique à l'état

stable, l'utilisation d'onduleurs PWM peut entraîner des harmoniques. Des fluctuations peuvent être observées sur la courbe de courant en raison de l'utilisation d'un transformateur statique.

1.9 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone alimenté Par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrices. Après, nous avons utilisé la transformation du Concordia pour éviter la complexité des équations différentielles.

Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation. Puis on a passé à la deuxième partie qui s'agit d'alimentation de la machine par un onduleur de tension, dans le chapitre suivant on montre une étude théorique de la commande par E/S.

Chapitre2 :
théories de la
commande par
linéarisation entrées –
sorties

2.1 Introduction :

Le caractère linéaire est généralement une idéalisation car la plupart des systèmes physiques ou autres sont en réalité non linéaires.

Pour des raisons de simplicité le modèle ayant servi pour la conception de la loi de commande ne tient pas toujours compte de certains phénomènes tels que les perturbations, les frottements, les dynamiques rapides[16].

Ce chapitre est organisé de la manière suivante : après avoir décrit les deux familles des modèles, à savoir linéaires et non linéaires, avec quelques caractéristiques des systèmes. Nous présentons quelques éléments complémentaires qui favorisent la bonne compréhension, c'est à dire les notions de stabilité, de Commandabilité, de performance etc. Puis nous traitons quelques notions mathématiques qui seront utiles pour la linéarisation.

Enfin, nous décrivons en détails les étapes principales pour la conception de la commande par linéarisation au sens entrée/sortie des systèmes non linéaires d'une forme compliquée vers une autre plus simple à travers la transformation de coordonnées sélectionnées.

Cela diffère tout à fait de la linéarisation conventionnelle, parce que la linéarisation de la réaction est accomplie par transformation de la réaction de l'état exacte, plutôt que par approximations linéaires de la dynamique. Avant de décrire les étapes à suivre pour linéariser un système, on aborde quelles que notions mathématiques qui seront nécessaires à la bonne compréhension de la technique.

2.2 Généralités sur les systèmes linéaires et non linéaires :

2.2.1 Systèmes linéaires :

Considérons ici un système linéaire de la forme :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \tag{2.1}$$

$$y(t) = Cx(t)$$

Où : vecteur d'état $x(t) \in R_n$, l'entée $u(t) \in R_m$ et la sortie $y(t) \in R_p$

Définition : Un système linéaire obéit au principe de superposition défini par les propriétés d'additivité et d'homogénéité.

- **Additivité** : Si les entrées $u_1(t), u_2(t), \dots, u_n(t)$ entraînent respectivement les réponses $x(t), x_1, \dots, x_2(t)$ alors l'entrée $x_n(t) + u_1(t) + u_2(t) \dots u_n$ entraîne la réponse $x_1(t) + x_2(t) + \dots + x_n(t)$.
- **Homogénéité** : Si l'entrée $u(t)$ est multipliée par un facteur k constant, alors la sortie $x(t)$ est multipliée par ce même facteur. On dit qu'il y a proportionnalité de l'effet à la cause. Cette définition peut être étendue à des termes intégraux ou dérivés, donc aux systèmes dynamiques : Un système dynamique linéaire est un système qui peut être décrit par une équation différentielle à coefficients constants.

La forme générale de système linéaire est donnée par :

$$\sum_{i=0}^n a_i \frac{d^i x(t)}{dt^i} = \sum_{i=0}^n b_i \frac{d^i u(t)}{dt^i} \quad (2.2)$$

Où $x(t)$ et $u(t)$ sont respectivement les grandeurs de sortie et d'entrée.

2.2.2 Systèmes non linéaires :

Un tel système est non linéaire s'il n'est pas équivalent à un système linéaire dans un sens à préciser. Plusieurs relations d'équivalence peuvent être introduites, donnant des classifications très différentes si le système est commandé ou non. Un système non linéaire commandé est un ensemble d'équations (différentielles par exemple) non linéaires, décrivant l'évolution temporelle des variables constitutives du système sous l'action d'un nombre fini de variables indépendantes appelées entrées ou variables de commande, ou simplement commandes, que l'on peut choisir librement pour réaliser certains objectifs. On connaît de nombreux exemples parmi les systèmes mécaniques, électriques ou chimiques : satellites, avions, hélicoptères, automobiles, robots industriels, appareils biomédicaux, etc....

2.2.3 Systèmes asservis :

L'étude des systèmes est destinée à commander au mieux les différents processus rencontrés. Il existe deux solutions pour commander un système :

A. Commande en boucle ouverte (BO) :

On dit que le système est commandé en boucle ouverte si le signal de commande est indépendant du signal de sortie. Les avantages de cette structure de commande sont la simplicité et peu coûteuses, mais malheureusement ses applications sont limitées à cause des imprécisions particulièrement là où la grande précision est demandée et où les paramètres du système à commander sont variantes.

B. Commande en boucle fermée (BF) :

Pour améliorer les performances d'une commande, il est indispensable d'observer les sorties du système pour les comparer à ce que l'on désire obtenir. Dans ce deuxième type de commande, les sorties du système se sont contrôlées. C'est à ce niveau que l'on rencontre la notion de système asservi. Un système asservi est un système dont le rôle consiste essentiellement à établir une correspondance définie entre une ou plusieurs grandeurs d'entrée, de faibles niveaux énergétiques, et une ou plusieurs grandeurs de sortie de niveaux énergétiques plus élevés. Un système asservi est caractérisé par la présence de:

- Chaînes directes :

Elles comprennent des éléments d'amplifications et éventuellement, des convertisseurs de puissance, en liaison avec les sources d'énergie.

- Chaînes de retour :

Elles se sont constituées d'éléments de précision généralement passifs. Ce ne sont pas des chaînes de puissance ; elles transmettent à l'entrée des informations sur les grandeurs de sortie. Ces informations sont comparées aux signaux d'entrée au moyen des comparateurs. Ces derniers élaborent les différences ou écarts entre les signaux d'entrée et les informations images des signaux de sortie. La forme générale est donnée par la figure suivante :

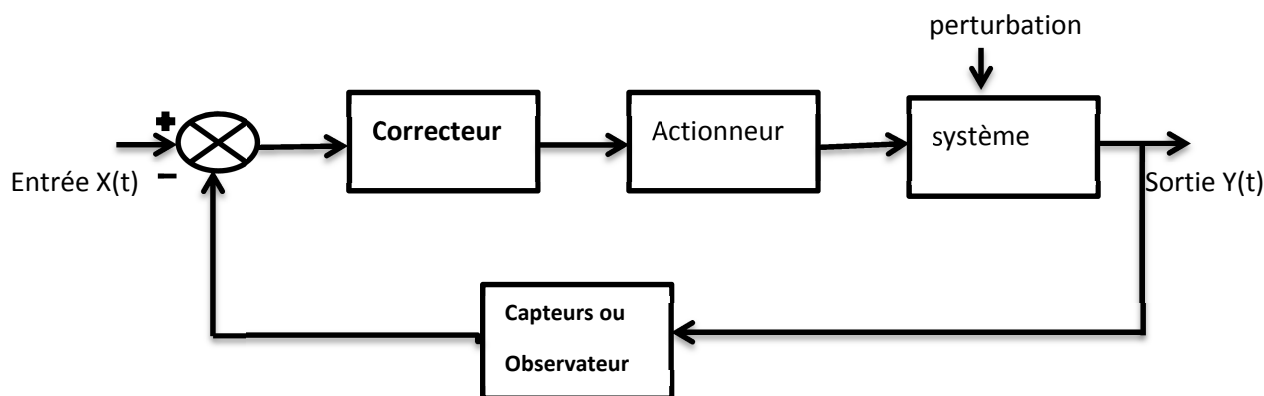


figure.2.1: Structure de commande en boucle fermée

2.2.4 Performances d'un système asservi :

On peut résumer les performances d'un système asservi en trois qualités fondamentales, la précision, la stabilité et la rapidité.

➤ **Précision :**

La précision d'un système est définie à partir de l'erreur entre la grandeur de consigne et la grandeur de sortie, on distingue la précision statique qui caractérise la limite de l'erreur au bout d'un temps infini pour une entrée donnée, c'est à dire le régime permanent et la précision dynamique qui tient compte des caractéristiques d'évolution du système en régime transitoire.

➤ **Stabilité**

Un système est stable si pour une entrée X de référence constante, la sortie Y tend vers cette constante. On peut citer plusieurs critères pour vérifier la stabilité d'un système : Critère algébrique de Routh-Hurwitz, Critère de Naquit (Critère du revers dans le plan de Black et Critère simplifié du revers)...

Définition :

(Stabilité asymptotique) Le problème de la stabilité asymptotique consiste à chercher une loi de commande u telle que :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) \rightarrow 0. \quad \forall x(0) \in \Gamma$$

Lorsque la loi de commande s'exprime directement en fonction de la mesure on parle de loi de commande statique.

