

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET
POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE
CENTRE UNIVERSITAIRE D'EL-OUED
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**



Mémoire de fin d'études

***En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en électrotechnique
option : Réseaux électriques
Thème***

***Commande non linéaire par retour d'état de la
machine asynchrone***

Proposé et dirigé par:
Yacine labbi

Présenté par:
Nesri Abdefattah
Rehouma Med Salah

Promotion 2009



Remerciement

*Nous tenons à remercier en premier lieu notre
dieu*

Nous remercions vivement notre encadreur

Mr :Yacine labbi

*Nous remercions tous ceux qui nous ont aider de proche ou de
loin*

*Je tien a remercie également tous les professeurs du centre
universitaire d'El-Oued spécialement Dr :Ben Attous Djilani
et Mr Chemsali*

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre I: « Généralités sur la theorie des systemes »	
I.1 INTRODUCTION	3
I.2 GENERALITES SUR LES SYSTEMES NON LINEAIRES	3
I.2.1 Représentation d'un système automatique	3
I.2.2 Les systèmes lineaires	4
I.2.3 Nature des signaux d'entree et de sortie	4
I.2.4 Structure de commande	4
I.2.4.1 Commande en boucle ouverte (B.O)	4
I.2.4.2 Commande en boucle fermee (B.F)	5
I.2.5 Eléments fondamentaux des systemes asservis	5
I.3 REPRESENTATION D'ETAT DES SYSTEMES DYNAMIQUES	6
I.4 REGULATION DES SYSTEMES	7
I.4.1 Les correcteurs	7
I.4.1.1 Correcteur proportionnel – intégral (PI)	7
I.4.1.2 Correcteur proportionnel-dérivé (PD)	8
I.4.1.3 Correcteur PID	8
I.5 PERFORMANCES D'UN SYSTEME ASSERVI	9
I.6 SYSTEMES NON LINEAIRES	10
I.6.1 Classification de la non linéarité	10
I.7 LINEARISATION DES SYSTEMES NON LINEAIRES	10
I.7.1 Modèle graphique	10
I.7.2 Modèle analytique	12
I.8 TECHNIQUE DE LINEARISATION PAR RETOUR D'ETAT	14
I.8.1 Rappels mathématiques	15
I.8.1.1 Gradient d'une fonction scalaire	15
I.8.1.2 Matrice de Jacobi d'une fonction	15

I.8.1.3 Dérivée de Lie	15
I.8.2 Systèmes non linéaires multi-entrée multi-sorties (MIMO)	16
I.8.3 Principe de la technique de linéairisation par retour d'état	17
I.8.4 Notion de degré relatif	18
I.8.5 Dynamique des systèmes linéaires	20
I.8.5.1 Dynamique zéro	21
I-9 CONCLUSION	21
<i>Chapitre II: « Modélisation de la machine asynchrone triphasée »</i>	
II.1 INTRODUCTION	23
II.2 GENERALITES SUR LES MACHINES ELECTRIQUES	24
II.2.1 Historique	24
II.2.2 Presentation	25
II.2.3 Description et principe de fonctionnement	26
II.2.4 Machine asynchrone monophasée	27
II.2.5 Avantages et problèmes posés par le moteur asynchrone	29
II.3 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	30
II.4 MODELE MATHEMATIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE	30
II.4.1 Equations électriques	31
II.4.2 Equations magnétiques	32
II.5 TRANSFORMATION DE PARK	33
II.6 MODELE DU MOTEUR DANS LE SYSTEME BIPHASE	36
II.6.1 Equations électriques	36
II.6.2 Equations magnétiques	37
II.7 DEFENITION DES DIFERENTS REFERENTIELS	37
II.7.1 Référentiel fixe par rapport au stator	38
II.7.2 Référentiel fixe par rapport au rotor	39
II.7.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant	39
II.8 EXPRESSION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE ET DE LA PUISSANCE	40
II.9 EQUATION DE MOUVEMENT	41
II.10 SIMULATON DE LA MACHINE ASYNCHRONE	42

II.10.1 Simulation du moteur asynchrone triphasé dans le repère fixe par rapport au stator.	42
II.10.2 Bloc de simulation	44
II.10.3 Résultats de simulation	44
II.11 CONCLUSION	47
<i>Chapitre III« COMMANDE NON LINEAIRE PAR RETOUR D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE»</i>	
III.1 INTRODUCTION	48
III.2 MODÈLE NON LINÉAIRE DU MOTEUR A INDUCTION	49
III.3 CHOIX DES VARIABLES DE SORTIE	50
III.4 COMMANDE DU COUPLE ET DU FLUX	50
III.4.1 Algorithme de commande par imposition de pôles	53
III.4.2 Schéma bloc du modèle linéarisé	53
III.4.3 Interprétation des résultats de simulation	54
III.4.3.1 fonctionnements à vide et en charge de la MAS	54
III.4.3.2 Test de robustesse pour la variation de la vitesse	56
III.4.3.3 Teste de robustesse pour l'inversion de la vitesse	57
III.4.3.4 teste de robustesse pour la variation de résistance rotorique	58
III.5 COMMANDE DE LA VITESSE ET DU FLUX	60
III.5.1 Algorithme de commande par imposition de pôles	62
III.5.2 Schéma bloc de simulation	63
III.5.3 Interprétation des résultats de simulation	63
III.5.3.1 fonctionnements à vide et en charge de la MAS	63
III.5.3.2 Teste de robustesse pour la variation de la vitesse	65
III.5.3.3 Teste de robustesse pour l'inversion de la vitesse	66
III.5.3.4 Teste de robustesse pour la variation de la résistance rotorique	67
III.7 Conclusion	68
CONCLUSION GENERALE	69

ANNEXE A	71
ANNEXE B	72
ANNEXE C	75
ANNEXE D	78
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	80

INTRODUCTION

GENERALE

Comparés aux moteurs à courant continu et aux moteurs synchrones, les moteurs asynchrones sont de plus en plus utilisés dans le monde de l'industrie pour les différentes applications modernes telles que la robotique et le véhicule. Aussi ils sont à l'étude pour remplacer les actionneurs hydrauliques et pneumatiques dans différentes applications telles l'aérospatial, les ports de métro, etc..... Cela est dû à plusieurs facteurs tels que : coût de fabrication basse, robustesse et fiabilité. Contrairement aux deux moteurs cités plus haut, les enroulements du moteur asynchrones sont court-circuités, et donc ne nécessitent pas d'alimentation externe.

Mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose des problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps (température). A cela s'ajoutent ses incertitudes de modélisation ainsi que les bruits de mesure. Dans ces dernières décennies, les recherches ont données un essor appréciable à la commande du moteur asynchrone à savoir la commande vectorielle et la commande non linéaire.

Dans ces 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 [1]. Le but de cette technique est de transformer le système multi-entrées non linéaire en un système linéaire en utilisant un retour d'état linéarisable avec un découplage entrée-sortie. De là, on pourra appliquer les techniques de la théorie des systèmes linéaires. Elle permet en même temps de linéariser, et de découpler le système à commander, ainsi elle assure un bon découplage entre le couple et le flux.

L'objectif principal de ce travail, c'est d'introduire une nouvelle technique (commande non linéaire type linéarisante par retour d'état) qui n'utilise qu'un bagage mathématiques de même niveau que celui des autres techniques et de définir c'est quoi une commande non linéaire dans le but de la rendre accessible à une application pratique.

L'exemple que nous pouvons donner dans ce cas est celui du moteur asynchrone à cage. L'essentiel du travail par la suite est d'arriver à dégager des résultats par simulation des deux méthodes du contrôle utilisé.

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, nous avons donné quelques notions générales sur les systèmes linéaires et non linéaires avec une étude détaillée sur la théorie de la commande non linéaire par retour d'état.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la modélisation mathématique de la machine asynchrone pour l'étude de son fonctionnement suivi d'une simulation numérique dont le but est la validation du modèle de la machine proposée.

Le dernier chapitre est consacré à l'application de la commande non linéaire par retour d'état au modèle de la machine asynchrone triphasée on présentera deux structures de commande flux-couple et flux-vitesse.

En fin, une conclusion générale permettra de rassembler un certain nombre de remarques nécessaires quant à l'avantage de cette commande.

On terminera par des annexes ainsi qu'une bibliographie indiquant quelques sources d'informations utilisées.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LA THEORIE DES SYSTEMES

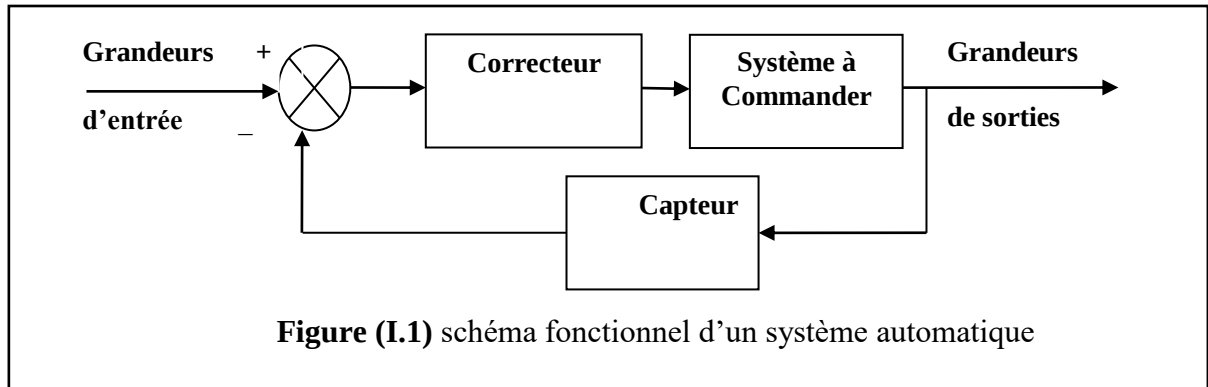
I.1 INTRODUCTION

Un certain nombre de notions doivent être définies avant qu'on puisse aborder le sujet de la théorie des systèmes. Dans ce chapitre nous allons introduire brièvement quelques généralités qui traitent l'étude des systèmes asservis linéaires continus et quelques notions avec un rappel mathématique qui traitent l'étude des systèmes non linéaires. Ainsi nous allons faire une étude bien détaillée de la technique de linéarisation par retour d'état que nous allons utilisée dans le 3^{ème} chapitre pour linéariser le modèle non linéaire de la machine asynchrone.

I-2 GENERALITES SUR LES SYSTEMES NON LINEAIRES

I.2.1 Représentation d'un système automatique

L'objectif de l'automatisme est de réduire ou de supprimer l'intervention de l'homme dans ces procédés industriels, pour améliorer et augmenter le rendement d'une part et faciliter le travail d'autre part. En général, en automatique, un système est souvent représenté par le schéma fonctionnel de la figure (I.1).



I.2.2 Les systèmes linéaires

Un système est linéaire, si la relation mathématique reliant les grandeurs d'entrées aux grandeurs de sorties est linéaire. Ce qui est équivalent à dire que l'équation différentielle est linéaire. Sa forme générale est donnée par :

$$\sum_{i=0}^n a_i \cdot \frac{d^i y(t)}{dt^i} = \sum_{i=0}^n b_i \cdot \frac{d^i x(t)}{dt^i} \quad (\text{I.1})$$

Où $y(t)$ et $x(t)$ sont respectivement les grandeurs de sorties et d'entrées.

I.2.3 Nature des signaux d'entrée et de sortie

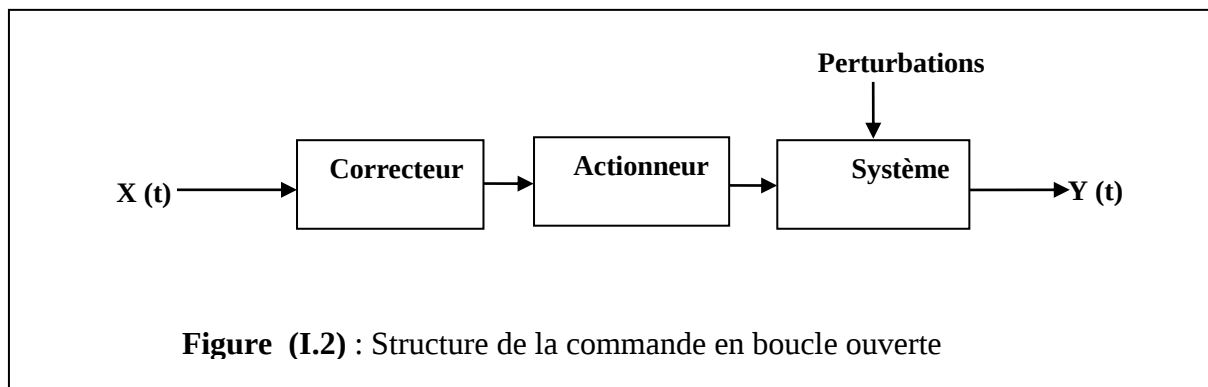
Les signaux d'entrée et de sortie d'un système sont des fonctions du temps, si à chaque instant leur amplitude est parfaitement connue, le signal est dit déterministe. Si par contre, à chaque instant, on ne connaît que la probabilité que le signal d'avoir telle ou telle amplitude, on dit que celui-ci est aléatoire. [2]

I.2.4 Structure de commande

I.2.4.1 Commande en boucle ouverte (BO)

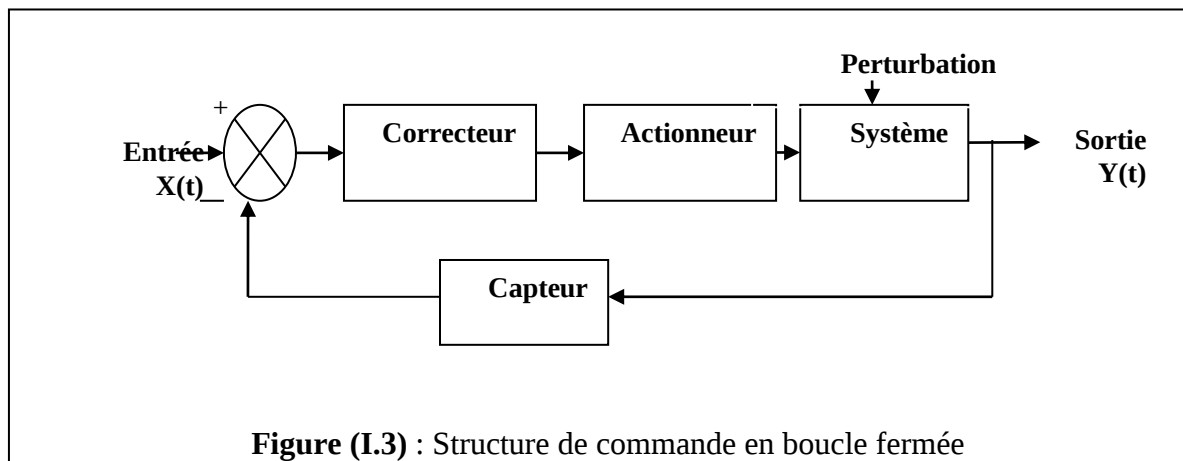
Une structure de commande en (B.O) est définie comme un système où le signal de commande est indépendant du signal de sortie. Ces structures de commande sont simples et peu coûteuses, mais malheureusement dans certaines applications où la précision est d'une grande importance et où les paramètres du système à commander sont variants, elles ne sont

pas utilisées à cause de leurs imprécisions. Cette configuration est illustrée par la Figure(I.2)[3]



I.2.4.2 Commande en boucle fermée (B.F)

En opposition à la structure de commande en (B.O), celle en boucle fermée est définie comme un système où le signal de commande dépend d'une façon ou d'une autre du signal de sortie. Les systèmes en boucle fermée sont couramment appelés des systèmes asservis, qui sont plus chers et plus robustes. Cette configuration est illustrée par la figure suivante.