Lorsque la loi de commande s'exprime comme une équation différentielle entre la commande u et la mesure y , on parle de loi de commande dynamique.

➤ **Rapidité :**

En règle générale, un système a une rapidité satisfaisante s'il se stabilise à son niveau constant en un temps jugé satisfaisant.

2.2.5 Commandabilité d'un système :

La problématique générale consiste à commander un système de manière à ce qu'il évolue, depuis un état initial constant, vers un état final déterminé en un temps fini. En représentation d'état, il s'agira de déterminer le signal de commande $u(t)$ entre deux instants donnés, t_1 et t_2 , pour amener le système de l'état $x(t_1)$ vers un état $x(t_2)$ désiré toujours en un temps fini.

a) Commandabilité vers 0 :

Un système est dit commandable à l'instant t_1 s'il est possible de déterminer un signal $u(t)$ sur l'intervalle $[t_1, t_2]$ de manière à amener le système de l'état $x(t_1) = x_1$ vers l'état $u(t)$ sur l'intervalle $[t_1, t_2]$ de manière à amener le système de l'état $x(t_1) = x_1$ l'état $x(t_2) = 0$ si un système est commandable quel que soit t_1 , il est dit complètement commandable.

b) Accessibilité :

Un système est dit accessible à l'état x_2 s'il est possible de déterminer un signal d'entrée $u(t)$ sur l'intervalle $[t_1, t_2]$ de manière à amener le système d'un état $x(t_1) = x_1$ vers l'état $x(t_2) = x_2$.

Un système est complètement commandable s'il est possible, quel que soit l'intervalle $[t_1, t_2]$ et quel que soit l'état x_2 , de déterminer le signal de commande $u(t)$ sur l'intervalle $[t_1, t_2]$ qui amène le système de n'importe quel état $x(t_1) = x_1$ vers l'état voulu $x(t_2) = x_2$.

2.2.6 Observabilité d'un système :

Il est important pour la commande des systèmes en boucle fermée, d'être capable de mesurer un signal de sortie. En représentation d'état, il nous importe d'être capable de connaître à chaque instant, l'état du système, autrement dit, pouvoir déterminer le vecteur d'état $x(t)$. Certaines variables d'état sont très faciles à mesurer. Soit par placement d'un capteur à l'intérieur de système, peut nous donner accès à l'information recherchée, donc la variable d'état est mesurable. Par contre dans autre cas, cette investigation directe n'est pas possible.

En revanche, elle peut, tout en étant non mesurable, influencer la sortie $x(t)$ du système. Il est alors possible, à partir de la mesure de la sortie, de déduire la grandeur considérée. On dit que celle-ci est observable.

Donc, La propriété d'observabilité d'un tel système correspond au fait que, l'état $x(t)$ peut être déterminé sur tout intervalle $[t_1, t_2]$ à partir de la connaissance de $u(t)$ et $y(t)$.

Définition

Le système est observable si étant donné l'instant t_0 , il existe un instant t_1 fini tel que la connaissance de $y(t_0, t_1)$ et $u(t_0, t_1)$ permette de déterminer de manière unique l'état $x(t_2) = t_0$ ceci quel que soit l'entrée du système [17],[18]

2.3 Théorie de linéarisation :

La linéarisation par retour entrée-sortie est une approche d'un modèle du contrôle non linéaire qui a attiré ces dernières années beaucoup de recherches [19], [20], [21], [22]...

L'idée principale est de transformer d'une manière algébrique la dynamique des systèmes non linéaires (complètement ou en parties) en linéaires, afin que les techniques du contrôle linéaire puissent être appliquées. Dans ce cas, la dynamique des systèmes non linéaires ne perd rien de ses propriétés du fait que la linéarisation ne fait que transformer cette dynamique d'une forme compliquée vers une autre plus simple à travers la transformation de coordonnées sélectionnées.

Cela diffère tout à fait de la linéarisation conventionnelle (Jacobin), parce que la linéarisation de la réaction est accomplie par transformation de la réaction de l'état exacte, plutôt que par approximations linéaires de la dynamique.

Avant de décrire les étapes à suivre pour linéariser un système, on aborde quelles notions mathématiques qui seront nécessaires à la bonne compréhension de la technique.

2.4.1. Outils mathématiques :

Soit le système non linéaire :

$$\sum = \begin{cases} \dot{y} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2.3)$$

Où l'état $x \in R_n$ l'entrée $u \in R_m$ la sortie $y \in R_p$, et les entiers de f , g et h sont des fonctions

- **Gradient**

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

$$(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}.$$

D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur $f(x)$ est défini par le Jacobin de f (matrices de $(n \times n)$) comme suit :

$$(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j}$$

- **Opérateurs de Lie (dérivée et crochet de Lie)**

- a. **Dérivées de Lie**

Définition : Soit h une fonction de classe \mathbf{C}^1 de \mathbf{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.[23]

$$L_f h(x) = \left. \frac{d}{dt} h(X_t(x)) \right|_{x=0} = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial h}{\partial x_i}(x) \quad (2.4)$$

Par cette formule, un champ de vecteurs f quelconque est identifié à l'opérateur différentiel linéaire du premier ordre comme suit :

$$L_f = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial}{\partial x_i} \quad (2.5)$$

Exemple 1 : Dans un intervalle ouvert U de \mathbf{R}_2 de coordonnées (x, t) , considérons le champ $\mathbf{f}(t, \mathbf{x}) = \begin{pmatrix} v \\ 1 \end{pmatrix}$ où v est une constante arbitraire, et la fonction $h(t, x) = x - v t$ de U dans \mathfrak{R} . La dérivée de Lie de la fonction h le long du champ f est donnée par :

$$L_f h(x, t) = \sum_{i=1}^n f_i \frac{\partial h}{\partial x} = \frac{dh}{dt} = \frac{\partial h}{\partial x} v + \frac{\partial h}{\partial t} \cdot 1 = v - v = 0 \quad (2.6)$$

La définition précédente, peut être réécrite comme suit : Soient $f: R_n \rightarrow R_n$ champs de Vecteurs et $h: R_n \rightarrow \mathfrak{R}$ une fonction scalaire. On introduit la dérivée de Lie comme étant une Nouvelle fonction scalaire, notée $L_f h$, donnant la dérivée $h(x)$ dans la direction de $f(x)$, tel Que :

$$L_f L_f h = \nabla h f = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ f_n \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

L'opérateur L_f a les propriétés suivantes :

$$L_f^i h = L_f(L_f^{i-1} h) = \nabla(L_f^{i-1} h) f \quad i = 1, 2, \dots$$

Et :

$$L_f^0 h = 0$$

De plus, si (x) est un autre champ de vecteurs alors la fonction scalaire $L_g L_f h(x)$ est

Donné par :

$$L_g L_f h(x) = \nabla(L_f h) g$$

b. Crochets de Lie :

Soient : f et g deux champs de vecteurs dans R^n . Le crochet de Lie de f et g est un troisième

Champ de vecteurs défini par :

$$[f, g] = (x) \nabla g f - \nabla f g$$

On utilise la notation $[f, g] ad_f$ ou $[f, g](x) = ad_f g(x) = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} g(x)$ Où : $\frac{\partial g}{\partial x}, \frac{\partial f}{\partial x}$

Sont des matrices jacoboenmes L'application de crochets de Lie successives

Donne :

$$ad_f^0 g(x) = g(x)$$

$$ad_f^1 g(x) = [f, g](x)$$

$$ad_f^k g(x) = [f, ad_f^{k-1} g] \quad (2.8)$$

Les crochets de Lie ont des propriétés que nous pouvons écrire en adoptant la notation

Précédente :

b- $[a_1 f_1 + a_2 f_2, g] = a_1 [f_1, g] + a_2 [f_2, g]$

c- Antisymétrie $[f, g] = -[g, f]$

d-Identité de Jacobi :

$$[f, [g, p]] + [g, [p, f]] + [p, [f, g]] = 0$$

$$\nabla h ad_f g = L_f L_g h - L_g L_f h$$

• Difféomorphisme

A fonction différentielle $\Phi : R^n \rightarrow R^n$ définie dans une région $\emptyset \in R^n$ est appelée

difféomorphisme si elle vérifie les deux conditions suivantes:

Φ : est inversible, c'est-à-dire, il existe une fonction Φ^{-1} telle que:

$\Phi^{-1}(\Phi(x)) = x$ Pour tout $x \in \Omega \subset R_n$ et Φ^{-1} et Φ sont des fonctions lisses.

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

$$Z = \Phi(x)$$

Où $\Phi(x)$ représente n variables :

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_1(x) \\ \Phi_2(x) \\ \dots \\ \Phi_n \end{bmatrix}, x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

À noter que si $\Phi(x)^{-1}$ (transformation inverse) existe pour tout $x \in R^n$, le difféomorphisme est dit global. Dans le cas contraire, le difféomorphisme est appelé local et on doit le considérer seulement autour de la région $\Omega \in R^n$. Lorsque cette transformation existe, elle permet en particulier de stabiliser le système exactement comme s'il s'agissait d'un système linéaire, en utilisant les méthodes classiques des systèmes linéaires.

D. Degré relatif :

D'après, [24],[25],[26], le degré relatif (r) de la sortie y , est le nombre de fois qu'il faut dériver y par rapport au temps pour faire apparaître explicitement l'entrée u dans les dérivées de y .

D'après cette définition littéraire on peut dire que :

Le système de la forme est dit de degré relatif (r) dans une région Ω au voisinage d'un

Point x_0 si :

$$L_g L_f^i h(x) = 0 \text{ tel que : } 0 \leq i \leq r - 2$$

$$L_g L_f^{i-1} h(x)$$

En effet, si on applique cette définition au système, nous obtenons :

$$\dot{y} = \frac{dy}{dt} = \frac{dy}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{dh}{dx} \frac{dx}{dt}$$

$$\dot{y} = \frac{dh(x)}{dt} (f(x) + g(x))u$$

$$\dot{y} = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (2.10)$$

Si $L_g \mathbf{h}(x) = \mathbf{0}$, nous continuons la dérivation de la sortie y pour la deuxième fois, pour tout x au voisinage de x_0 , donc

$$\ddot{y} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} (f(x) + g(x)u) \tag{2.11}$$

$$\dot{y} = L_f^2 h + L_g(L_f h) u = L_f^2 h \text{ si } L_g(L_f h) = 0 \text{ pour un degré relatif } r > 2$$

Nous continuons la dérivation de la sortie y jusqu'à l'apparition de u pour la première fois, pour un degré relatif égale à r , nous obtenons :

$$h(x) = L_f h$$

$$\dot{y} = L_f^1 h + L_g(L_f h) = L_f^1 h \quad \text{Avec } L_g(L_f h) = 0$$

$$\dot{y} = L_f^2 h + L_g(L_f h) = L_f^2 h \text{ Avec } L_g(L_f^1 h) = 0 \tag{2.12}$$

.....

$$y^{(r)} = L_f^r h + L_g(L_f^{(r-1)} h)u \quad \text{avec } L_g(L_f^{(r-1)} h) \neq 0$$

Donc, r est le plus petit nombre entier pour lequel le coefficient de u n'est pas zéro sur l'espace où nous voulons contrôler le système[27].

Soient :

$$\alpha(x) = L_f^r(h)$$

$$\beta(x) = L_g(L_f^{(r-1)}(h))$$

Donc :

$$y^{(r)} = L_f^r h + L_g(L_f^{(r-1)} h)u = \alpha(x) + \beta(x)u = v(x) \text{ ou } \beta(x)u \neq 0 \tag{2.9}$$

Où $v(x)$ est appelée l'entrée synthétique ou contrôle synthétique.

Donc pour $y^{(r)} = v(x)$, nous le représentons par :

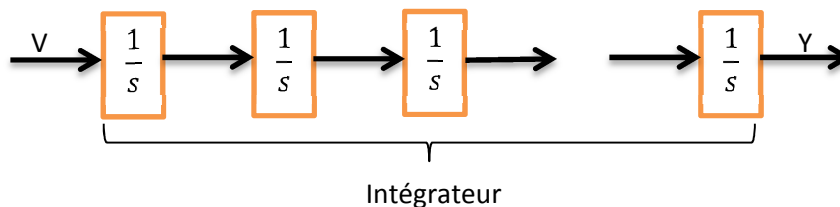


figure.2.2 : Représentation d'êta

Nous avons r intégrateurs, on obtient un système linéaire de la forme:

$$\frac{y(s)}{V(s)} = \frac{1}{S^r} \quad (2.10)$$

Donc, nous pouvons concevoir maintenant un contrôleur pour ce système, en utilisant n'importe quelle méthode de conception des contrôleurs linéaires. Nous avons $v = \alpha + \beta u$. Le contrôleur qui est implémenté est obtenu par:

$$u = \frac{1}{\beta(x)} [-\alpha(x) + v] \quad (2.11)$$

Par exemple, la loi de commande est définie par:

$$v = - \sum_{i=0}^{r-1} k_i L_f^i(h) = -k_0 y k_1 \dot{y} - k_2 \ddot{y} - \dots - k_r y^{(r)} \quad (2.12)$$

Le choix des K_i est basé sur la stabilité du polynôme caractéristique donné par $s^r + k_{(r-1)}s^{(r-1)} + \dots + k_0$ (polynôme stable), en utilisant la définition de Hurwitz, c'est à dire, que toutes ses racines soient situées strictement dans la partie gauche du plan.

En utilisant, la forme finale de la loi de commande, par linéarisation entrée-sortie, devient :

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{(r-1)} h(x)} [-L_f^r h(x) - k_{(r-1)} L^{(r-1)} - \dots - k_1 y + k_0 y] \quad (2.13)$$

Par ailleurs, le point zéro ne présente pas toujours le seul point d'équilibre pour un système non linéaire. Généralement, les systèmes possèdent des trajectoires de référence à poursuivre, et c'est à la commande de forcer le système à suivre la trajectoire désirée. Si on considère y_d comme une sortie désirée (référence), l'erreur de poursuite e_p est donnée par :

$$e_p = y - y_d \quad (2.14)$$

Donc la loi de commande est donnée par :

$$v = y_d^r - k_{n-1} e_p^{(r-1)} - \dots - k_2 e_p - k_1 \dot{e}_p \quad (2.15)$$

Remarque:

1. Pour un système contrôlable, le nombre de dérivation de la sortie y pour faire apparaître explicitement l'entrée u , ne peut pas dépasser l'ordre n du système, c'est à dire que $r \leq n$. Si l'entrée u n'apparaît pas après n dérivation, le système est non contrôlable.

2. Pour montrer l'analogie avec les systèmes linéaires, calculons le degré relatif d'un système non linéaire donné par équations d'état (2.1):

$$\dot{X}(t) = A x(t) + B(x)u(t)$$

$$Y = Cx(t)$$

Par analogie au (1), celle de système non linéaire, on a :

$$f(x) = Ax, \quad g(x) = B, \quad \text{et } h(x) = Cx$$

Donc, par application la dérivée de Lie prédéfinie précédemment, on trouve :

$$L_f^k h(x) = CA^k x$$

Et donc :

$$L_g L_f^k h(x) = CA^k B x$$

Ainsi l'entier r qui satisfait les conditions :

$$CA^k B = 0 \quad \text{pour tous } k < r - 1$$

$$CA^{r-1} B \neq 0$$

Est alors égal à la différence entre le degré du dénominateur et celui du numérateur de la fonction de transfert du système donnée par [28]:

$$G(s) = C(SI - A)^{-1} B$$

2.4.2 Linéarisation entrées/sorties :

La technique du contrôle par linéarisation est où la sortie y du système dynamique est différencié jusqu'à l'apparition de l'entrée physique u dans r dérivées de y . Alors u est introduit dans la fonction de transfert de l' "entrée synthétique", v , à l

a sortie y qui est :

$$\frac{y(s)}{v(s)} = \frac{1}{s^r}$$

Le degré relatif total du système s'exprime par :

$$r = r_1 + r_2 + \dots + r_m \tag{2.16}$$

Si r est le degré relatif et inférieur de n l'ordre du système, alors il y aura une dynamique interne. Si $r = n$, alors la linéarisation I/O (Entrée/Sortie) et I/S (Entrée/Etat) sont les mêmes.

On envisage alors deux cas :

1er Cas : $r = n$

Quand $r = n$, le système non linéaire est complètement linéarisé par retour d'état en utilisant les expressions $h, L_f h, \dots, L_f^{r-1} h$

Soient les m sorties y_i et leurs dérivées d'ordre R_j telles que :

$$\begin{cases} z_1^1 = h_1(x) & z_2^1 = L_f h_2(x) & z_{r_1}^1 = L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ z_1^m = h_m(x) & z_2^m = L_f h_m(x) & z_m^m = L_f^{m-1} h_m(x) \end{cases} \quad (2.17)$$

Les $Z_i^j (j = 1, \dots, m ; i = 1, \dots, r_j)$ sont indépendants et peuvent être considérées comme des nouvelles variables d'état du nouveau vecteur d'état. Ainsi, ces nouvelles variables d'état deviennent :

$$\begin{cases} z_i^j = z_2^j \\ z_{r_j}^j = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) \end{cases} \quad (2.18)$$

ou $1 \leq j \leq m$

Avec cette loi de commande, on obtient une linéarisation entrée/sortie qui est équivalente à la linéarisation entrée/état (I/O ou I/S) du système non linéaire c'est-à-dire que le système non linéaire sera constitué de m sous systèmes linéaires et découplés.