I.2.5 Eléments fondamentaux des systèmes asservis

Les systèmes asservis de commande possèdent un certain nombre d'éléments que l'on retrouve dans tous les systèmes bouclés: Ce sont le capteur, l'actionneur et l'organe de traitement de l'information [2].

- **Capteur**

Un capteur est un organe de transformation d'une grandeur physique en une autre.

- **Actionneur**

C'est l'élément qui commande le système à asservir. Il travaille souvent à puissance élevée.

- **Organes de traitement de l'information.**

La grandeur d'entrée d'un système asservi permet de commander avec une faible énergie des procédés qui mettent en jeu des puissances élevées et il existe toujours dans ces systèmes un amplificateur de puissance.

I.3 REPRESENTATION D'ETAT DES SYSTEMES DYNAMIQUES

Un tel système peut s'écrire sous la forme matricielle standard suivante :

$$\dot{X} = AX(t) + BU(t) \quad (I.2)$$

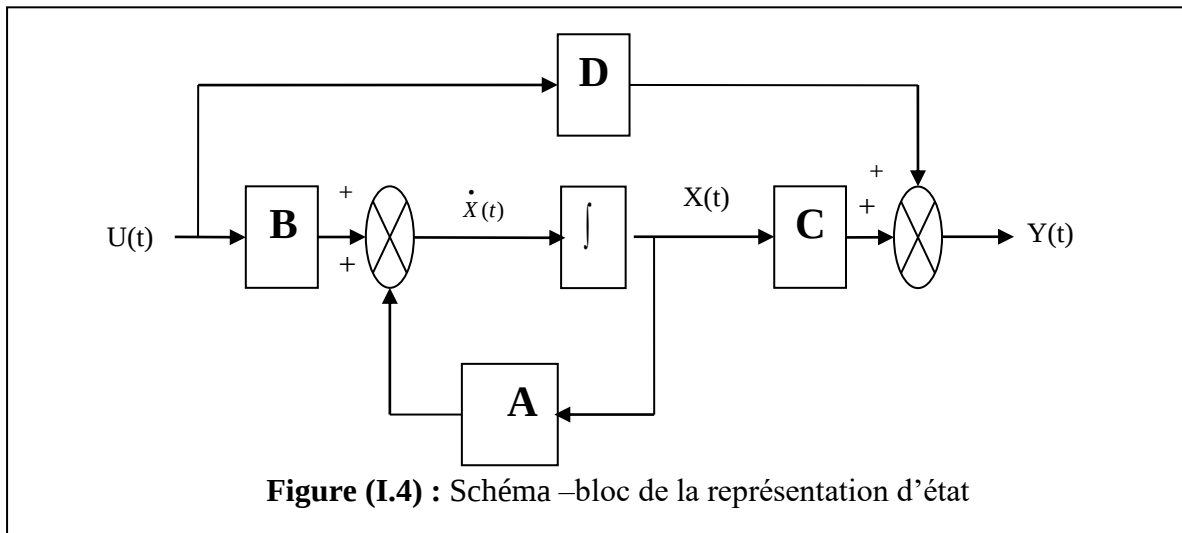
$$y(t) = CX(t) + DU(t) \quad (I.3)$$

X : vecteur d'état

U : vecteur de commande

L'équation (I.2) est appelée équation d'état et l'équation (I.3) est appelée équation de sortie. A, B, C et D sont des matrices réelles constantes.

Le schéma –bloc de la représentation d'état est représenté par la figure (I.4)



I.4 REGULATION DES SYSTEMES

Pour effectuer un certain nombre d'essai avec des performances données, le système doit être asservi. Le premier rôle du régulateur est d'obliger la ou les grandeurs asservies à conserver des valeurs aussi proches que possible de celles que l'on considéré comme idéale. Ces valeurs idéales, sont à leur tour des fonctions des grandeurs d'entrées du système (référence) et de perturbation

I.4.1 Les correcteurs

Les systèmes asservis peuvent présenter des défauts, tel que ; une précision insuffisante, une mauvaise stabilité, un temps de réponse trop lent, un dépassement trop important. Il est donc souvent nécessaire d'intégrer dans le système asservi, un bloc correcteur, dont l'objectif est d'améliorer un ou plusieurs de ces différents paramètres. On distingue différents types de correcteurs.

I.4.1.1 Correcteur proportionnel – intégral (PI)

Le correcteur proportionnel - intégral permet d'améliorer le régime permanent et le régime transitoire.

L'équation de ce correcteur dans le domaine du temps est :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t).dt \quad (\text{I.4})$$

Où $e(t)$ représente l'erreur entre la valeur de référence et la valeur mesurée
 $u(t)$: grandeur de commande.

K_i et K_p représentent respectivement les gains d'intégration et de proportionnalité

La fonction de transfert du régulateur est :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \frac{s + z}{s} \quad (I.5)$$

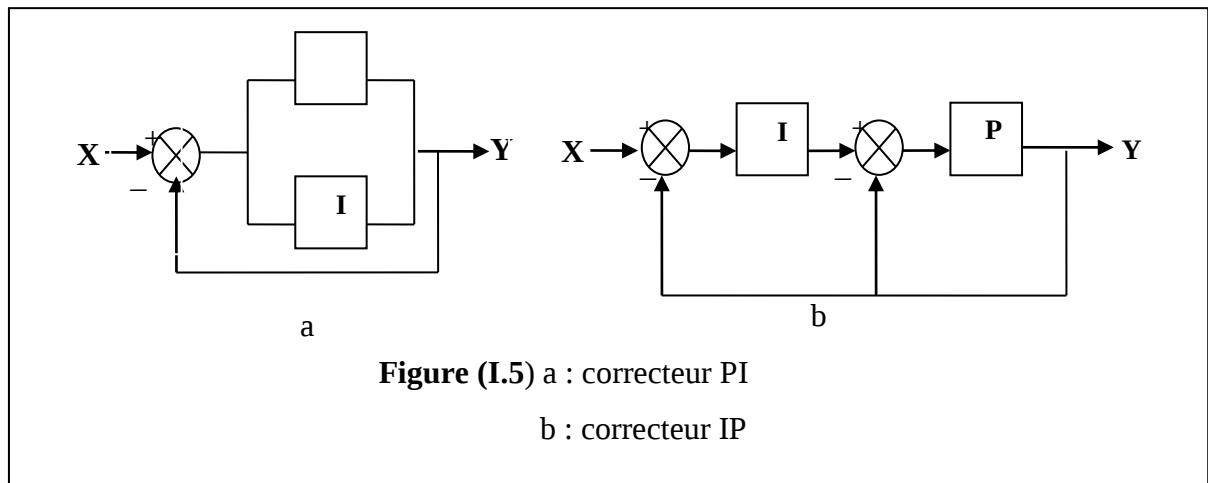
Avec :

$$z = \frac{k_i}{k_p}$$

s : opérateur de Laplace

L'emploi de ce correcteur se traduit par l'ajout d'un pôle à l'origine et d'un zéro à la fonction de transfert en boucle ouverte du système.

Pour le régulateur PI, les actions proportionnel et intégral sont mises en parallèle Figure(I.5.a). Il existe un autre correcteur intégral proportionnel IP où les actions sont mises en série Figure (I.5.b). Ce dernier a l'avantage de rejeter les perturbations



I.4.1.2 Correcteur proportionnel-dérivé (PD)

L'équation de ce type de correcteur dans le domaine de temps est :

$$u(t) = k_p e(t) + k_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (I.6)$$

La fonction de transfert est :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = k_p + k_D s = k_D (s + z) \quad (\text{I.7})$$

Où
$$z' = \frac{k_p}{k_D}$$

K_D : gain de dérivation.

I.4.1.3 Correcteur PID

Le correcteur proportionnel- intégral-dérivé est un correcteur très utilisé en industrie.

Il regroupe les trois actions :

- l'action proportionnelle utilisée pour améliorer la rapidité du système.
- l'action intégrale est employée pour améliorer le régime permanent.
- l'action dérivée assure l'amélioration de la stabilité.

L'équation de ce type de correcteur dans le domaine du temps est :

$$u(t) = k_p e(t) + k_I \int_0^t e(t) dt + k_D \frac{d}{dt} e(t) \quad (\text{I.8})$$

La fonction de transfert correspondante est :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s \quad (\text{I.9})$$

I.5 PERFORMANCES D'UN SYSTEME 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.

- **Rapidité**

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

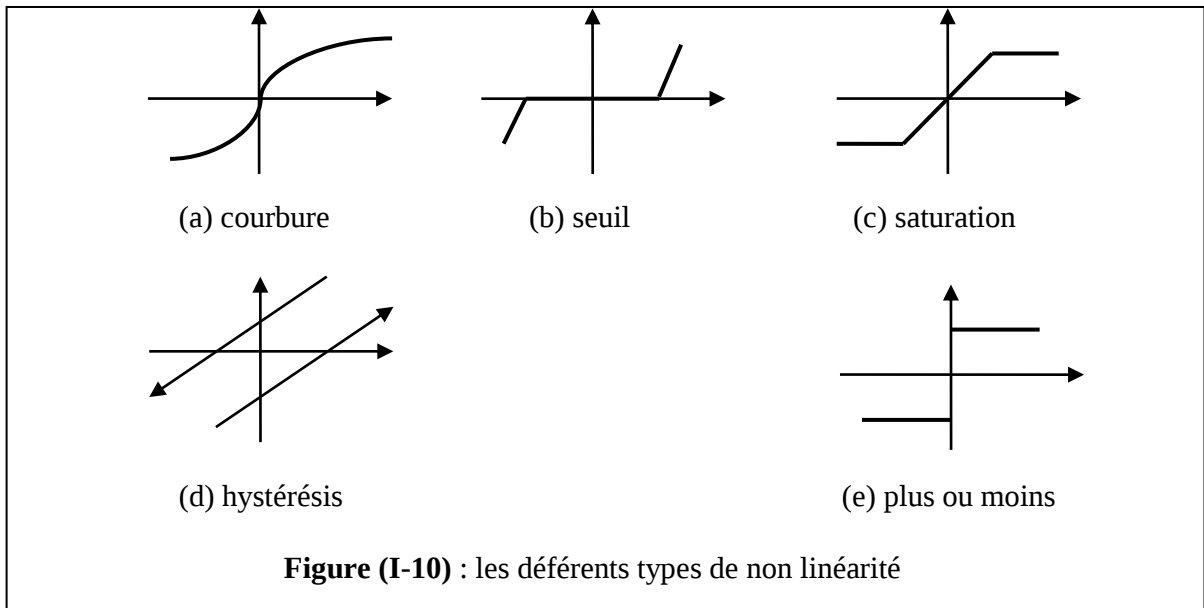
I.6 SYSTEMES NON LINEAIRES [4]

Le système est non linéaire lorsque la relation mathématique reliant les grandeurs de sortie est non linéaire, ce qu'est équivalent à dire que l'équation différentielle est non linéaire.

En générale, les systèmes non linéaires sont difficiles à étudier, et il n'existe pas de théorie unifiée pour l'étude de ces systèmes.

I.6.1 Classification de la non linéarité [4]

Les différents cas de non linéarité sont illustrés dans la figure (I.10).



I.7 LINEARISATION DES SYSTEMES NON LINEAIRES [3]

Deux approches peuvent être utilisées pour linéariser un système non linéaire selon le modèle dont on dispose.

I.7.1 Modèle graphique

Si le modèle d'un système donné est disponible sous forme graphique un choix possible de modèle linéaire consiste à approximer la courbe en un point par la courbe tangente en ce point. La représentation mathématique de cette évolution est souvent traduite par :

$$y = f(r).$$

Une telle relation est souvent non linéaire, la linéarisation de cette relation est souvent faite au tour d'un point appelé point de fonctionnement ou point d'opération. En choisissant comme point de fonctionnement (y_e, r_e) c'est-à-dire $y_e = f(r_e)$, tel qu'il est représenté dans la figure (I.11). La décomposition en série de Taylor au voisinage de ce point nous donne [3] :

$$y = f(r) = f(r)|_{r=r_e} + \left[\frac{d}{dr} f(r) \right]_{r=r_e} (r - r_e) + o.(r - r_e) \quad (I.13)$$

Ou le terme $o(r - r_e)$ représente la combinaison des termes de second ordre et plus, ce terme tend vers zéro lorsque $(r - r_e)$ tend vers zéro

On peut écrire la relation précédente (I.13) comme suit :

$$\Delta y = k \Delta r \quad (\text{I.14})$$

Où : $\Delta y = y - y_e$ la variation de y

$\Delta r = r - r_e$ La variation de r

$$k = \frac{df}{dr}(r_e)$$

Les termes du second ordre et plus ont été négligés

L'équation (I.14) est le modèle linéaire. La relation analytique entre les grandeurs d'entrées et les grandeurs de sorties n'est pas facile à obtenir.

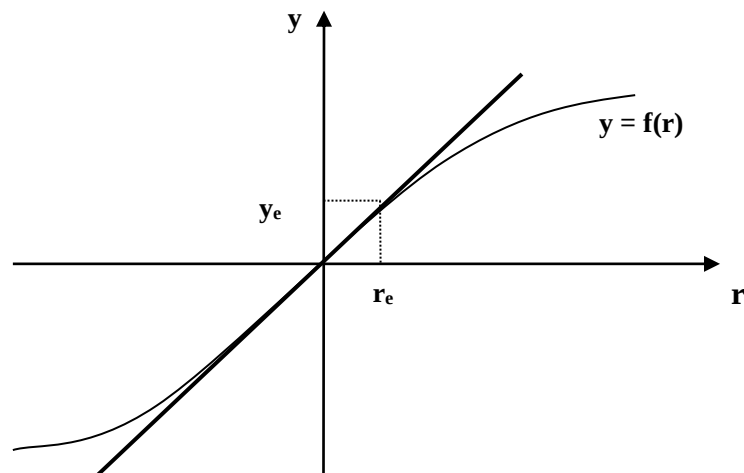


Figure (I.11) principe de linéarisation autour d'un point de fonctionnement

I.7.2 Modèle analytique

Si le modèle de système est connu sous forme analytique, on peut utiliser l'approche analytique. Pour montrer son principe, considérons le cas d'un système à plusieurs grandeurs de sortie dont le modèle non linéaire est donné par l'équation suivante :

$$\dot{y}(t) = f(y(t), r(t)) \quad (\text{I.15})$$

En supposant que l'on veut linéariser le système autour d'un point de fonctionnement. (y_e, r_e) tel que $f(y_e, r_e) = 0$. Le développement en série de Taylor de l'équation (I.15) au voisinage de point de fonctionnement donne :

$$\Delta \dot{y}(t) = A\Delta y(t) + B\Delta r(t) \quad (\text{I.16})$$

Avec :

$$A_{(p,p)} = \frac{\partial f}{\partial y}(y_e, r_e) = \left[\begin{array}{ccc} \frac{\partial f_1}{\partial y_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial y_p} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_p}{\partial y_1} & \dots & \frac{\partial f_p}{\partial y_p} \end{array} \right]_{|y_e, r_e} \quad (\text{I.17})$$

$$B_{(p,m)} = \frac{\partial f}{\partial r}(y_e, r_e) = \left[\begin{array}{ccc} \frac{\partial f_1}{\partial r_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial r_m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_r}{\partial r_1} & \dots & \frac{\partial f_r}{\partial r_m} \end{array} \right]_{|y_e, r_e} \quad (\text{I.18})$$

Cette méthode de linéarisation se généralisé au cas ou le point de fonctionnement est variable. La linéarisation est alors faite dans ce cas le long d'une trajectoire désirée, la figure(I.12) représente un tel cas. [3]

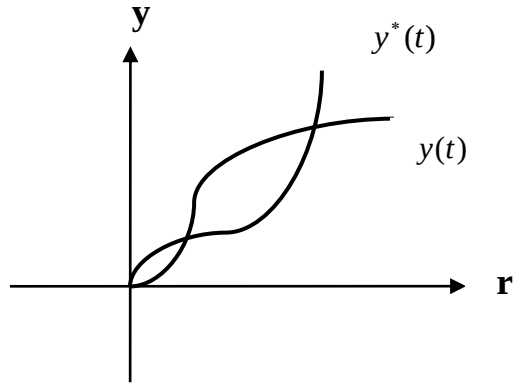


Figure (I-12) : principe de linéarisation de long d'une trajectoire

La trajectoire (réelle) désirée $y^*(t)$ correspond à une excitation $r^*(t)$. Les deux grandeurs vérifient la relation suivante :

$$\dot{y}^*(t) = F(y^*(t), r^*(t)) \quad (\text{I.19})$$

Les trajectoires réelles $y(t)$ et $r(t)$ sont données par :

$$y(t) = y^*(t) + \delta y(t) \quad (\text{I.20})$$

$$r(t) = r^*(t) + \delta r(t) \quad (\text{I.21})$$

$\delta y(t)$: La variation autour de la trajectoire nominale $y^*(t)$ à l'instant t

$\delta r(t)$: La variation autour de la trajectoire nominale $r^*(t)$ de référence $r^*(t)$ à l'instant t .