2^{eme} Cas : $r \leq n$

Dans ce cas, on obtient seulement une linéarisation partielle pour le système étudié, les états $Z_i^j (j = 1, \dots, m ; i = 1, \dots, r_j)$ représentent seulement la dynamique externe du système de dimension r , pour compléter l'ordre, un autre aspect est introduit, c'est la dynamique interne cette dynamique représente la partie à ajouter pour compléter le système, donc on ajoute les $(n - r)$ fonctions.

Cette partie de la dynamique interne représente la partie non observable, à travers la relation entrée-sortie, du système et qui joue un rôle décisif dans la stabilité du système résultant de la linéarisation.

2.4.3 Problème de linéarisation entrée-sortie :

Dans les problèmes du contrôle pratique, les rapports non linéaires entre variables ne sont pas en général faciles de manier dans un chemin direct. Pour cette raison, une stratégie de contrôle de base consiste, tout d'abord donc à substituer des relations non linéaires par les linéaires.

Dans cet esprit, nous commençons en considérant le problème de compensation d'un système non linéaire donné, pour obtenir un nouveau système qui définit une relation linéaire entre les variables d'entrée et les variables de sortie. Ce problème est appelé le problème de la linéarisation entrées/sorties et, si nous restreignons notre attention aux retours de l'état

statique régulier, il est décrit comme suit Soit le système non linéaire défini précédemment , on cherche à trouver, si possible, le retour d'état statique régulier $u = \alpha(z) + \beta(z)u$ et la transformation d'état tel que $z = \Phi(x)$,

Dans les nouvelles variables, le système compense est donné par :

$$\begin{cases} z_1 = A_1 z_2 + B_1 u \\ \dot{z}_2 = f_2(z_1, z_2) + g_2(z_1, z_2)u \\ y = C_1 z_1 \end{cases} \quad (2.19)$$

Avec la paire (A_1, B_1) contrôlable et la paire (C, A) observable.

La solution du problème précité est calculée en premier, dans le cas mono sortie, est plus simple que le cas multi sortie.

A. Le cas mono-sorti :

Le problème de la linéarisation entrée/sortie dans le cas mono-sortie concerne plus la base et élémentaire dans théorie du contrôle non linéaire, et sa solution est instrumentalisée dans le design des contrôleurs non linéaire classique L'idée de la solution consiste à résoudre, par retour d'état, les termes non linéaires qui paraissent dans les r dérivées dans le temps de la sortie $y(t)$ ($y^r(t)$), r qui est le degré relatif de $y(t)$ défini précédemment.

Dans l'automatisme, cette stratégie du contrôle est appliquée pour une grande part, par exemple, dans le calcul théorique de contrôle du couple.[29]

La solution du problème est donc par application de théorème suivant :

Théorème 1.

Pour $p = 1$; alors le problème de linéarisation de retour de l'état statique entrée-sortie pour Σ est résoluble si et seulement si son degré relatif r est fini.

B. Cas Multi sorties :

La solution élémentaire précitée peut être généralisée facilement aux systèmes du multi sorties.

La condition résultante devient une condition suffisante

Théorème 2.

Le problème de la linéarisation entrée-sortie pour Σ est résoluble si :

$$\text{Rang} \left[\frac{\partial y_1^{(r_1)}, \partial y_2^{(r_2)}, \dots, \partial y_p^{(r_p)}}{\partial u} \right] = p$$

Où : r_i est le degré relatif de la fonction de sortie h_i , pour $i = 1, 2, \dots, p$

2.4.4 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties :

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu. Plusieurs références qui décrivent la manière de l'appliquer sont maintenant disponibles. Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie y et une nouvelle entrée v , en effectuant un bon choix de la loi linéarisante. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes Linéaires classiques. Avant tout, on considère que le système non-linéaire à p entrées et p sorties a pour forme :

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) u_i \tag{2.20}$$

$$y_i = h_i(x) \quad i = 1, 2, \dots, q$$

Où $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^t \in R^n$ est le vecteur d'état, $u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^t \in R^p$ est le vecteur des commandes et $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q]^t \in R^q$ représente le vecteur des sorties. f, g ; sont des champs de vecteurs lisses et $h_i, i = 1, 2, \dots, q$ est une fonction lisse. Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression:

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} (L_f^{(r_j-1)} h_j(x)) u_i \quad j = 1, 2, \dots, p \tag{2.21}$$

Où $L_f^i h_j$ et $L_{g_i}^i h_j$ sont les i^{eme} dérivées de h_j respectivement dans la direction de f et g_i . r_j est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées apparaisse dans l'expression et est connue sous le nom du degré relatif correspondant à la sortie y_j . Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$.

On dit que le système a pour degré relatif (r) s'il vérifie :

$$L_{g_i} L_f^k h_j = 0 \quad 0 < k < r_{j-1}, 1 \leq j \leq p, \quad 1 \leq i \leq p$$

Et :

$$L_{g_i} L_f^k h_j \neq 0 \quad k = r_j - 1$$

Dans le cas où le degré relatif total est égal à l'ordre du système, on est en présence d'une linéarisation au sens des entrées-états. Si par contre le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation est dite linéarisation au sens des entrées-sorties. Pour trouver l'expression de la loi linéarisant u qui permet de rendre la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on récrit l'expression sous forme matricielle :

$$[y_1^{r_1} y_2^{r_2} \dots y_p^{r_p}] \alpha(x) + \beta(x).u \tag{2.22}$$

$$\text{Où : } \alpha(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ L_f^{r_2} h_2(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \tag{2.23}$$

$$\beta = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \tag{2.24}$$

Où $\beta(x)$ est appelée matrice de découplage du système. Si on suppose que $\beta(x)$ n'est pas singulière, la loi de commande linéarisant a pour forme.

$$u = \beta^{-1}(x)(-\alpha(x) + v)$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $\beta(x)$ est inversible. Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la figure 2.3

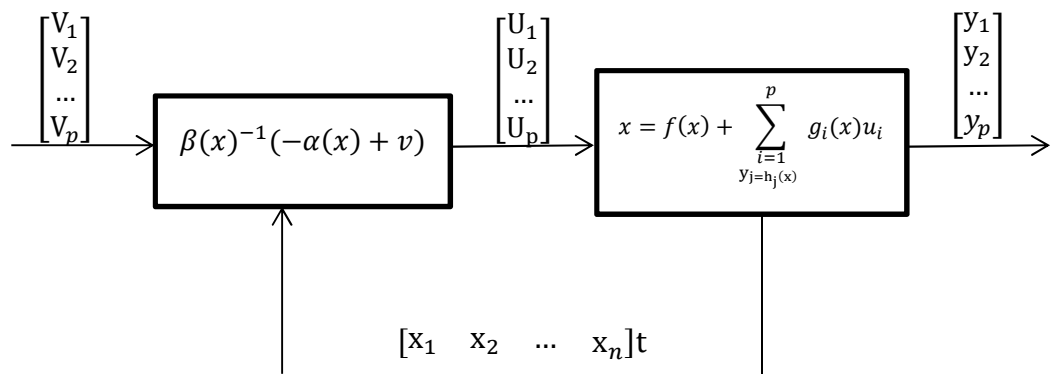


figure.2.3 : schéma bloc système linéarisé

En remplaçant dans, le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme:

$$y_i^{r_i} = v_i \tag{2.25}$$

Ou plus explicitement par :

$$[y_1^{r_1} \ y_2^{r_2} \ \dots \ y_p^{r_p}]^T = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_p]^T \tag{2.26}$$

Ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique stable par une bonne conception du nouveau vecteur d'entrée $v = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_p]^T$.

Remarquons que l'expression représente p intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable (figure).

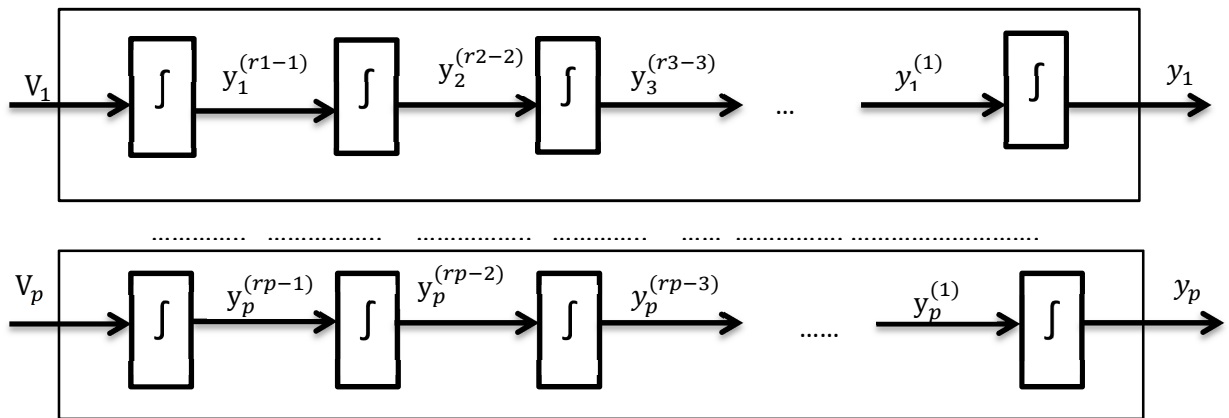


figure.2.4 : dynamique du système linéarisé

Ce comportement indésirable nécessite une mise en forme canonique. Cela est réalisé en effectuant un changement de variable basé sur la propriété citée ci-dessus.

2.4.5 Dynamique d'ordre zéro :

La dynamique zéro est définie comme étant la dynamique interne du système pour laquelle sa sortie est maintenue à zéro par l'entrée. Constatant que la spécification de maintenir la sortie du système nulle uniquement définit l'entrée désirée (exigée) et par conséquent la dynamique zéro assure la stabilité asymptotique dans le sens de Lyapunov.

2.4 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 conception est basée sur :

Un choix d'un changement de coordonnées convenable, mais un choix mène vers des lois de commande plus simples. L'application des dérivées de Lie sur ce changement de coordonnées. L'utilisation de retour non linéaire d'état à travers d'un état de commande pour compenser la non linéarité.

Application de la théorie de commande linéaire par un choix de la loi commande convenable (où une loi qui force la sortie y à poursuivre la trajectoire de référence (une sortie désirée)). Ainsi la linéarisation dépend du degré relatif tel que :

Si le degré relatif associé à la linéarisation est égal à l'ordre du système, le système non-linéaire est totalement linéarisé. Si le degré relatif est inférieur à l'ordre du système, donc le système est partiellement linéarisé. Ce qui nécessite l'étude de la stabilité de la dynamique interne. Cette technique est bien adaptée aux problèmes de suivi de trajectoires et aux problèmes de stabilisation, comme le cas de la machine asynchrone.

Chapitre3 :

Simulation de la

commande par

linéarisation entrée-

sortie

3.1 Introduction

Après avoir présenté théoriquement au deuxième chapitre le principe de la commande par linéarisation entrée-sortie, nous passerons dans ce chapitre à l'application de cette approche sur le modèle non linéaire de la machine asynchrone présenté au premier chapitre dans le repère fixe lié au stator. Nous choisissons le couple électromagnétique et la norme au carré du flux comme des sorties à découpler et les tensions statoriques comme des entrées de commande.

L'application du principe de la commande par linéarisation nous permettons d'élaborer une commande par retour d'état qui permet le découplage entre les composantes de sorties prisées, et que nous simulons pour des tests de différents modes de fonctionnement possibles afin de valider et examiner la robustesse dynamique et statique de la commande élaborée par cette approche.

Une étude comparative sera faite entre la commande vectorielle à flux rotorique orienté alimentée en tension et la commande élaborée dans ce chapitre pour présenter les avantages et les inconvénients deux des méthodes.

3.2 Commande par linéarisation entrée sortie :

Cette méthode généralise les commandes de type vectoriel en assurant le découplage et la linéarisation des relations entre les entrées et les sorties. Supposant que la totalité du vecteur d'état est mesurable, il est ainsi possible de concevoir un retour d'état non linéaire qui assure la stabilité du système bouclé. Plusieurs travaux [30]

ont démontré que cette technique de commande non linéaire a fait apparaître des propriétés intéressantes quant au découplage couple/flux où vitesse/flux, au temps de réponse en couple, et à la robustesse paramétriques.

3.3 Modèle d'état du moteur asynchrone :

Le modèle utilisé dans ce chapitre est un modèle de Park classique pour lequel nous exprimons les grandeurs électriques dans un repère dit « repère fixe lié au stator (α, β) » ; Le

modèle d'état de la machine asynchrone, dans ce référentiel est une représentation non linéaire de la forme :

$$\dot{X} = F(x) + gu(t) \quad (3.1)$$

Ou

$$x = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta} \ \Omega]$$

Le vecteur d'état x appartient à l'ensemble.

$$\Omega = \{x \in \mathcal{R}^5 \ \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \neq 0\}$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\alpha} + p \Omega k \phi_{r\beta} \\ i_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} - p \Omega k \phi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \\ \phi_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + p \Omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\Omega = \frac{PM}{JL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{J} \Omega - \frac{c_r}{J} \quad (3.3)$$

3.4 Commande vitesse -flux :

$$y = h(x) = [h_1 \ h_2]^t = \left[\phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \right] \quad (3.4)$$

$$y_1 = L_g h_1(x) = h_1(x) = \Omega$$

Alors :

$$\dot{y}_1 = l_f h_1(x) = \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} f(x) = \frac{MP}{JL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.5)$$

La 2^{eme} dérivée fait apparaitre le vecteur de commande

$$\ddot{y} = L_f h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_1(x) u_{s\beta} \quad (3.6)$$

$$L_f^2 h_1 = -\frac{PM}{JL_r} \left[\left(r + \frac{1}{T_r} \right) (\phi_{r\alpha} \phi_{s\beta} + \phi_{r\beta} i_{s\beta} + p \Omega k (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + p \Omega (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} + \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \right] \quad (3.7)$$

$$L_g h_1(x) = \frac{1}{J} p k [\phi_{r\beta} \quad \phi_{r\alpha}] \quad (3.8)$$

Pour le flux :

$$\phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \quad (3.9)$$

$$L_f h_2(x) = \frac{2}{Tr} [M(\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2)] \quad (3.10)$$

$$L_f^2 h_2(x) = \frac{2}{Tr} [MP\Omega(\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - M\left(\gamma + \frac{3}{Tr}\right)(\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) + \frac{1}{Tr}(MK + 2)(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \frac{M^2}{Tr}(i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2)] \quad (3.11)$$

$$L_g L_f h_2(x) = [2R_r K \phi_{r\alpha}, 2R_r K \phi_{r\beta}] \quad (3.12)$$

La somme des degrés relatifs de la vitesse ($r_1 = 2$) et du flux ($r_2 = 2$) est inférieure au rang du syst ($n=5$)

$$\begin{cases} z_1 = y_1 = h_1(x) \\ z_2 = L_f h_1(x) \\ z_3 = y_2 = h_2(x) \\ z_4 = L_f h_2(x) \\ z_5 = y_3 = \arctg \frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}} \end{cases} \quad (3.13)$$

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \dot{y}_1 = L_f h_1(x) \\ \dot{z}_2 = \ddot{y}_1 = L_f^2 h_1(x) L_{g1} L_f h_1(x) U_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_1(x) U_{s\beta} \\ \dot{z}_3 = \dot{y}_2 = L_f h_2(x) \\ \dot{z}_4 = \ddot{y}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x) U_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_2(x) U_{s\beta} \\ \dot{z}_5 = \dot{y}_3 = L_f h_3(x) \end{cases} \quad (3.14)$$

$$\dot{z} = \dot{y} = P\Omega + \frac{M(\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha})}{Tr\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} = PZ_1 + \frac{Rr}{PZ_3} JZ_2 \quad (3.15)$$

La dérivée entre la vitesse angulaire du flux \dot{z} et la vitesse angulaire rotorique $P\Omega$ correspond à la vitesse du glissement.

$$\dot{z}_5 - P\Omega = \frac{Rr}{P} \frac{cem}{\phi_r^2} \text{ donc}$$

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} \frac{-PK}{J} \phi_{r\beta} & \frac{PK}{J} \phi_{r\alpha} \\ 2R_r k \phi_{r\alpha} & 2R_r k \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\det(D(x)) = -\frac{1}{J} 2PR_r k^2 (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \neq 0 \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \begin{bmatrix} V_1 & -L_f^2 h_1(x) \\ V_2 & -L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$V_1 = -K_{11} e_\Omega - k_{12} e_\Omega + \Omega_{ref} \quad (3.20)$$

$$V_2 = -K_{21}e_\emptyset - k_{22}\dot{e}_\Omega + \Omega_{ref}'' \quad (3.21)$$

$k_{11}k_{12}k_{21}k_{22}$ sont choisies par identification avec un système de 2^{ème} ordre tel que $S^2 + k_{11}S + k_{12} = 0$

On pose $w_{n\emptyset} = 150$ et $w_{n-2} = 25$ et $\overline{\Gamma} = 1$

On prend $B_1 = L_f^2 h_1(x)$

$$B_1 = \frac{PM}{jL_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\phi_{\alpha r} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) + p\Omega k (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + p\Omega (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) \right] \quad (3.22)$$