En utilisant les équations (I.15) et (I.19) et en tenant compte de (I.20) et (I.21) on obtient :

$$\delta \dot{y}(t) = F(y, r) - F(y^*, r^*) \quad (\text{I.22})$$

Le développement de Taylor de l'équation (I.22) autour du point (y^*, r^*) avec les termes d'ordre deux et plus sont négligeables, on donne :

$$\delta \dot{y}(t) = \frac{\partial F}{\partial y}(y^*, r^*) \delta y + \frac{\partial F}{\partial r}(y^*, r^*) \delta r \quad (\text{I.23})$$

Si : $y^* = y^*(t)$ et $r^* = r^*(t)$ sont fonctions du temps, le modèle linéaire est dit variant et son expression est donnée par l'équation suivante :

$$\delta y^*(t) = A(t)\delta y + B(t)\delta r \quad (I.24)$$

$$\text{Ou : } A(t) = \frac{\partial F}{\partial y}(y^*, r^*) \text{ et } B(t) = \frac{\partial F}{\partial r}(y^*, r^*)$$

Le modèle (I.24) constitue le modèle linéaire correspondant au système non linéaire (I.15).

I.8 TECHNIQUE DE LINEARISATION PAR RETOUR D'ETAT [1]

La technique de linéarisation par retour d'état est une approche récente pour la commande du système non linéaire. Elle consiste à trouver un état et à transformer partiellement ou complètement les systèmes dynamiques non linéaires en systèmes dynamiques linéaires d'une manière algébrique. Par conséquent cette nouvelle approche permet l'utilisation des techniques classiques de commande linéaire connues.

I.8.1 Rappels mathématiques

Lors de l'application de la technique de la linéarisation par retour d'état, on est appelé à utiliser des outils mathématiques que l'on va rappeler par la suite. L'objectif de l'introduction de ces notions mathématiques sur les équations différentielles est de limiter la complexité des équations obtenues lors de l'application de cette technique.

I.8.1.1 Gradient d'une fonction scalaire

Soit $h(x)$ une fonction scalaire définie de $\mathbb{R}^n \longrightarrow \mathbb{R}$, alors le gradient de h est un vecteur noté $\overrightarrow{grad}h$ et défini par :

$$\overrightarrow{grad}h = \nabla h = \left(\frac{\partial h}{\partial x_1}, \frac{\partial h}{\partial x_2}, \dots, \frac{\partial h}{\partial x_n} \right) \quad (I.25)$$

I.8.1.2 Matrice de Jacobi d'une fonction

Soit une fonction $f(x)$ continue et dérivable, définit de $\mathfrak{R}^n \longrightarrow \mathfrak{R}^n$, alors le jacobien de f est une matrice dite de Jacobi. Elle est notée par ∇f et elle est donné par :

$$\nabla f = \frac{\partial f}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_1}{\partial x_n} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

I.8.1.3 Dérivée de Lie

- **Définition**

Etant donné une fonction scalaire $h(x)$ définie de $\mathfrak{R}^n \longrightarrow \mathfrak{R}$, et un vecteur champ $f(x)$ défini de $\mathfrak{R}^n \longrightarrow \mathfrak{R}$, alors la dérivée de Lie de h suivant la direction du champ vectoriel de f est un vecteur noté $L_f h$ et défini par :

$$L_f h = \nabla h \cdot f \quad (I.27)$$

- **Propriétés**

Soit h et f deux champs respectivement scalaire et vectoriel tels que :

- $L_f^0 h = h$ (dérivée de lie d'ordre zéro)
- $L_f^i h = L_f (L_f^{i-1} h) = \nabla (L_f^{i-1} h) \cdot f$ (dérivée de Lie d'ordre i)
- si g est un deuxième champ vectoriel, alors on a la relation suivante :

$$L_g L_f h(x) = \nabla (L_f h(x)) \cdot g \quad (I.28)$$

I.8.2 Systèmes non linéaires multi-entrée multi-sorties (MIMO)

Les systèmes appartenant à la classe des systèmes dynamiques non linéaires, multi-entrées multi-sorties sont donnés *sous* la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x).u_i \\ y_1 = h_1(x) \\ \vdots \\ y_m = h_m(x) \end{cases} \quad (I.29)$$

Avec : x vecteur d'état défini dans $\mathfrak{R}^n$

$U = (U_1, \dots, U_m)$ Vecteur de contrôle d'entrée

$f : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n, g : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^{n.m}, h : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^m$.

Le système (I.29) peut s'écrire sous la forme condensée suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = F(x) + G(x)U \\ y = H(x) \end{cases} \quad (I.30)$$

Si le nombre des sorties est inférieur à celui des entrées et pour appliquer la technique de linéarisation par retour d'état, le vecteur y est complété par des sorties fictives selon des règles bien définies pour avoir la même dimension que le vecteur de commande. Nous supposons que les fonctions f , g et h sont continues et dérivables.

I.8.3 Principe de la technique de linéarisation par retour d'état

Avant de procéder à une étude détaillée de la linéarisation entrée-sortie par retour d'état une définition formelle de ce concept s'avère nécessaire.

Définition : un système non linéaire MIMO donnée sous la forme (I.30) avec $F(x)$ et $G(x)$ deux vecteurs champ dans $\mathfrak{R}^n$ peut être linéarisable, s'il existe :

- une région Γ
- un difféomorphisme $E : \Gamma \rightarrow \mathfrak{R}^n$
- une transformation et un retour d'état non linéaire de la forme :

$$U = \alpha(x) + \beta(x).V \quad (I.31)$$

Tels que $\beta(x)$ et $\alpha(x)$ seront calculées ultérieurement.

Le nouvel état Z et la nouvelle entrée V doivent satisfaire la relation linéaire suivante :

$$\dot{Z} = V \quad (\text{I.32})$$

Le nouvel état Z est appelé l'état linéarisé et le retour d'état (I.31) est appelé loi de commande de linéarisation. La difficulté dans le modèle (I.30) d'un système dynamique non linéaire est que la sortie ne dépend pas explicitement de son entrée. L'idée principale de la technique de commande par retour d'état est de différencier la sortie de système jusqu'à faire apparaître une équation qui met en relation directe la sortie du système avec son entrée.

Cette équation pouvait se présenter sous forme suivante :

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^m (L_{g_i} h_j) U_i \quad (\text{I.33})$$

Soit r_j le degré relatif qui correspond le nombre de dérivée le plus petit pour lequel l'entrée apparaît soit alors :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{(r_j)} h_j(x) + \sum_{i=1}^m (L_{g_i} L_f^{(r_j-1)} h_j(x)) U_i \quad (\text{I.34})$$

Avec : $L_{g_i} L_f^{(r_j-1)} h_j(x) \neq 0, \forall x \in \Gamma$

Γ : est l'ensemble des états existants.

Si on effectué la même procédure pour chaque sortie y_j , nous obtenons m équations qu'on peut présenter comme suit :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} \\ \vdots \\ y_m^{r_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_m} h_m(x) \end{bmatrix} + E(x) \begin{bmatrix} U_1 \\ \vdots \\ U_m \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

Où :

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1}(L_f^{(r_1-1)} h_1) & \cdots & L_{g_m}(L_f^{(r_1-1)} h_1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1}(L_f^{(r_m-1)} h_m) & \cdots & L_{g_m}(L_f^{(r_m-1)} h_m) \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

La matrice $E(x)$ est appelée matrice de découplage du système multi variable. Si le déterminant de $[E(x)] \neq 0$, le choix d'un retour d'état sera de la forme :

$$u = -E^{-1}(x) \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_m} h_m(x) \end{bmatrix} + E^{-1}(x) \begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_m \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

Avec : $(V_1 \dots \dots V_m)^T$ la nouvelle entrée à déterminer.

En utilisant l'équation (I.35) et le retour d'état (I.37), on aura la relation différentielle entre la sortie et la nouvelle entrée :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} \\ \vdots \\ y_m^{r_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_m \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

La loi de commande de la forme (I.37) est appelée commande de découplage et de linéarisation. Le système ainsi obtenu est non seulement linéaire mais découplé.

I.8.4 Notion de degré relatif

Il est utile de formaliser le concept du degré relatif des systèmes non linéaires utilisant la technique de linéarisation par retour d'état. En effet il y'a un degré relatif associé à chaque sortie et il est défini par un entier.

- **Définition**

On dit que le système (1.30) possède un degré relatif $(r_1, \dots, r_m)$ en x_0 . S'il existe un voisinage Γ de x_0 tel que, $\forall x \in \Gamma$

- $L_{g_i} L_f^\alpha h_j(x) = 0 \quad 0 \leq \alpha \leq r_i - 1 \quad 1 \leq i, j \leq m$
- $E(x)$ est non singulière

Le degré relatif total du système s'exprime par : $r = r_1 + r_2 + \dots + r_m$

On envisage alors deux cas :

1^{er} Cas : $r = n$

Quand $r = n$, le système non linéaire (I.30) 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 :

$$\begin{cases} \zeta_1^1 = h_1(x) & \zeta_2^1 = L_f h_2(x) & \dots & \zeta_{r_1}^1 = L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \zeta_1^m = h_m(x) & \zeta_2^m = L_f h_m(x) & \dots & \zeta_m^m = L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

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

$$\begin{cases} \zeta_1^j = \zeta_2^j \\ \vdots \\ \zeta_{r_j}^j = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

Où $1 \leq j \leq m$

Avec cette loi de commande, on obtient une linéarisation entrée-sortie 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 : $r < n$

Dans ce cas les états $\zeta_i^j (j=1, \dots, m; i=1, \dots, r_j)$ représentent seulement la dynamique externe du système de dimension r , on peut alors compléter ce vecteur par les $(n-r)$ fonctions. $(\eta_1, \dots, \eta_{n-r})$ Indépendantes les unes des autres. Elles sont obtenues par la vérification des conditions données par la méthode de Frobenius, qu'on va définir comme suit :

- **Théorème de FROBINIUS**

Une suite linéairement indépendante du vecteur champ $\{g_1, \dots, g_m\}$ de $\mathbb{R}^n$ est complètement intégrable si et seulement si il existe $(n-m)$ fonctions scalaires $\eta_1(x), \eta_2(x), \dots, \eta_{n-m}(x)$ qui vérifient le système d'équation différentielle suivant :

$$\forall x \in \Gamma \quad L_{g_i} \eta_k(x) = 0 \quad 0 \leq i \leq m ; 1 \leq k \leq n-r \quad (\text{I.41})$$

Les états $(n-r)$ sont inobservables et déterminent la dynamique interne du système donné par l'expression suivante :

$$\dot{\eta} = L_f \eta_k(x) + L_{g_i} \eta_k(x).U \quad (\text{I.42})$$

Tel que $(k = 1, \dots, n-r)$ et $(i = 1, \dots, m)$.

I.8.5 Dynamique des systèmes linéaires

La dynamique des systèmes non linéaires utilisant la linéairisation exacte par retour d'état, est décomposée en une partie externe (relation entrée-sortie) et une partie interne (inobservable). La partie externe est constituée par une relation linéaire entre la sortie y et la nouvelle entrée V_i . Il est facile alors de choisir l'entrée V de telle sorte que la sortie soit identique à celle désirée. Le problème est alors d'observer le comportement de la dynamique interne qui doit être soigneusement établie et stable. [1]

I.8.5.1 Dynamique zéro

La dynamique interne associée à la linéairisation par retour d'état correspond uniquement aux $(n-r)$ dernières équations données par (I.42) de la forme normale. Généralement cette dynamique dépend des états de sortie ζ . La sortie y est considérée identique à zéro, l'étude d'un tel système va nous aider à tirer des conclusions à propos de la stabilité de la dynamique interne. [1]

- **Définition**

La dynamique zéro des systèmes non linéaires est la dynamique des systèmes sous la contrainte ou la sortie et ses dérivées successives seront identiques à zéro. [1]

L'objectif de l'étude de la dynamique zéro est de déterminer la stabilité de la dynamique interne pour les systèmes non linéaires. La stabilité asymptotique de la dynamique zéro (représentant une propriété intrinsèque du système indépendante du choix de la loi de contrôle) garantit la stabilité de la dynamique interne.

Par conséquent :

- Si le degré relatif associé à la linéarisation entrée-sortie est le même que l'ordre du système, ce dernier est complètement linéaire.
- Par contre si le degré relatif est inférieur à l'ordre du système, ce dernier est partiellement linéaire.
- L'étude de la stabilité de la dynamique interne peut être simplifiée localement par l'étude à sa place de la dynamique zéro.
- Si la dynamique zéro est instable, la transformation est partiellement linéaire.

I.9 CONCLUSION

A partir de ce chapitre, nous remarquons que l'étude des systèmes linéaires est plus facile par rapport aux systèmes non linéaires. Ces derniers sont difficiles à étudier, et il n'existe pas de théorie unifiée pour leur étude. A ce propos le but des chercheurs est de trouver des solutions ou bien des techniques qui permettent de faciliter l'analyse des systèmes non linéaires ; parmi les techniques utilisées, la technique de linéarisation par retour d'état que nous avons traité dans ce chapitre. Cette technique est basée sur l'idée de transformer la dynamique non linéaire du système en une forme linéaire en utilisant de retour d'états.

Notre objectif est d'appliquer cette technique à un système réel qu'est la machine à induction, dont le modèle sera donné dans le chapitre suivant.

CHAPITRE II

MODELISATION DE LA MACHINE

ASYNCHRONE TRIPHASEE

II.1 INTRODUCTION

En général les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres, trop complexes, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes. On doit développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel.