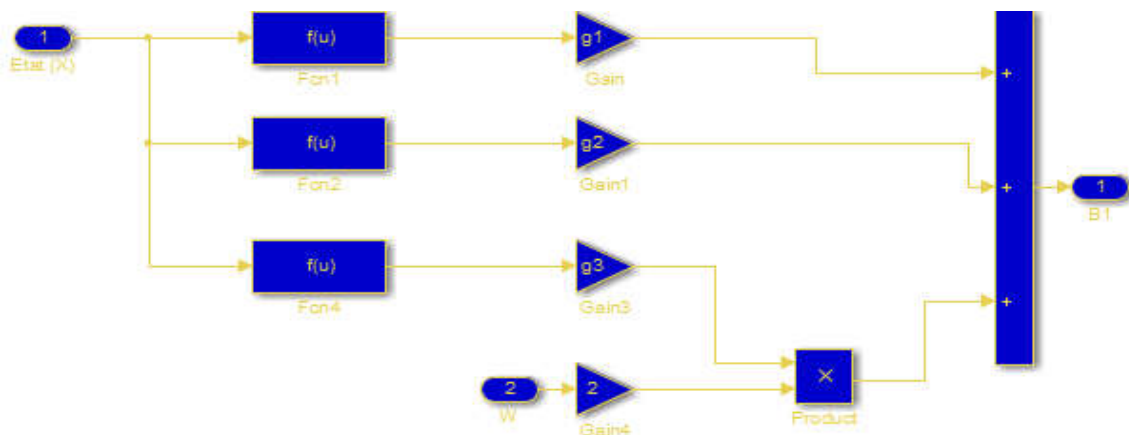


Figure3.1 : schéma de bloc de B1

$$k = \frac{M}{GL_s L_r}$$

$$g_1 = \frac{PM}{jL_r} k$$

$$g_2 = \frac{PM}{jL_r} \left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right)$$

$$g_3 = \frac{PM}{jL_r}$$

$$\begin{cases} F_1(u) = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \\ F_2(u) = \phi_{r\alpha} i_{s\beta} + \phi_{r\beta} i_{s\alpha} \\ F_3(u) = \phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta} \\ F_4(u) = i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2 \end{cases} \quad (3.23)$$

Calculer de $B_2 = L_f^2 h_2(x)$:

On a :

$$B_2 = \frac{2}{T_r} [MP\Omega(\Phi_M \dot{i}_{sB} - \Phi_{rB} \dot{i}_{s\alpha}) - M(\gamma + \frac{3}{T_r}(\Phi_{r\alpha} \dot{i}_{s\alpha} + \Phi_{rB} \dot{i}_{s\beta} + \frac{1}{T_r}(Mk + 2)(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{rB}^2) + (\frac{M^2}{T_r} \dot{i}_{s\alpha}^2 + \dot{i}_{sB}^2))] \quad (3.24)$$

$$\gamma = \frac{R_s}{G_{ls}} + \frac{R_r M^2}{G_{ls} l_r^2}, \quad \delta = 1 - \frac{M^2}{G_{ls} l_r}, \quad k = \frac{M}{G_{ls} l_r}$$

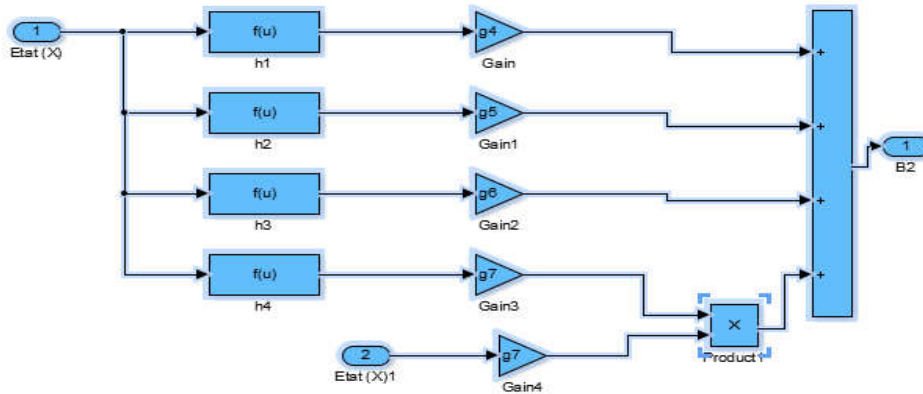


Figure3.2 : schéma bloc de b2

$$g_4 = \frac{2}{T_r^2} (Mk + 2)$$

$$g_5 = \frac{2M}{T_r}$$

$$g_6 = \frac{2M}{T_r} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right)$$

$$g_7 = 2 \frac{M^2}{T_r^2}$$

3.5 Calculer de la commande V_1 : vitesse

On a :

$$V_1 = -K_{11}(\Omega - \Omega_{ref}) - K_{12}(\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref}) + \Omega_{ref}'' \quad (3.25)$$

$$V_1 = K_{11}(\Omega_{ref} - \Omega) + K_{12}(\Omega_{ref}'' - \dot{\Omega}) + \Omega_{ref}'' \quad (3.26)$$

$$V_1 = K_{11}e_w + K_{12}e_w' + \Omega_{ref}'' \quad (3.27)$$

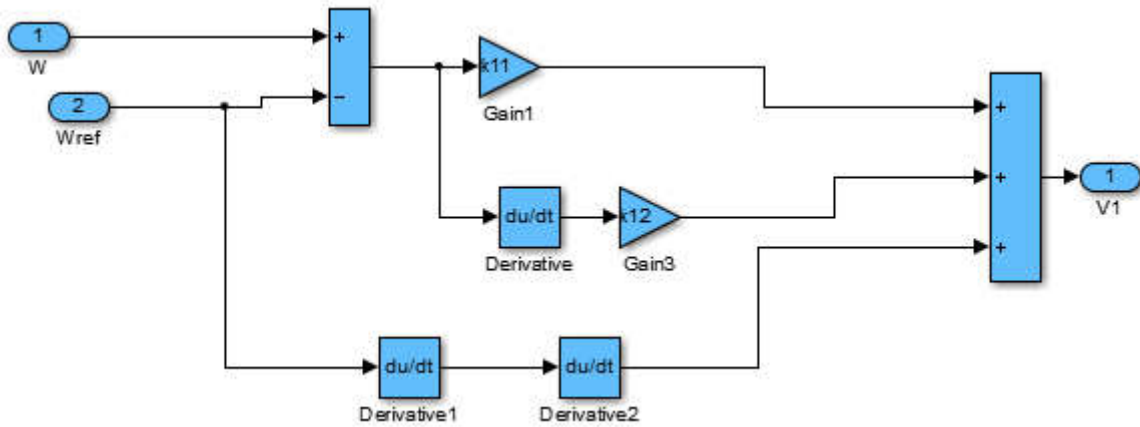


Figure03 : schéma bloc de nouvelles commandes v1

Calculer de K_{11} et K_{12}

$$S^2 + K_{11}S + K_{12} = 0 \tag{3.28}$$

$$S^2 + 2\sqrt{W_{nw}}S + W_{nw}^2 = 0 \rightarrow K_{12} = 625 \tag{3.31}$$

$$K_{11} = 2.25 = 50$$

3.5.1 1^{re} Test d'inversion le sens de rotation :

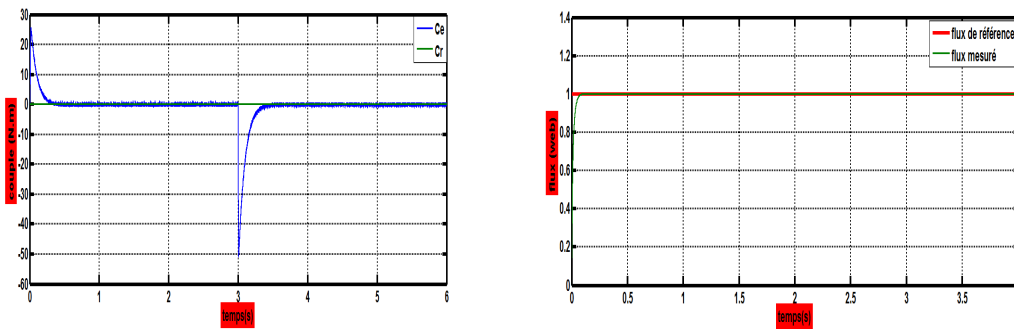


Figure3.4 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS(couple,flux)

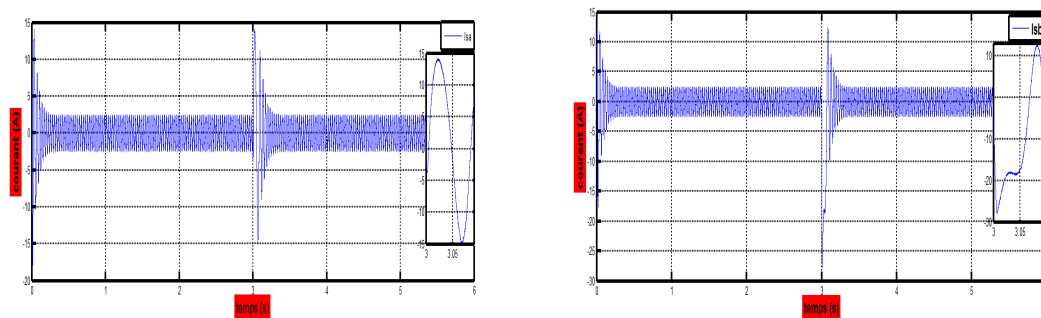


Figure3.5 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS(courant)

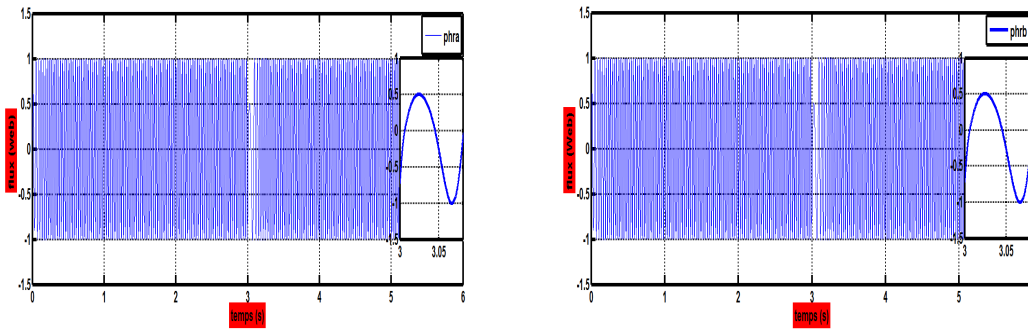


Figure3.6 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (flux)

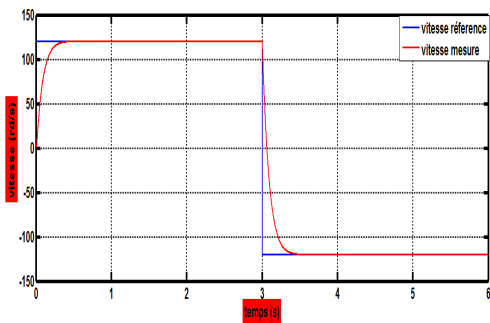


Figure3.7 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (vitesse)

3.5.2 2ème test robustesse variation de Cr (2s) et Rr (4s) :

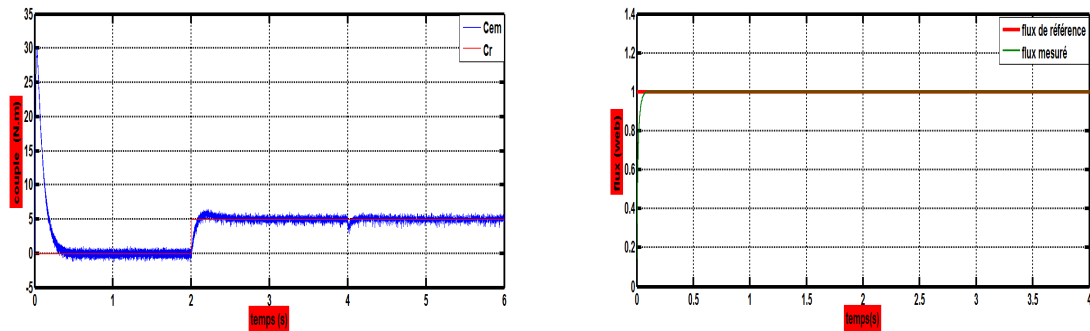


Figure3.8 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (couple,flux)

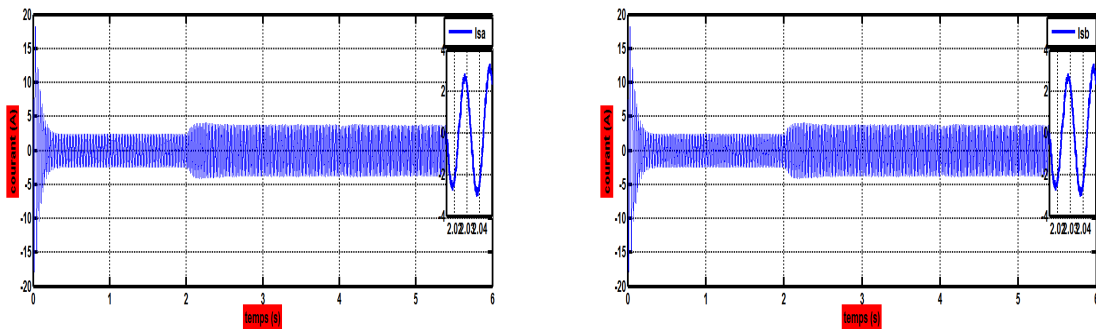


Figure3.9 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (courant)

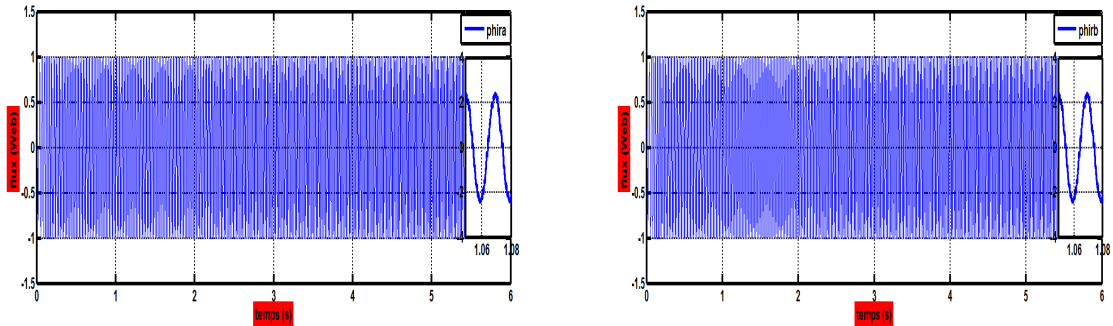


Figure3.10 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (flux)

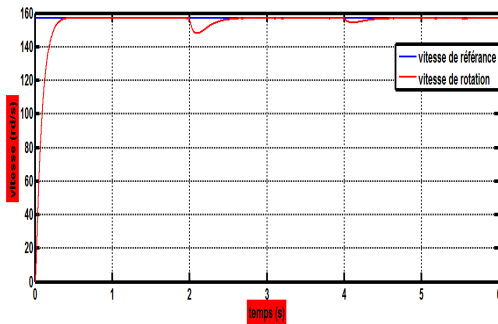


Figure3.11 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (Vitesse).

3.5.3 3eme test basse et haute vitesse :

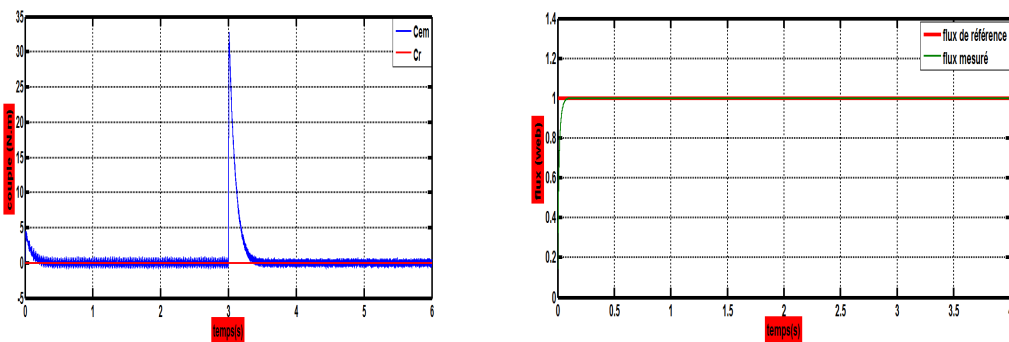


Figure3.12 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (couple,flux)

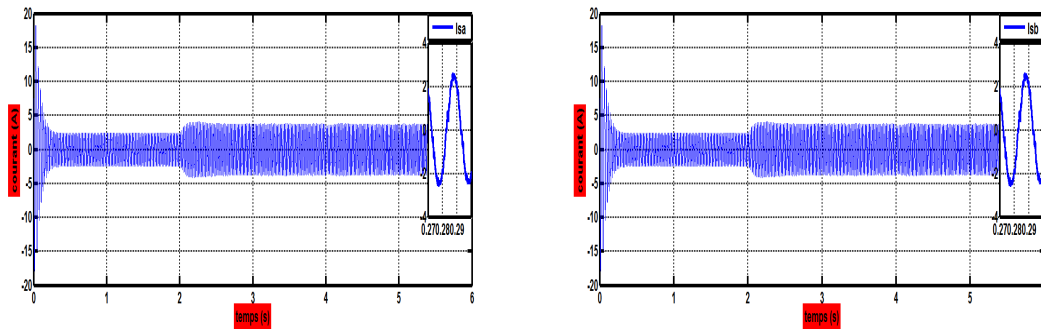


Figure3.13 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS(courant)