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale pour l'élaboration des lois de commande. Les progrès de l'informatique et de génie logiciels permettent de réaliser les modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y'a lieu par palier aux différents effets qui peuvent accompagner, généralement les variations de vitesse, les variations de charge....etc.

Pour obtenir le modèle d'un tel système, trois taches doivent être accomplies:

- Choisir le modèle
- Déterminer ses paramètres
- Et enfin vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, il sera présenté la modélisation linéairisé de Park d'une machine asynchrone. En suite, il sera procédé à la validation par simulation numérique du modèle de la machine ainsi choisie, dont les paramètres sont donnés en annexe[A].



Figure (II.1) : Différents types de la machine

II.2 GENERALITES SUR LES MACHINES ELECTRIQUES

II.2.1 Historique [13]

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs : en 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone, puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets. Pendant la même période Galileo Ferraris publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888. En 1889, Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891.

Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, la machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts.

Quand la machine asynchrone est alimentée par un réseau à fréquence fixe, il est difficile de faire varier sa vitesse. En outre, au démarrage, le couple est faible et le courant appelé est très élevé. Deux solutions historiques ont résolu ce dernier problème : le rotor à encoches profondes et le rotor à double cage découvert en 1912 par Paul Boucherot. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, l'alimentation par un onduleur à fréquence variable permet maintenant de démarrer la machine convenablement et de la faire fonctionner avec une vitesse réglable dans une large plage. C'est pourquoi il est utilisé pour la motorisation des derniers TGV ainsi que des nouveaux métros parisiens .

II.2.2 Présentation



Figure (2.2) : Machine asynchrone 0,75 kW.

La machine se compose de deux pièces principales :

Le stator est relié au réseau ou à un variateur de vitesse.

Le rotor est constitué de conducteurs en court-circuit qui sont parcourus par des courants induits par le champ magnétique créé par les courants statoriques. C'est la principale différence avec une machine synchrone, laquelle a un rotor avec un champ magnétique provenant d'aimants permanents ou de bobines alimentées en courant continu.

Cette machine peut, selon sa construction, être reliée à un réseau monophasé ou polyphasé (généralement triphase car c'est celui de la distribution).

La machine asynchrone est la machine électrique la plus utilisée dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car elle offre alors le meilleur rapport qualité prix. Surtout depuis l'apparition dans les années 1970 de variateurs permettant de faire varier la fréquence de rotation du moteur dans une large gamme.

Bien que réversible, la machine asynchrone est principalement (mais pas exclusivement) utilisée en moteur.

II.2.3 Description et principe de fonctionnement

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles ; l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relié à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer.

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction :

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court circuit.
- La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liées à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation.

$$\Omega_s = 60 \cdot \frac{f_s}{P} \quad (\text{tr/min})$$

(II.1)

On désigne par « p » le nombre de paire de pôles de chacun des enroulements des phases statoriques.

Selon la loi de (Lenz), les courants rotoriques s'opposent à leur cause c'est à dire au déplacement au champ par apport au rotor. Le système des forces va entraîner le rotor à la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s ($\Omega_s = \frac{\omega_s}{P}$), cette vitesse ne peut être atteinte; car il n'y aurait Plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r ($\Omega_r = \frac{\omega_r}{P}$) inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hyposynchrone) ou supérieur (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à

l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau dépend donc du signe de l'écart $\Omega_s(\Omega_s - \Omega_r)$.

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement « g » défini par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s}$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques.

II.2.4 Machine asynchrone monophasée

La constitution interne d'une machine asynchrone monophasée est la même que celle d'une machine triphasée à la différence près, que son stator est composé d'un enroulement et non de trois. Le champ magnétique créé par une bobine monophasée est un champ pulsant et non tournant comme pour celui créé par trois bobines triphasées. Un champ pulsant peut se décomposer en deux champs tournants qui se déplacent dans des sens opposés. Chaque champ tournant tendant à entraîner la machine dans le même sens que lui. Lorsque le rotor est à l'arrêt, le couple créé par chacun des champs tournants est de même valeur. Ainsi, le moteur ne peut démarrer. Pour démarrer un tel moteur, il faut donc le lancer ou avoir recours à un dispositif annexe. Une fois le moteur lancé, et amené à sa vitesse nominale, le moteur possède un glissement proche de 0 pour l'un des champs tournants, et de 2 pour le second. Le couple créé par le premier champ étant plus important que le couple créé par celui de sens contraire, le moteur continue à tourner.

Les machines asynchrones monophasées ont des caractéristiques (couple/puissance massique, rendement, facteur de puissance, etc.) plus faibles que leurs homologues multiphasées. Ces machines sont toujours utilisées en moteur et généralement limitées à des puissances de quelques kilowatts.

Plaque signalétique d'un moteur asynchrone

Exemple de plaque signalétique d'un moteur asynchrone triphasé industriel :

Mot 3~ 50/60Hz	IEC34 IP55
MT90L24-4	
1.5 / 1.75 <u>kW</u>	1420 / 1710 <u>tr/min</u>
380-420 / 440-480 V - <u>Y</u>	3.7 / 3.6 <u>A</u>
220-240 / 250-280 <u>V</u> - <u>Δ</u>	6.4 / 6.3 <u>A</u>
	<u>cos φ</u> = 0.75 / 0.78

Moteur triphasé utilisable en 50 et 60 Hz	Plaque établie conformément à la norme internationale IEC34	Classement IP (Indice de Protection)
Référence constructeur précisant notamment : - la taille de la carcasse moteur - le nombre de pôles		
Puissance utile nominale		fréquence de rotation nominale
Tension entre phase du réseau d'alimentation pour un <u>couplage étoile</u>		<u>Courant de ligne nominal</u> pour un <u>couplage étoile</u>
Tension entre phase du réseau d'alimentation pour un <u>couplage triangle</u>		Courant de ligne nominal pour un <u>couplage triangle</u> <u>facteur de puissance</u> au régime nominal

Soit on dispose d'un réseau d'alimentation correspondant aux valeurs de tension de la troisième ligne et on doit réaliser un couplage étoile symbolisé par Y (cas le plus fréquent),

soit on dispose d'un réseau d'alimentation correspondant aux valeurs de tension de la quatrième ligne et on doit réaliser un couplage triangle symbolisé par Δ . Sur la même ligne, la plaque signalétique indique pour chacun des couplages la valeur de l'intensité du courant de ligne qui sera absorbée au régime nominal.

À l'aide de grandeurs électriques fournies : tensions entre phases, intensités des courants de ligne et facteur de puissance, il est possible de calculer la puissance active absorbée et d'en déduire le rendement de la machine fonctionnant au régime nominal.

En monophasé :

$$P_a = U I \cos \Psi$$

En triphasé :

$$P_a = U I \cos \Psi$$

Le rendement :

$$\eta = P_u / P_a$$

II.2.5 Avantages et problèmes posés par le moteur asynchrone [5]

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie ; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique.

Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu, et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor).

Les courants, qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe de champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement, en générale, ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent.

Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

Par contre dans le moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité

structurale cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier).

II.3 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone triphasée idéalisée sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices [10][9][8]

- l'entrefer constant,
- l'effet des encoches est négligé,
- la distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- les pertes ferromagnétiques négligées,
- le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constant,
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte,

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

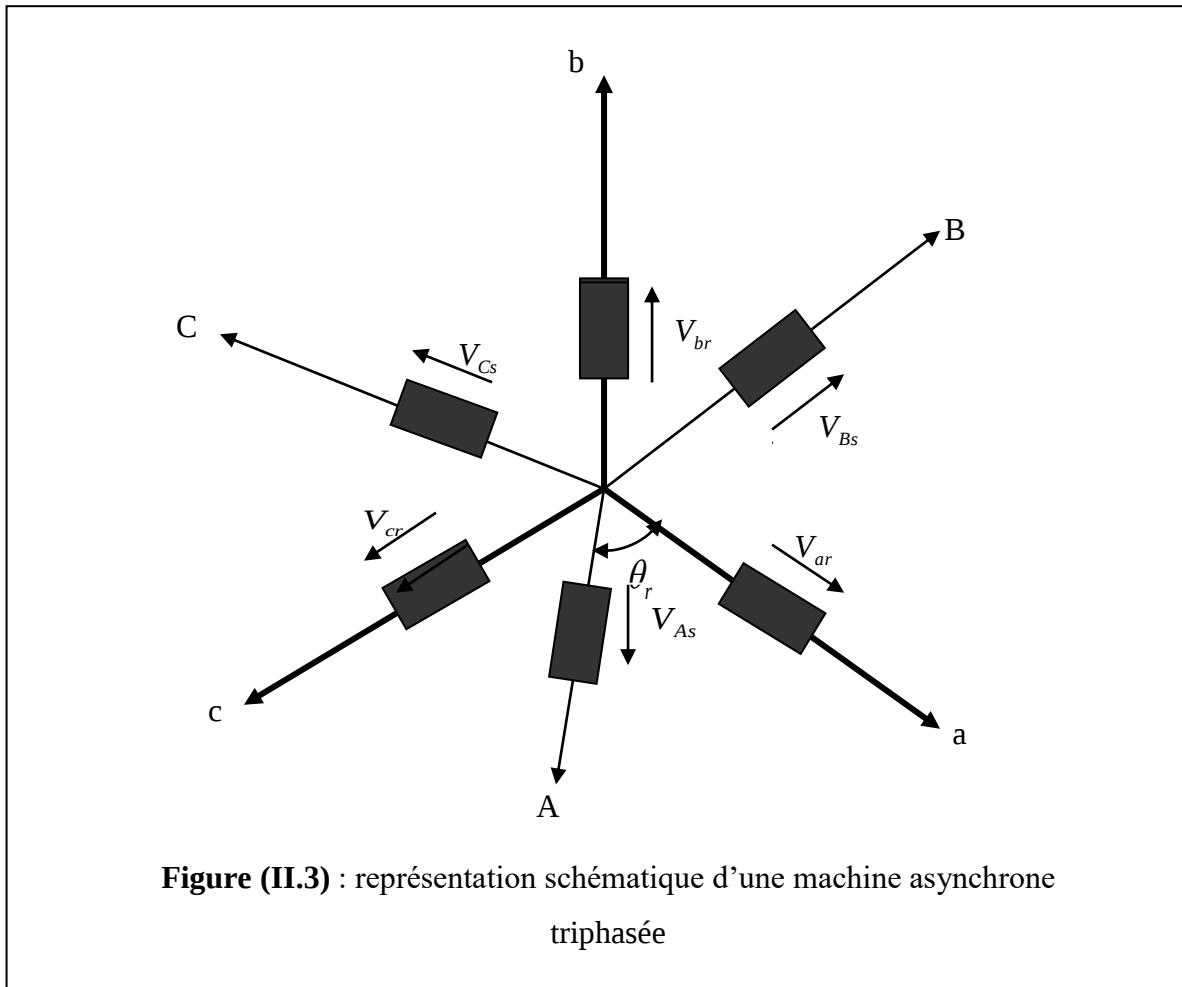
- L'additivité des flux
- La constance des inductions propres
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

II.4 MODELE MATHEMATIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour palier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc.

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs.

Les axes rotoriques tournant avec ω_r par rapport aux axes statoriques qui sont fixes comme le montre la figure (II.3)



Avec :

A, B, C : trois phases du stator

a, b, c : trois phases du rotor

II-4-1 Equations électriques

De la figure (II.3) les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice « s » et le rotor avec l'indice « r » comme soit :

$$\begin{bmatrix} V_{As} \\ V_{Bs} \\ V_{Cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{As} \\ \Phi_{Bs} \\ \Phi_{Cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Avec V , i et Φ représentent respectivement la tension, le courant et le flux.

R_s : La résistance statorique

R_r : La résistance rotorique

II.4.2 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment conduisent à des relations linéaires entre les courants, qui s'écrivent matriciellement comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_{cs}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{II.4})$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][i_s] + [L_{cr}][i_r] \quad (\text{II.5})$$

Tel que $[M_{rs}] = [M_{sr}]$

On désigne par :

$[L_{cs}]$: Matrice d'inductance statorique

$[L_{cr}]$: Matrice d'inductance rotorique

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle

Avec :

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & M_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$[L_{cr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$L_{cr(s)}$: Inductance cyclique propre du rotor (stator)

$M_{r(s)}$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques)

M_{rs} : Inductance mutuelle ente une phase du rotor et une phase du stator

$$[M_{sr}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

(II.8)

θ_r : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases « A » et « a » pris comme axes de référence.

M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident

La résolution analytique du système d'équations (2.4) et (2.5) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice varient en fonction du temps. Cela conduira à l'usage de la transformation de park qui permettra de rendre constant ces paramètres [10].

II.5 TRANSFORMATION DE PARK [6]

La transformation de park permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes :

- homo polaire (indice o)
- d'axes directs (indice u)
- d'axes en quadrature (indice v)

la conversion des variables du moteur réelles en variables du moteur primitives implique, la transformation des enroulements du moteur original, en enroulement disposé selon deux axes « U et V », cela a pour effet de rendre les inductances mutuelles et propres indépendantes de la rotation. La condition de passage du système triphasé au système

biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétiques égales.

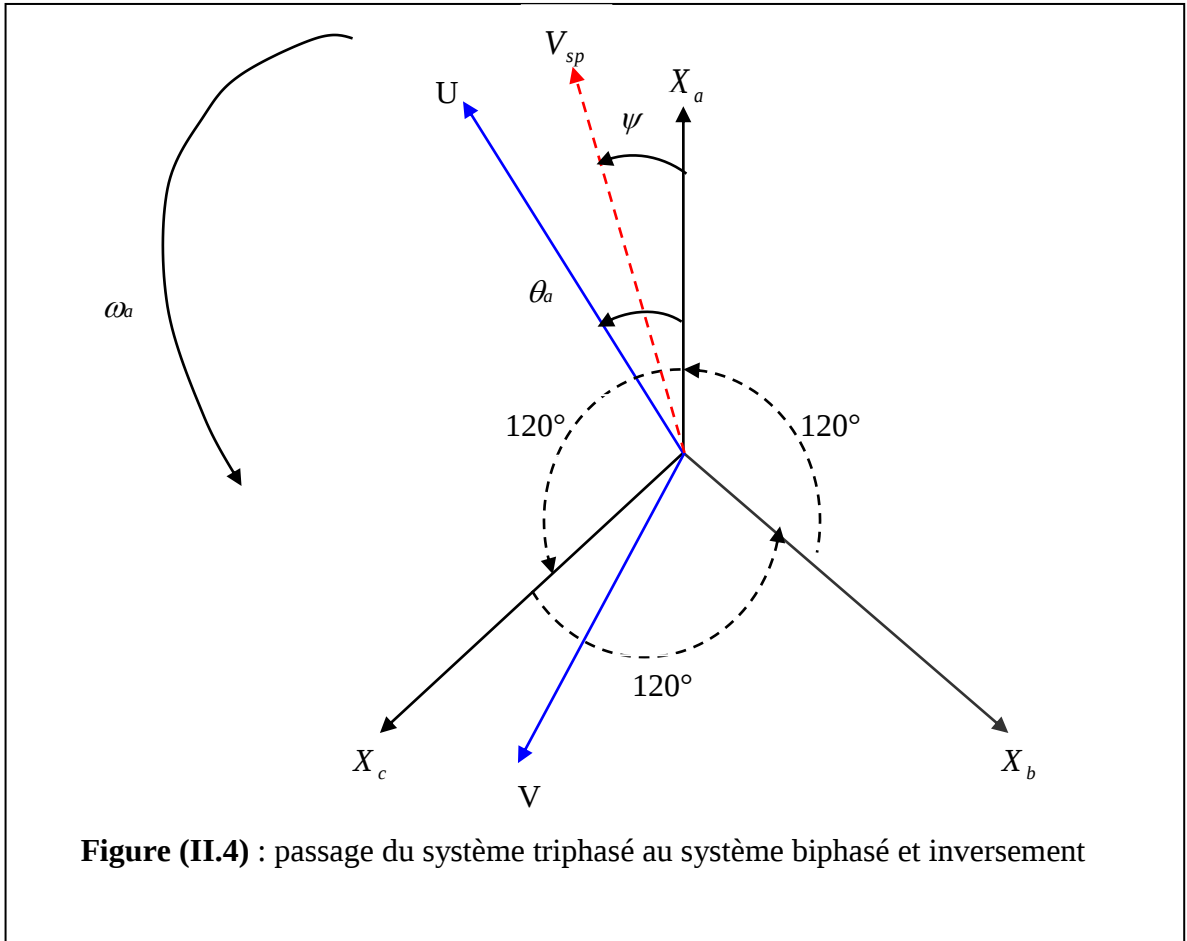
La figure (2.4) représente le système d'axes réels triphasé « X_a, X_b, X_c » et le système d'axes fictif « U, V ». Considérons le vecteur spatial V_{sp} qui représente la valeur maximale de tension, de courant, ou de flux [10].