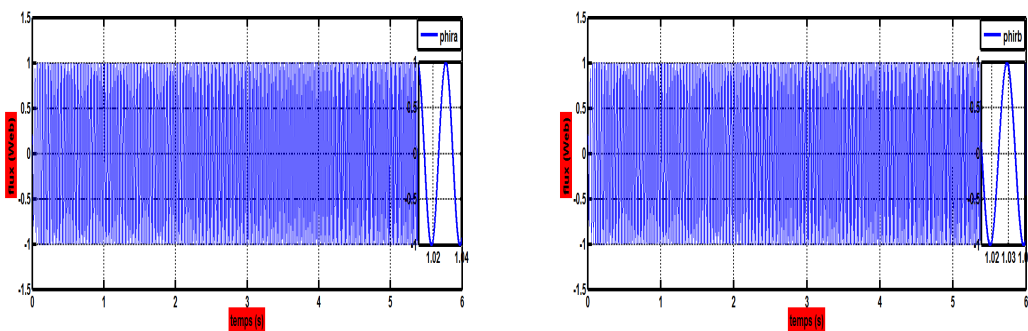


Figure3.14 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS (flux)

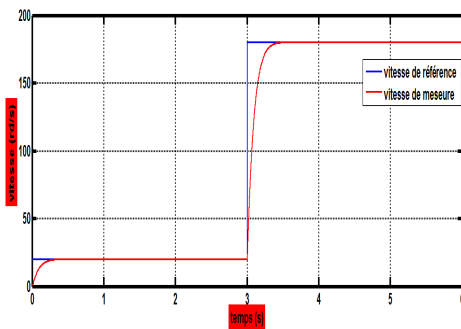


Figure3.15 : résultat de simulation de la commande par linéarisation Entrée-Sortie de MAS(vitesse)

3.6 Interprétation des graphes :

1/ Les résultats obtenus montrent que la vitesse est inversée à $t=1.5s$, sans influencer la réponse du flux (malgré un petit pic) qui reste presque constant, après son régime Transitoire, (Découplage maintenue). On remarque que le couple électromagnétique diminue instantanément à une valeur négative d'ordre $- 52 N.m$ qui correspond à une zone de

freinage puis le passage à un changement de rotation. Des pics représentés au niveau des courants au moment du passage de la vitesse d'un sens à l'autre sens.

2/ D'après ces résultats de la simulation, on remarque bien que la vitesse atteint la référence après un régime transitoire elle est semblable à celle d'un système du premier ordre sans dépassement, puis elle se stabilise à 156 rad/s, malgré une chute de 4% à l'instant $t=2s$ due à l'introduction de la charge et elle revient pour suivre la trajectoire imposée. On constate après le régime transitoire, le flux reste constant d'amplitude égale 1 Wb (la valeur de référence). Le couple s'annule après le régime transitoire, à $t=5s$ moment d'introduction de la charge, le couple tend vers la valeur du couple de charge 12N.m pour compenser donc le flux est indépendant de la charge ce qui explique bien le découplage entre le flux et le couple. Les courants ont les mêmes comportements que le couple, après le régime transitoire, les courants prennent la forme sinusoïdale d'amplitude variable en fonction de la charge.

3.7 Conclusion :

Dans ce troisième chapitre, on a appliqué la commande par linéarisation entrée sortie au modèle non-linéaire de la machine asynchrone. Cette commande à montrer des performances très intéressantes, elle nous permet d'élaborer un modèle linéaire et une commande par retour d'état, qui permet de commander les deux sorties séparément. La simulation en SIMULINK dans un l'environnement Matlab a validé que la commande par linéarisation entrée-sortie garde la propriété de découplage entre le flux et le couple dans les différents modes de fonctionnement.

Conclusion

Générale

Conclusion Générale :

Le travail présenté est consacré à l'étude des performances de la commande par Linéarisation entrées-sorties appliquée à la machine asynchrone. L'étude théorique de la Commande non linéaire a montré la possibilité de résoudre le problème de poursuite des Trajectoires prédéterminées pour un moteur asynchrone avec des bonnes Performances. Le modèle mathématique de la machine est obtenu par des transformations de Passage d'un système triphasé à un système biphasé, ou on applique la transformation Soit de Park où celle de Concordia, selon le repère désiré, sur la base d'un certain Nombre d'hypothèses simplificatrices. Du point de vue de la modélisation, le modèle d'état de la machine asynchrone obtenu est un modèle non linéaire, fortement couplé.

La commande par linéarisation entrées-sorties 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 et nous assure la commande de couple et du flux séparément.

Au final, en se basant bien sur les principes de la commande linéarisant entrée sortie, nous avons conçu un modèle de commande non linéaire, qui permet de découpler et de linéariser les grandeurs de la machine asynchrone. D'après les résultats obtenus, la commande non linéaire du type linéarisation entrée- sortie nous permet un très bon suivi des trajectoires de références. Comme dans Notre cas, ce modèle permet une régulation du couple électromagnétique et du flux rétorque, ce qui se traduit par un découplage entre eux. Cette commande a permis une amélioration des performances de poursuite, et une prise en compte des variations des paramètres de la machine.

Références bibliographiques

Références bibliographiques :

- [1] akkouchi kamel," Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone ", Thèse de magister , Université Annaba
- [2] Lévine J., “Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires”, Centre Automatique et Systèmes, école des Mines de Paris, Mars 2004.
- [3] Allaoua Mounir Etude Comparative des Différentes Techniques de Commande de la Machine Asynchrone,Mémoire de master L' Université de Bordj Bou Arreridj 2019/2020
- [4] Bakhouche Lemnouer Commande par Linearisation entre -sortie du Couple et du Flux a La machine Asynchron, Mémoire de Magister L'Université de sétife 2009
- [5] Bouakaz Ouahid "contribution à l'analyse des onduleurs multi niveaux " Thèse de magistère, Batna année 2005.
- [6] Lamine M, Traoré.A, "Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/Simulink " ,msas_pp038_45
- [7] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de LF, RN,AG". Thèse de doctorat, université Henri poicaré, Nancy-1,1999.
- [8] G. Brahim," Commande non linéaire de la machine à induction ",Thèse de master, Université de Batna,2012.
- [9] Hamadi Safi Allah," Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut ", Thèse de master ,Université –Msila.
- [10] Abdelli, R " Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec défauts au stator et au rotor ", mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2007.
- [11] Abdelli, R " Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec défauts au stator et au rotor ", mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2007.
- [12] TamrabetHanene" Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone " Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006.
- [13] DissaAbdenmour,"Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire ", thèse de magister ,Université de Batna.
- [14] Guy Strutzer, Eddie Samigil, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés. Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs".

- [15] Boudja walid. etude et simulation d'une machine asynchrone alimente par un onduleur de tension a commande MII ,Mémoire de master L ' Université d'Annaba .
- [16] F. Naceri, «La commande vectorielle indirect et directe d'une machine asynchrone alimentée en tension », Mémoire de fin d'étude université de Batna 2000.
- [17] M. Messai. I, Redouani, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone » Diplôme De Master Université d'EL-Oued, 2014.
- [18] Van Raumer T., J. M. Dion, L. Dugart and J. L. Thomas, "Applied nonlinear control of an induction motor using digital processing" IEEE Transactions on control systems technology, Vol. 2, No. 4, December 1994.
- [19] Hedrick J. K. and A. Girard, "Feedback Linearization". Control of Nonlinear Dynamic Systems: Theory and Applications, 2005.
- [20] Slotine JJE, Li W "Applied nonlinear control". Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [21] Conte G., Claude H. M. et Anna M. P. "Algebraic methods for nonlinear control systems", 2nd edition, May 2006.
- [22] Hedrick J. K. and A. Girard, "Feedback Linearization". Control of Nonlinear Dynamic Systems: Theory and Applications, 2005.
- [23] Isidori A., "Nonlinear control systems: communication and control", Engineering Serie, Berlin, Springer Verlag, 2 edition, 1989.
- [24] Lévine J., "Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires", Centre Automatique et Systèmes, école des Mines de Paris, Mars 2004.
- [25] Mickaël H., "Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournantes", Thèse doctorat, Université de Nantes, Novembre 2001.
- [26] Meroufel, B. Belabbes, M. K. Fellah, A. Benaissa "Commande linéarisante d'un moteur synchrone à aimants permanents avec limitation du courant par poursuite d'une trajectoire de vitesse a accélération constante" Université Djillali Liabes Sidi Bel –Abbes, Algérie.
- [27] Sontag E.D., "Mathematical control theory - deterministic finite dimensional systems", Springer-Verlag, 1990.
- [28] Isidori A., "Nonlinear control systems: communication and control", Engineering Serie, Berlin, Springer Verlag, 2 edition, 1989.

[29] Hedrick J. K. and A. Girard, "Feedback Linearization". Control of Nonlinear Dynamic Systems: Theory and Applications, 2005.

[30] Brockett R. W. "Feedback Invariants for Nonlinear Systems", IFAC congress, Helsinki, 1978, pp. 11-15.

[31] Boukerma Oussama Seif Eddine *Commande par linéarisation entrée-sortie de la machine asynchrone*, Mémoire de Master L'Université de Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent

[32] Bakhouche Lemnouer commande par linéarisation entrée-sortie du couple du flux a la machine asynchrone, Mémoire de Magister L'Université de sétife **2009**