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes « U, V » en fonction des anciens axes « X_a, X_b, X_c ». Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique.

Ψ : représente l'angle entre le vecteur V_{sp} et l'axe de la phase X_a

θ_a : représente l'angle instantané entre la phase de l'axe X_a et l'axe U

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: La vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés



Selon la figure (II.4), la projection sur les axes triphasés donne les équations suivantes :

$$(II.9) \quad \begin{cases} V_{sa} = V_{sp} \cdot \cos(\psi) \\ V_{sb} = V_{sp} \cdot \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = V_{sp} \cdot \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

La projection sur l'axe biphasé donne :

$$(II.10) \quad \begin{cases} V_{sU} = \frac{2}{3} \left[V_{sa} \cdot \cos(\theta_a) + V_{sb} \cdot \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \right] \\ V_{sV} = \frac{2}{3} \left[V_{sa} \cdot \sin(\theta_a) + V_{sb} \cdot \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \right] \end{cases}$$

Le terme « $\frac{2}{3}$ » exprime le passage du système triphasé au système biphasé.

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (II.10) pour équilibrer la transformation

$$V_{so} = \frac{1}{3}(V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (\text{II.11})$$

V_{so} : représente la composante homopolaire, elle est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. Et on ajoute V_{so} pour équilibrer la transformation trois à trois.

D'après les équations (II.9), (II.10) et (II.11), on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sU} \\ V_{sV} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $P(\theta_a)$.

$$P(\theta_a) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

La matrice de passage du système biphasé au système triphasé est donc :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

- Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux
- Le système « U, V » tourne à la vitesse $(\omega_a - \omega_r)$ par rapport au rotor [10]

II.6 MODELE DU MOTEUR DANS LE SYSTEME BIPHASE

La transformation de park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes « U », « V »

II.6.1 Equations électriques

En multipliant les deux équations (II.2) et (II.3) par la matrice de transfert de park $P(\theta_a)$ de deux cotés, et après tout calcul fait, annexe [B] on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{sU} \\ V_{sV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sU} \\ i_{sV} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rU} \\ V_{rV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rU} \\ i_{rV} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ (\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

II.6.2 Equations magnétiques

De même en multipliant les deux équations (II.4) et (II.5) par la matrice de transfert de Park « $[P(\theta_a)]^{-1}$ » des deux cotés, et après tout calcul fait, Annexe [B] on obtient :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s \\ M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sU} \\ i_{sV} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

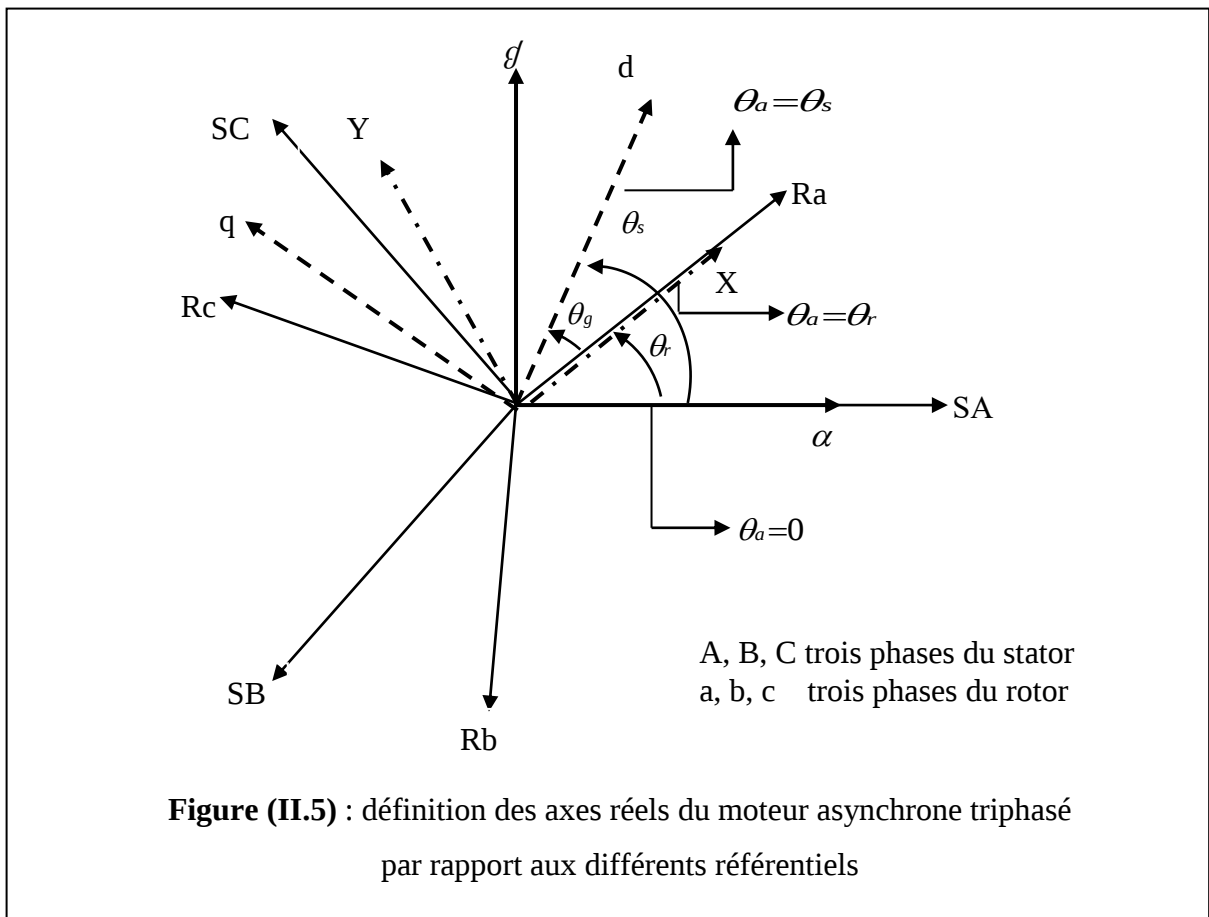
$$\begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r \\ M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rU} \\ i_{rV} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

II.7 DEFINITION DES DIFERENTS REFERENTIELS [10]

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe « U », « V » qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux Figure (II.5).

- Référentiel des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = 0$) (—)
- Référentiel des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_s$) (- - -)
- Référentiel des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_r$) (- · -)

Avec l'angle θ_a : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes.



II.7.1 Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator.

Dans ce cas :

$$\theta_s = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{cases}$$

$$\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} = 0, \Delta\omega = -\omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

II.7.2 Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r .

Dans ce cas :

$$\theta_a = \theta_r \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow x \\ V \rightarrow y \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

II.7.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axes tourne avec la vitesse de champ électromagnétique ω_s créée par les enroulements du stator.

Dans ce cas :

$$\theta_a = \theta_s \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s, \Delta\omega_a = \omega_s - \omega_r = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones, à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commandes des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus (non pulsés). [10][9]

II.8 EXPRESSION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE ET DE LA PUISSANCE

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par :

$$C_e = \frac{\partial w_e}{\partial \theta_{geo}} = p \cdot \frac{\partial w_e}{\partial \theta_{ele}} \quad (\text{II.25})$$

Avec w_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)

$$\theta_{gio} = \frac{\theta_{ele}}{p} \quad (\text{II.26})$$

p : Nombre des pôles

Selon Park, l'expression, de la puissance transmise est la suivante :

$$p(t) = V_{sA}.i_{sA} + V_{sB}.i_{sB} + V_{sC}.i_{sC} \quad (\text{II.27})$$

$$p(t) = \frac{3}{2}.[V_{sU}.i_{sU} + V_{sV}.i_{sV}] + 3.V_{so}.i_{so} \quad (\text{II.28})$$

Le système étant équilibre, il vient :

$$p(t) = \frac{3}{2}.[V_{sU}.i_{sU} + V_{sV}.i_{sV}] \quad (\text{II.29})$$

En remplaçant V_{sU} et V_{sV} par leurs expressions il vient :

$$P(t) = R_s.[i_{sU}^2 + i_{sV}^2] + \frac{3}{2}.[i_{sV} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sU} + I_{sV} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sU}] + \frac{3}{2}.\omega_a.[\Phi_{sU}.I_{sV} - \Phi_{sV}.I_{sU}] \quad (\text{II.30})$$

Cette dernière expression est composée de trois parties :

- 1) $\frac{3}{2}.R_s.[i_{sU}^2 + i_{sV}^2]$ représente les chutes ohmiques.
- 2) $\frac{3}{2}.[i_{sV} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sU} + I_{sV} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sU}]$ représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.
- 3) $\frac{3}{2}.\omega_a.[\Phi_{sU}.I_{sV} - \Phi_{sV}.I_{sU}]$ Représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que : $P_e = C_e.\omega_a$

On obtient :

$$C_e = \frac{3}{2}.[\Phi_{sU}.i_{sV} - \Phi_{sV}.i_{sU}] \quad (\text{II.31})$$

II.9 EQUATION DE MOUVEMENT

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement qui est définie comme suit :

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega$$

(II.32)

Avec :

Ω : Vitesse de la machine.

f : coefficient de frottement visqueux

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant

II.10 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le moteur asynchrone est normalement alimenté directement à partir du réseau industriel par un système de tensions triphasées équilibrées.

Dans certaines applications pour les quelles la variation de la vitesse est nécessaire, le moteur sera alimenté par un système de tensions triphasées ou par un système de courants triphasés

(Injectés) dans les enroulements du stator, par l'intermédiaire d'un convertisseur électronique de puissance placé entre le moteur et le réseau industriel électrique. [12]

L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel qui à partir des tensions simples d'alimentation devant nous permettre de déterminer les grandeurs électriques, électromagnétiques et mécaniques en fonction de temps en régime dynamique par un fonctionnel en moteur.

II.10.1 Simulation du moteur asynchrone triphasé dans le repère fixe par rapport au stator.

Les phénomènes transitoires dans les machines asynchrones peuvent être étudiés à partir du modèle généralisé dans un référentiel lié au stator (α, β) . En remplaçant les

expressions (II.17) et (II.18) dans les équations (II.19) et (II.20), on obtient le système suivant :

$$(II.33) \quad \begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + L_r \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega \cdot L_r \cdot i_{s\beta} - \omega \cdot M \cdot i_{s\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + L_r \cdot \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega \cdot L_r \cdot i_{r\alpha} + \omega \cdot M \cdot i_{s\alpha} \end{cases}$$

Considérons les tensions $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$ comme grandeurs de commande, les courants statoriques $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$, et les flux rotoriques $(\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta})$, la vitesse mécanique Ω comme variables d'états et le couple résistant comme perturbation.

• Equations électriques

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état. Le modèle sera de la forme :

$$\frac{dX}{dt} = A \cdot X + B \cdot U \quad (II.34)$$

$[X] = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T$; Vecteur d'état.

$[U] = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T$; Vecteur de commande.

$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: Matrice de système de commande.

Après tout calcul fait on obtient :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \cdot \omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M}\right) \cdot \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

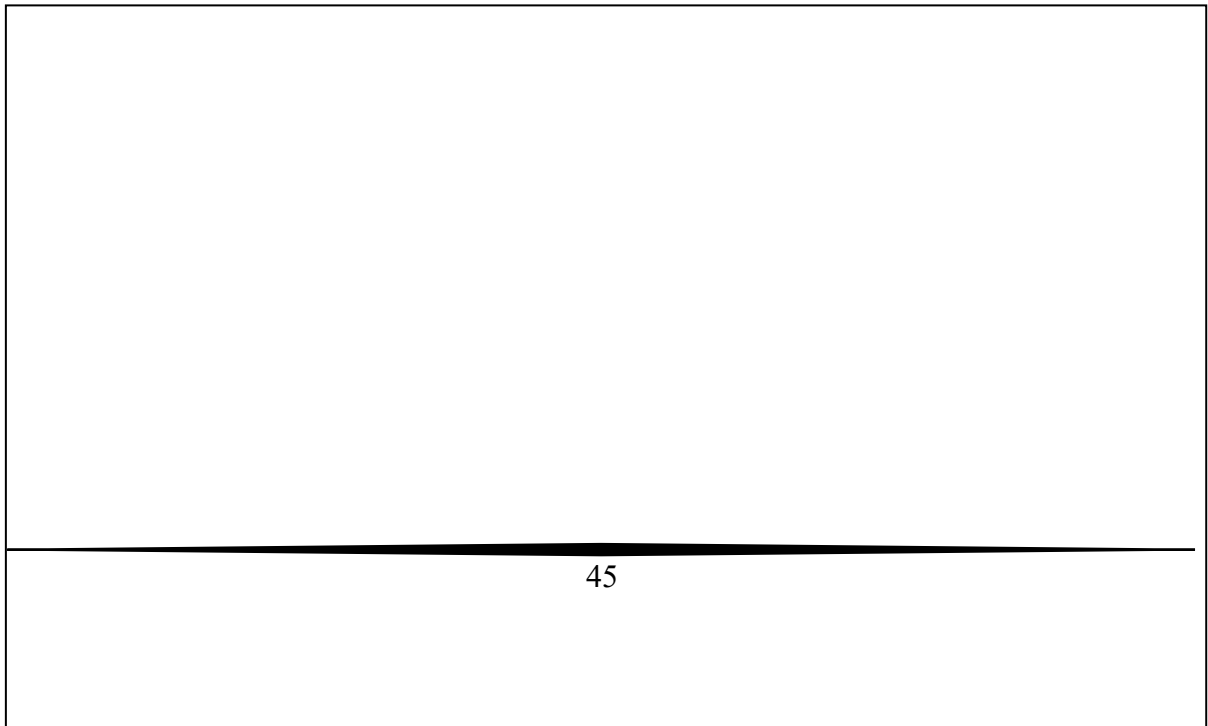
- **Equations mécaniques**

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$\begin{cases} Ce = P \cdot \frac{M}{Lr} (\Phi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \\ j \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \Omega \cdot f = C_e - C_r \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

II.10.2 Bloc de simulation

Pour réaliser cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les équations précédentes sous forme de structure en schéma-bloc que nous présentons par la figure (2.6)



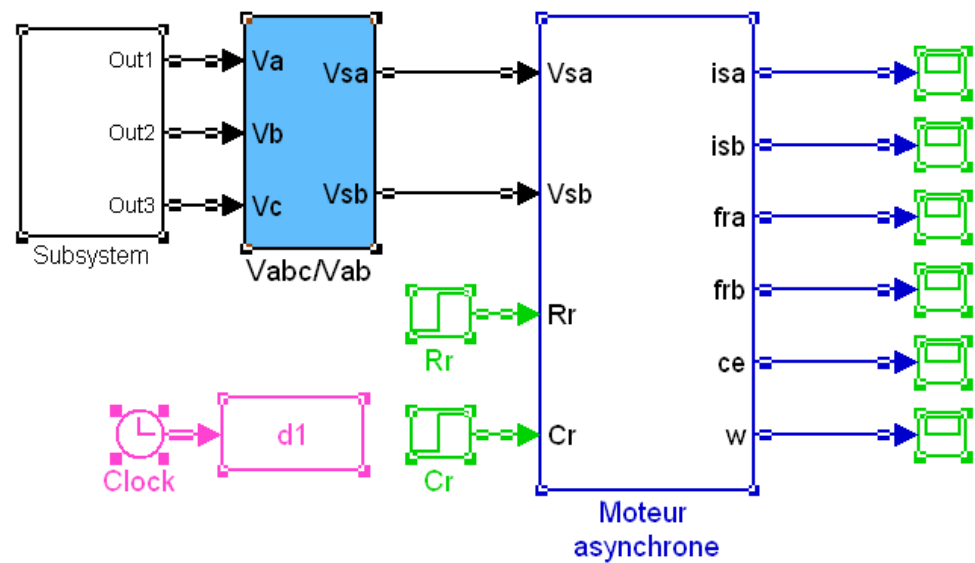
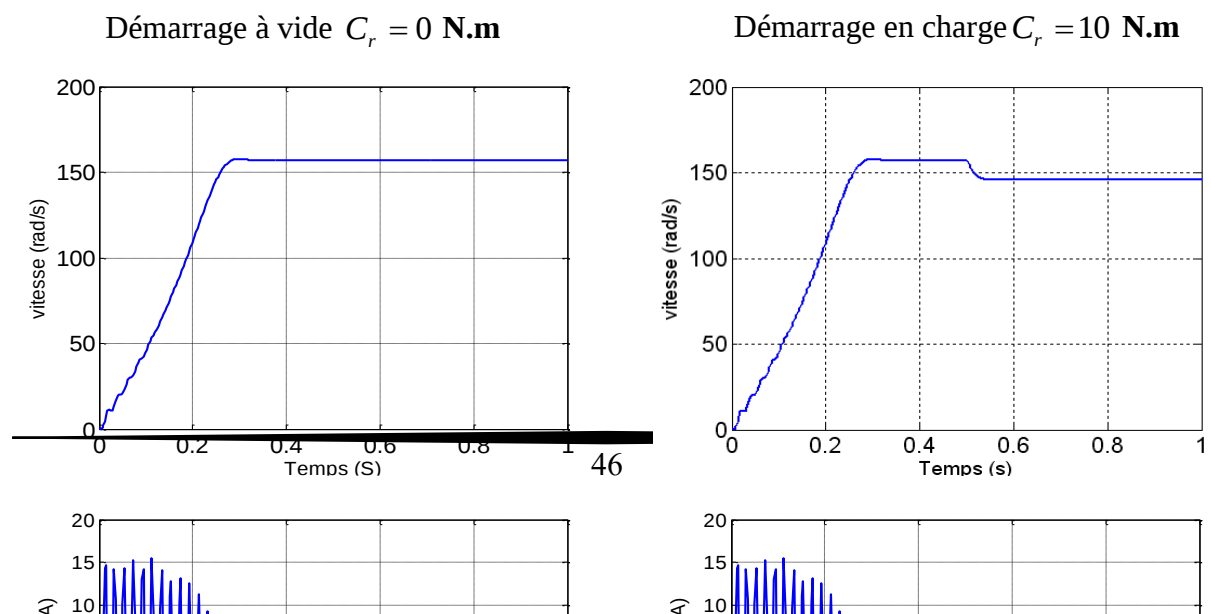


Figure (II.6) : Structure en schéma bloc de la MAS

II.10.3 Résultats de simulation

Les figures suivantes illustrent les simulations effectuées sur une MAS dont les paramètres sont donnés en annexe [A]. Ces figures présentent les principales caractéristiques de la MAS pour un fonctionnement à vide, puis en charge.



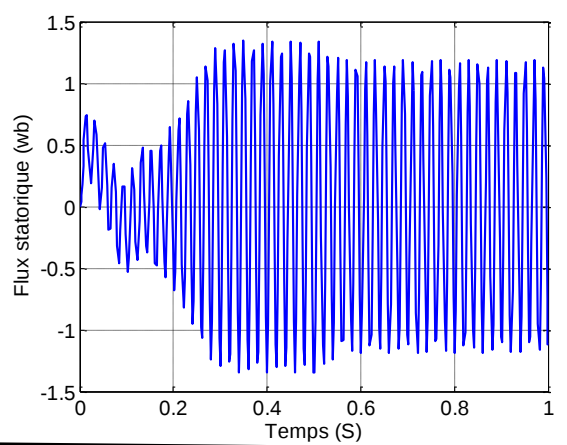
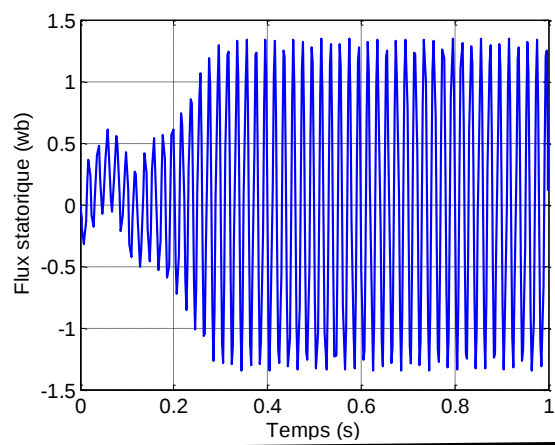


Figure (II.7) : fonctionnement à vide et en charge de la MAS

La figure (II.7) présente les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard « 220/380V ,50HZ ». Dans un premier lieu sans l'application de perturbation et un autre essai avec l'application de la perturbation.

L'examen des courbes permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale nous donne :

L'allure de la caractéristique de vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée. Après un temps d'environ 0.5 s la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatif, présent au premier instant de démarrage, des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (12A) jusqu'à 0.5 s. Après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 3A.

Pour, une perturbation de couple ($C_r=10\text{N.m}$) appliquée à l'arbre du moteur, les résultats de simulation correspondants sont regroupées également dans la même figure (II.7)

Lors de l'application de charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal.

On constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par un glissement. Ce qu'est un résultat évident (la vitesse augmente pour les sous charge et diminue pour les sur charge en fonctionnement en BO)

On remarque également que les flux rotoriques subissent une chute significative causée par le glissement.

Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

II.11 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a introduit les hypothèses de travail et la transformation de Park. Ce qui nous a permis de donner le modèle de la machine asynchrone disponible dans la littérature.

C'est le modèle électrique basé sur le circuit électrique équivalent de la machine asynchrone.

Ce chapitre nous a permis aussi de valider le modèle établi et de vérifier que les simulations effectuées par le logiciel MATLAB sont valables.

Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Afin d'avoir des hautes performances dans le régime dynamique, on applique la technique de commande non linéaire par retour d'état qui fera l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE III

COMMANDE NON LINEAIRE PAR RETOUR D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE

III.1 INTRODUCTION

L'actionnement électrique à hautes performances par moteur à courant alternatif impose des stratégies de commande évoluées. Le développement de différentes techniques de commandes du moteur asynchrone triphasé est justifié par le besoin de prendre en compte sa structure d'état non linéaire. Parmi les techniques utilisées pour résoudre ce problème, la technique de linéarisation par retour d'état, qui est une approche récente pour la commande des systèmes non linéaire. Elle consiste à trouver un état et à transformer partiellement ou complètement les systèmes dynamiques non linéaires en systèmes dynamiques linéaires, d'une manière algébrique.

Dans ce chapitre on essayera d'appliquer les principes donnés dans le premier chapitre de la technique de linéarisation entrée sortie par retour d'état pour le développement de la commande non linéaire, déduite directement du modèle du moteur.

En dernier lieu, un modèle entré sorti linéaire découplé du moteur sera présenté.

III.2 MODÈLE NON LINÉAIRE DU MOTEUR A INDUCTION

Dans le but d'améliorer la commande par orientation de flux, et sachant qu'il faut attendre que le flux ait atteint une référence constante pour pouvoir régler la vitesse, une linéarisation entrée sortie exacte avec découplage a été développée pour les commande de la machine asynchrone.

On réécrit le modèle du moteur asynchrone dans le repère biphasé de « Clarck », (α, β) donnée par l'équation (II.30) comme suit :

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

Avec :

Le vecteur d'état $[x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta}]^T$ variable d'états

$U = [U_{s\alpha} \ U_{s\beta}]$: Variables de commande

y : sortie choisie

$h(x)$: est une fonction analytique

Tels que :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \\ f_4(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_t \cdot x_1 + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} \cdot x_3 + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \cdot x_4 \\ R_t \cdot x_2 - \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \cdot x_3 + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} \cdot x_4 \\ \frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - \omega \cdot x_4 \\ \frac{M}{T_r} \cdot x_2 + \omega \cdot x_3 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 \end{bmatrix}$$

(III.2)

$$\text{Avec } R_t = -\left(\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right)$$

$$g(x) = [g_1(x) \ g_2(x)] \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

III.3 CHOIX DES VARIABLES DE SORTIE

Le choix de variable de sortie y_i est un cas délicat pour le principe de la linéarisation par découplage par retour d'état. Un mauvais choix des sorties est un principal obstacle à la mise en oeuvre de cette méthode de linéarisation. On serait alors dans le cas ou

à la matrice $E(x)$ donnée par l'équation (III.36) est non inversible, dans ce cas la commande est rejetée.

Si on veut commander le couple électromagnétique ainsi que le carré du module du flux, le vecteur de sortie sera :

$$y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \\ p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (i_{s\beta} \cdot \Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \cdot \Phi_{r\beta}) \end{bmatrix}$$

(III.4)

De même :

Si on veut commander le flux et la vitesse, le vecteur de sortie sera :

$$y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \\ \Omega \end{bmatrix}$$

(III.5)

Dans le premier choix (couple et flux), la commande permet de contrôler l'appel de courant de la machine par action sur le couple. Contrairement au deuxième choix (flux et vitesse), le courant devient de ce fait inaccessible au contrôle.

Dans les deux cas, une linéarisation entrée-sortie avec découplage a été développée.

III.4 COMMANDE DU COUPLE ET DU FLUX

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée- sortie est l'ordre du degré relatif du système. Pour un premier cas, on choisit comme variable à contrôler, le couple et le flux donné par l'équation (III.4).

Pour obtenir la loi de commande non linéaire, nous calculons le degré relatif de la sortie y . c'est à dire le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie afin de faire apparaître l'entrée U .

- **Degré relatif par rapport à la sortie $h_1(x)$ [flux]**

$$\dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_g h_1(x) \cdot U = \dot{x}_3 \cdot x_3 + \dot{x}_4 \cdot x_4$$

Avec $Lgh_1(x) = 0$

Le degré de Lie de $h_1(x)$ relative à g est nul

$$\dot{h}_1(x) = L_f h_1(x)$$

Nous voyons que la dérivée de la première sortie ne fait pas intervenir l'entrée U . il faut dériver une seconde fois cette sortie :

$$\ddot{h}_1(x) = L_f^2 h_1(x) + L_g L_f h_1(x) \cdot U$$

Après tout calcul fait Annexe [B] on obtient :

$$L_f^2 h_1(x) = \left(\frac{M}{T_r}\right)^2 \cdot (x_1^2 + x_2^2) + \frac{1}{T_r^2} \cdot \left(\frac{1+\sigma}{\sigma}\right) \cdot (x_3^2 + x_4^2) + \left(\frac{M}{T_r} \cdot R_t - 3 \cdot \frac{M}{T_r^2}\right) \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{M}{T_r} \cdot \omega \cdot (x_1 \cdot x_4 - x_2 \cdot x_3) \quad (\text{III.6})$$

$$\text{Et } L_g L_f h_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{M}{L_s \cdot \sigma \cdot T_r} \cdot x_3 & \frac{M}{L_s \cdot \sigma \cdot T_r} \cdot x_4 \end{bmatrix}$$

Le degré relatif par rapport à $h_1(x)$ est $r_1 = 2$

- **Degré relatif par rapport à la sortie $h_2(x)$. [couple]**

$$\dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) + L_g h_2(x) \cdot U = \frac{p \cdot M}{L_r} [\dot{x}_2 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_2 - \dot{x}_1 \cdot x_4 - \dot{x}_4 \cdot x_1]$$

le développement de calcul fait en Annexe C nous donne :

$$L_f h_2(x) = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \left[-\frac{(1-\sigma)}{M \cdot \sigma} \cdot (x_3^2 + x_4^2) - (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{1}{\sigma} \cdot \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) \right] \quad (\text{III.7})$$

Et

$$L_g h_2(x) = \left[-p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot x_4 \quad p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot x_3 \right] \quad (\text{III.8})$$

Le degré relatif par rapport à $h_2(x)$ est $r_2 = 1$.

Donc le degré relatif du système global est $r=r_1+r_2=3$; et est inférieur à celui du système ($n=4$) dans le cas le système est partiellement linéaire est possède un état inobservable.

Si on considère seulement les dérivés des sorties, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \ddot{h}_1(x) \\ \dot{h}_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f h_2(x) \end{bmatrix} + E(x) \cdot \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} L_f h_1(x) & L_g L_f h_1(x) \\ L_{g1} h_2(x) & L_{g2} h_2(x) \end{bmatrix} = \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot T_r} \cdot \begin{bmatrix} x_3 & x_4 \\ -p \cdot x_4 & p \cdot x_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Le déterminant de cette matrice est donné par :

$$\det E(x) = p \cdot \left(\frac{M}{L_s \cdot \sigma \cdot T_r} \right)^2 \cdot (x_3^2 + x_4^2)$$

Le déterminant de $E(x)$ est non nul, alors $E(x)$ est toujours inversible (non singulier) sauf quand le moteur à l'arrêt, du fait que les courants sont nuls donc les flux seront nuls, il faudra par conséquent prévoir des conditions initiales des flux pour le démarrage.

La loi de commande non linéaire est donc donnée par :

$$\begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} = E(x)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -L_f^2 h_1(x) + v_1 \\ -L_f h_2(x) + v_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Si le déterminant de la matrice de découplage est non nul, la loi de commande non linéaire est définie par une relation qui relie les nouvelles entrées internes (v_1, v_2) aux entrées physiques ($U_{s\alpha}, U_{s\beta}$).

Cette commande linéarise et découple le système tel que :

$$\begin{cases} \ddot{h}_1(x) = v_1 = \ddot{y}_1 \\ \dot{h}_2(x) = v_2 = \dot{y}_2 \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

III.4.1 Algorithme de commande par imposition de pôles

Comme il à déjà été donné dans (III.12), pour assurer une parfaite régulation de flux et du couple vers leur référence respectives Φ_{ref} et C_{ref} , ces variation v_1 et v_2 sont calculées de la manière suivante :

$$\begin{cases} v_1 = \ddot{\Phi}_{ref} + \alpha_{11}(\dot{\Phi}_{ref} - \dot{\Phi}_r) + \alpha_{12}(\Phi_{ref} - \Phi_r) \\ v_2 = \dot{C}_{eref} + \alpha_2(C_{eref} - C_e) \end{cases} \quad (III.13)$$

En boucle fermée l'erreur de pour suite est :

$$\begin{cases} \ddot{e}_1 + \alpha_{11}\dot{e}_1 + \alpha_{12}e_1 = 0 \\ \dot{e}_1 + \alpha_2 e_1 = 0 \end{cases} \quad (III.14)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_1 = \Phi_{ref} - \Phi_r \\ e_2 = C_{eref} - C_e \end{cases}$$

Les coefficients α_{11}, α_{12} et α_2 sont choisis tels que les équations $s^2 + \alpha_{11}s + \alpha_{12}$ et $s + \alpha_2$ soient des polynômes d'Hurwitz (racines des polynômes à parties réelles négatives).

Pour un optimal, on choisi le coefficient d'amortissement ζ valant 0,7, on calcule α_{11} et α_{12} par les relations suivantes :

$$\alpha_{11} = 2.\zeta.\omega_0 \quad , \quad \alpha_{12} = \omega_0^2.$$

Pour une convergence rapide de l'erreur sur le couple, α_2 soit être grande du moment qu'il s'agit d'un système du premier ordre

III.4.2 Schéma bloc du modèle linéarisé

Le montage de La figure (III.1) représente le schéma bloc de simulation de la commande non linéaire couple-flux de la machine asynchrone. Ce montage contient le bloc de simulation de la commande non linéaire de la machine alimentée par des nouvelle entrées v_1 et v_2 . Le bloc de régulateur IP est utilisé pour l'obtention de bonne régulation de la vitesse

Figure (III.2) : résultats de simulation pour la commande couple-flux de la MAS

A partir des résultats illustrées dans la figure (III.2) nous remarquons que l'évolution de la vitesse dans le régime transitoire est presque linéaire, elle s'établit en régime permanent ; après l'application de la charge $C_r = 5 \text{ N.m}$ cette vitesse est diminuée de 2% de la vitesse de référence, donc un écart statique tolérable.

La courbe du couple montre le fort couple aux premiers temps de démarrage, puis il se stabilise à la valeur du couple nominale C_n imposée par la charge sur l'arbre de la machine

Le flux prenne la valeur 0.9 est reste toujours constant quelque soit les variations appliquées. Le courant statorique présente des dépassements excessifs à faible vitesse aux premiers instants, ils disparaissent au bout de quelques alternances et on obtient une forme sinusoïdale d'amplitude et de fréquences constantes correspondant à la charge imposée.

III.4.3.2 Test de robustesse pour la variation de la vitesse

D'après la figure (III. 3), les résultats montrent que la variation de la vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les flux, les courants, et le couple électromagnétique.

Le système répond positivement à cette variation.

Les résultats montrent aussi que la vitesse suit les nouvelles références, le couple subit un pic de transaction lors du passage au mode des sous vitesses puis regagne sa valeur sans erreur.

Le flux garde sa valeur donc le découplage existe quelque soit la variation de la vitesse. Ce qui montre que la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

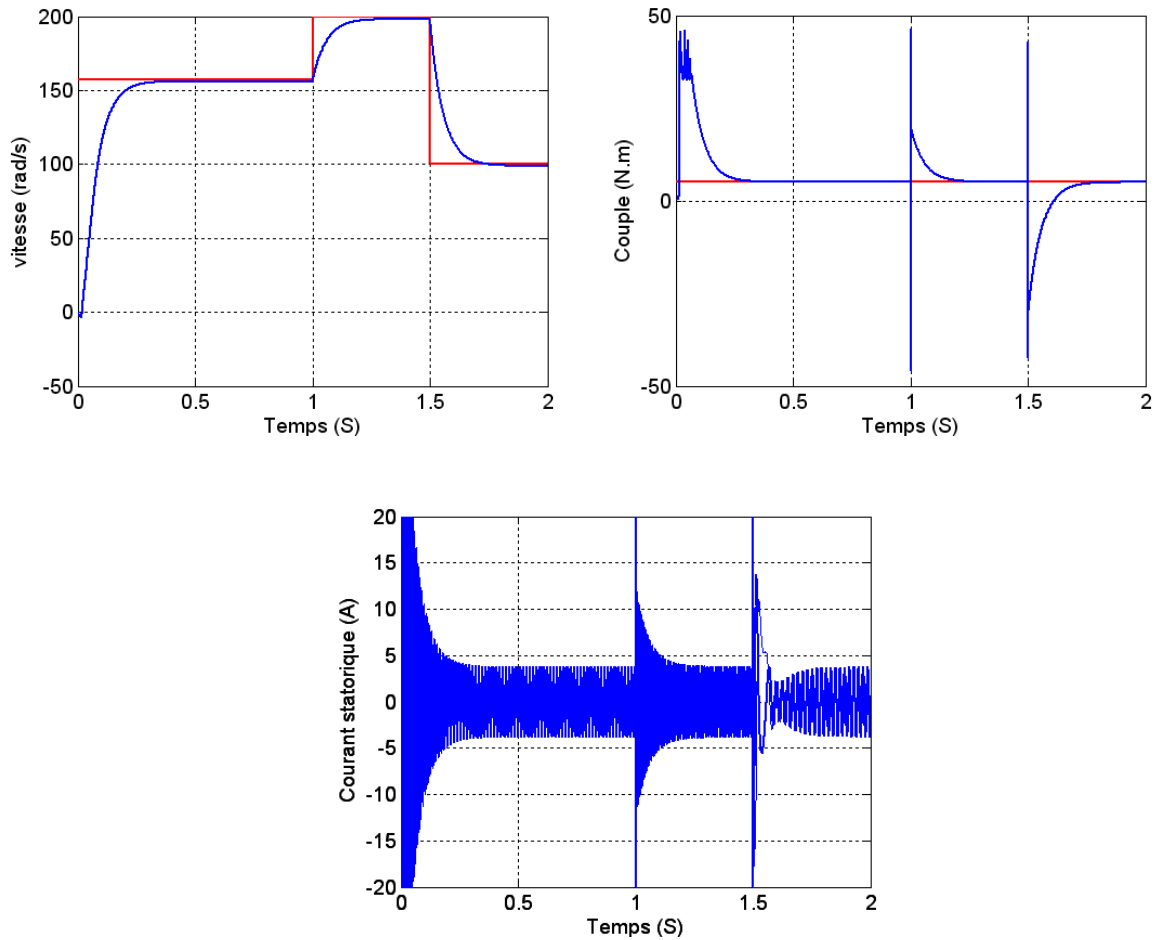


Figure (III.4) : résultats de simulation pour la variation de vitesse

III.4.3.3 Teste de robustesse pour l'inversion de la vitesse

La figure (III.4) illustre les courbes pour une inversion de la vitesse. La vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement le même.

Les courbes du couple et du courant présentent des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Le découplage est affecté à moment de l'inversion de la vitesse par la suite il sera maintenu.

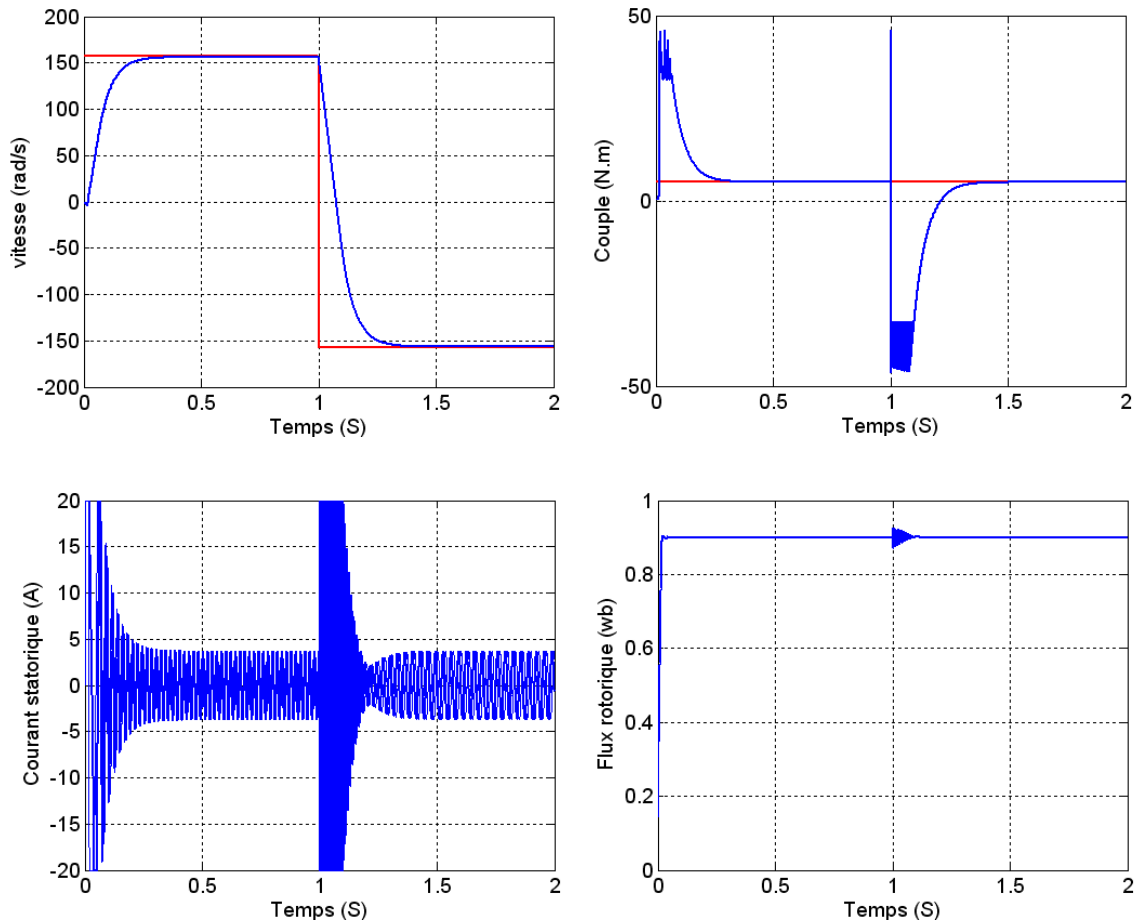


Figure (III.5) : résultats de simulation pour l'inversion de vitesse

III.4.3.4 Teste de robustesse pour la variation de résistance rotorique

Dans le cas réel, l'écoulement du courant est accompagné par l'échauffement des enroulements, ce qui se traduit par une variation des paramètres électriques, et plus précisément la résistance rotorique du fait qu'elle présente un rôle important dans le temps de réponse T_r .

D'après les résultats obtenus dans la figure (III.6), une variation de R_r au double à $t = 1s$, infect les caractéristiques de la machine telle que la diminution de la vitesse, un pic lors de l'application de la variation pour le couple, une augmentation de courants, une légère variation de flux.

On conclue que cette commande est sensible vis-à-vis de la variation de la variation de R_r .

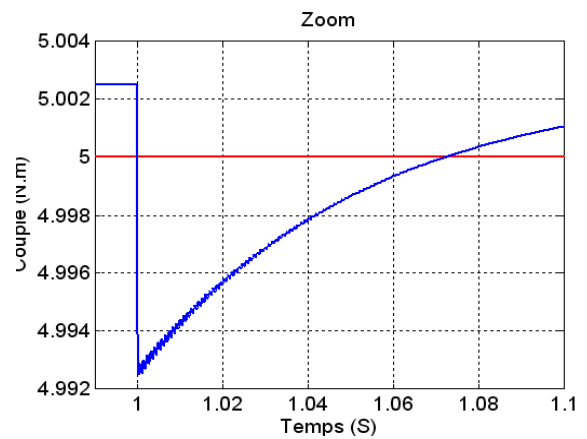
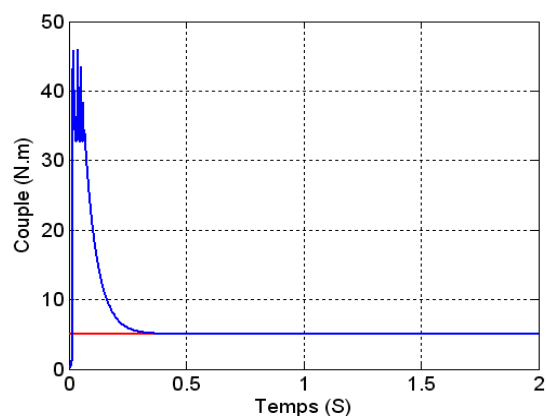
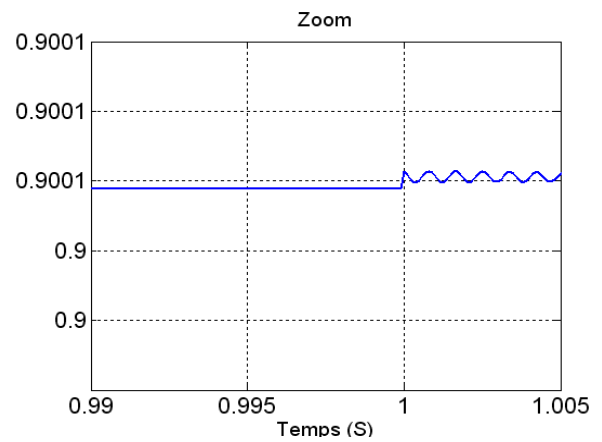
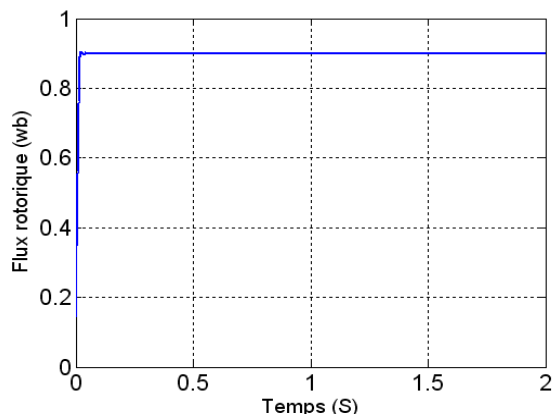
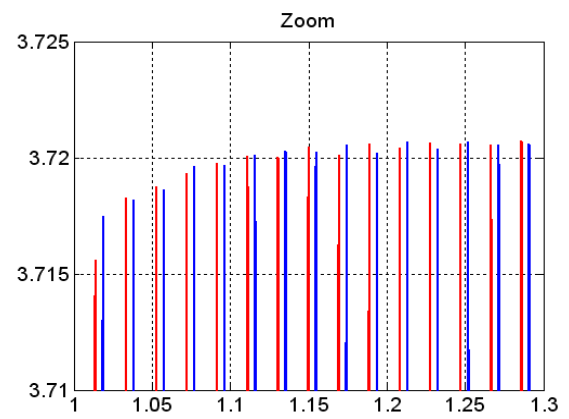
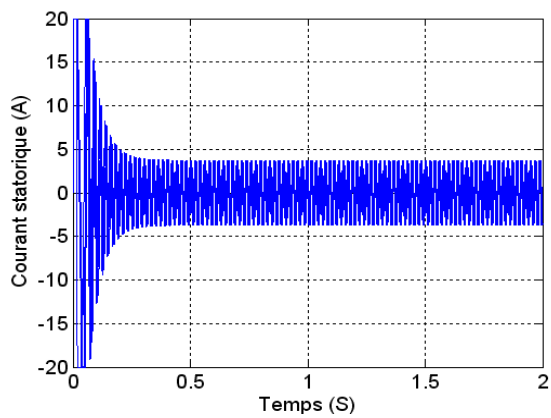
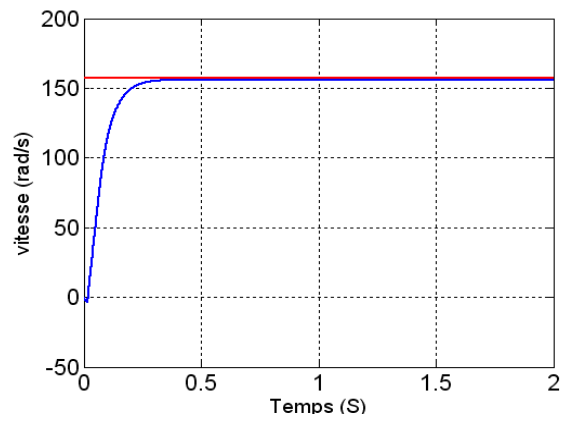


Figure (III.6) résultats de simulation pour la variation de *Résistance rotorique*

Nous remarquons que le degré relatif de système $r (r = 3)$ est inférieur à l'ordre de système $n (n = 4)$ c'est-à-dire $(r < n)$, dans ce cas les états $(r_1 + r_2)$ représentent seulement la dynamique externe du système de dimension $(r = 3)$, on peut alors compléter ce vecteur par une fonction obtenue par la vérification des conditions données par le théorème de Frobenius qu'on a défini dans le premier chapitre. Cependant on va procéder à un autre choix pour éliminer ce problème.[1]

III.5 COMMANDE DE LA VITESSE ET DU FLUX

Les variations de sortie choisies sont données par l'équation (III.5) tels que :

$$\begin{cases} h_1(x) = y_1 = \frac{1}{2} \cdot (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \\ h_2(x) = y_2 = \Omega \end{cases} \quad (III.15)$$

- Degré relatif par rapport à la sortie $h_1(x)$ est déjà calculé au paravent $r_1 = 2$
- **Degré relatif par rapport à la sortie $h_2(x)$ (vitesse)**

$$\begin{aligned} \dot{h}_2(x) &= L_f h_2(x) + L_g h_2(x) \cdot U \\ &= \frac{C_e - C_r}{J} - f \cdot \frac{\Omega}{J} = \frac{p \cdot \frac{M}{L_r} (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - C_r}{J} - f \cdot \frac{\Omega}{J} \end{aligned} \quad (III.16)$$

Avec $L_g h_2(x) = 0$

La dérivée de Lie de $h_2(x)$ relative à g est nulle.

$$h_2(x) = L_f h_2(x)$$

On va dériver une deuxième fois :

$$\ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_g L_f h_2(x) \cdot U \quad (III.17)$$

Après tout calcul fait en Annexe D on obtient :

$$L_f^2 h_2(x) = -\frac{p}{L_r \cdot J} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \cdot \omega \cdot (x_3^2 + x_4^2) - \frac{p \cdot M}{L_r \cdot J} \cdot \omega \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) +$$

$$\left(\frac{p \cdot M}{L_r \cdot J} \cdot \left(\frac{1}{T_r} - R_t\right) + \frac{f}{J^2}\right) \cdot (x_1 \cdot x_4 - x_2 \cdot x_3) + \frac{f}{J^2} \cdot C_r + \frac{f^2}{J^2} \cdot \Omega$$
(III.18)

Avec

$$L_f L_g h_2(x) = \begin{bmatrix} -\frac{p \cdot M}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma \cdot J} \cdot x_4 & \frac{p \cdot M}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma \cdot J} \cdot x_3 \end{bmatrix}$$
(III.19)

Par le biais de la dérivée de Lie, le degré relatif du la vitesse est $r_2 = 2$ et celui du flux est $r_1 = 2$, alors le degré relatif du système est $r = r_1 + r_2 = 4 = n$ donc le système est complètement linéaire

Les dérivée de sorties sont données par :

$$\begin{bmatrix} \ddot{h}_1(x) \\ \ddot{h}_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + E'(x) \cdot \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix}$$
(III.20)

Avec :

$$E'(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} L_f h_1(x) & L_{g2} L_f h_1(x) \\ L_{g1} L_f h_2(x) & L_{g2} L_f h_2(x) \end{bmatrix}$$
(III.21)

Le déterminant est donné par :

$$\det E'(x) = p \cdot \frac{M^2}{(L_s \cdot \sigma)^2 \cdot T_r \cdot L_r \cdot J} \cdot (x_3^2 + x_4^2).$$

Le déterminant de $E'(x)$ est non nul sauf quand le moteur est à l'arrêt ; Donc la matrice $E'(x)$ est réversible.

Dans cas on peut tirer $\begin{bmatrix} U_{s\alpha} & U_{s\beta} \end{bmatrix}^T$ de l'équation (III.20) comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} = [E'(x)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -L_f^2 h_1(x) + v_1 \\ -L_f^2 h_2(x) + v_2 \end{bmatrix}$$
(III.22)

Si le déterminant de la matrice de découplage est non nul, la loi de commande non linéaire est définie par une relation qui relie les nouvelles entrées internes (v_1, v_2) aux entrées physiques $(U_{s\alpha}, U_{s\beta})$.

Cette commande linéairisé et découplé le système tel que :

$$\begin{cases} \ddot{h}_1(x) = v_1 = \ddot{y}_1 \\ \ddot{h}_2(x) = v_2 = \ddot{y}_2 \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

III.5.1 Algorithme de commande par imposition de pôles

Comme il à été déjà donnée dans (III.23), et pour assurer une parfaite régulation de flux et du couple vers leur référence respectives Φ_{ref} et C_{ref} , ces variations v_1 et v_2 sont calculées de la manière suivante :

$$\begin{cases} v_1 = \ddot{\Phi}_{ref} + \beta_{11} \cdot (\dot{\Phi}_{ref} - \dot{\Phi}_r) + \beta_{12} \cdot (\Phi_{ref} - \Phi_r) \\ v_2 = \ddot{\Omega}_{ref} + \beta_{21} \cdot (\dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}) + \beta_{22} \cdot (\Omega_{ref} - \Omega) \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

En boucle fermée l'erreur de poursuite est :

$$\begin{cases} \ddot{e}_1 + \beta_{11} \cdot \dot{e}_1 + \beta_{12} \cdot e_1 = 0 \\ \ddot{e}_2 + \beta_{21} \cdot \dot{e}_2 + \beta_{22} \cdot e_2 = 0 \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Avec ;

$$\begin{cases} e_1 = \Phi_{ref} - \Phi_r \\ e_2 = \Omega_{ref} - \Omega \end{cases}$$

Les coefficients β_{ij} sont choisis tels que les deux polynômes $s^2 + \beta_{11} \cdot s + \beta_{12}$ et $s^2 + \beta_{21} \cdot s + \beta_{22}$ possèdent des racines à partie réelle négative.

Les coefficients β_{ij} sont choisis suivant la référence [12] pour tenir compte de la contrainte $[U \leq U_{\max} = 540V; \text{amplitude acceptable pour les actionneur}]$

Pour maintenir le flux constant, pour un système bouclé du second ordre, on choisir $\beta_{11} = 2 \cdot \zeta \cdot \omega_0$ et $\beta_{12} = \omega_0^2$.

III.5.2 Schéma bloc de simulation

La figure (III.6) représente le schéma bloc de simulation de commande flux-vitesse de la MAS, elle comporte les schémas bloc de la machine et la commande non linéaire ainsi les schémas blocs des nouvelles entrées v_1 et v_2

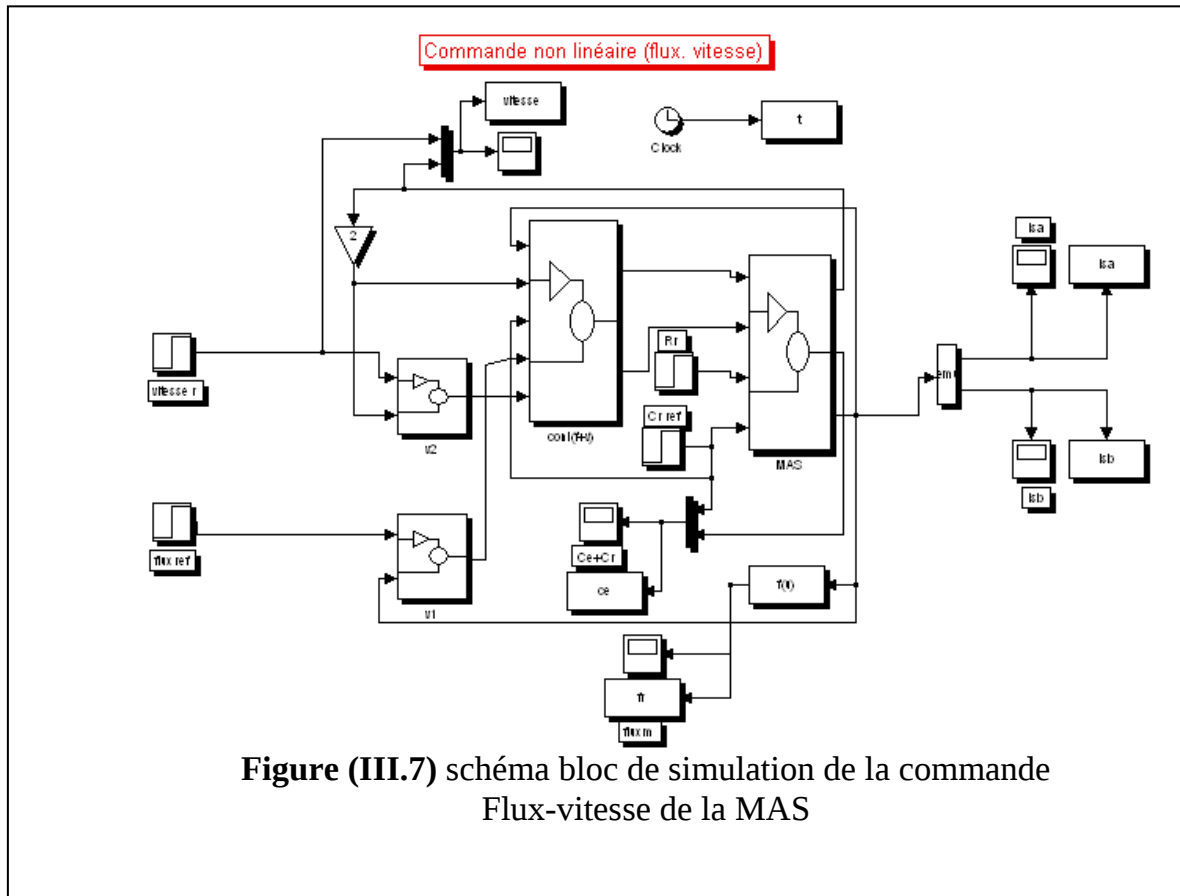


Figure (III.7) schéma bloc de simulation de la commande Flux-vitesse de la MAS

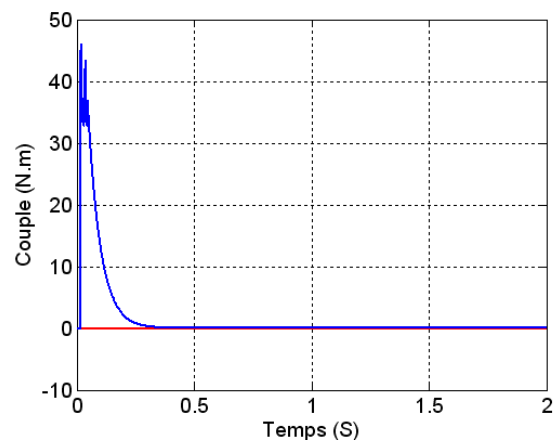
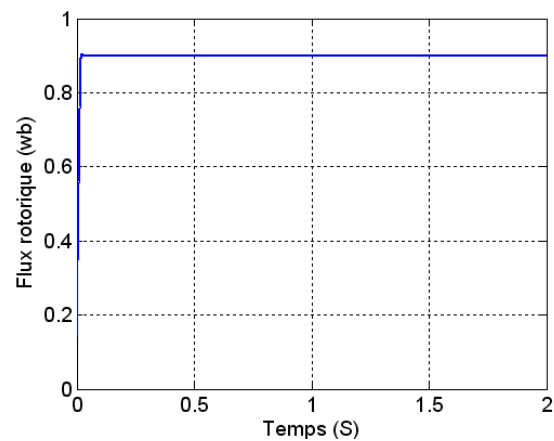
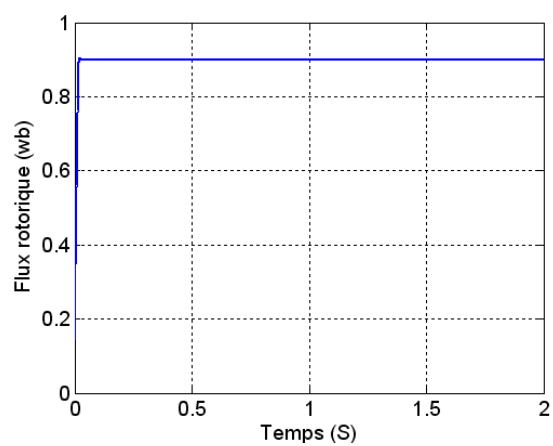
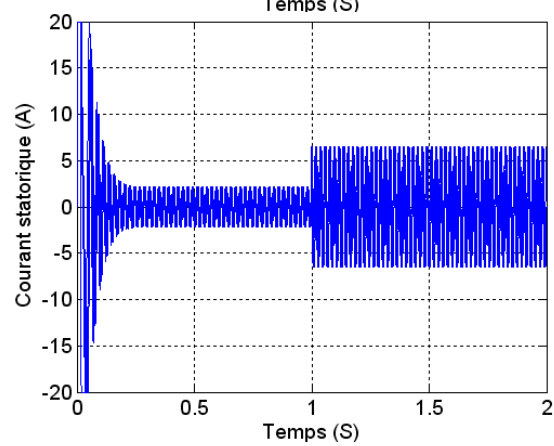
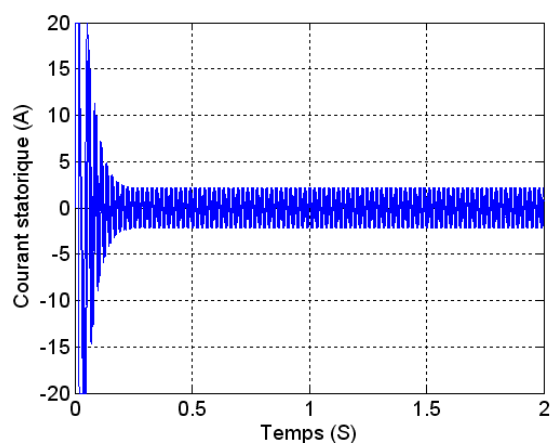
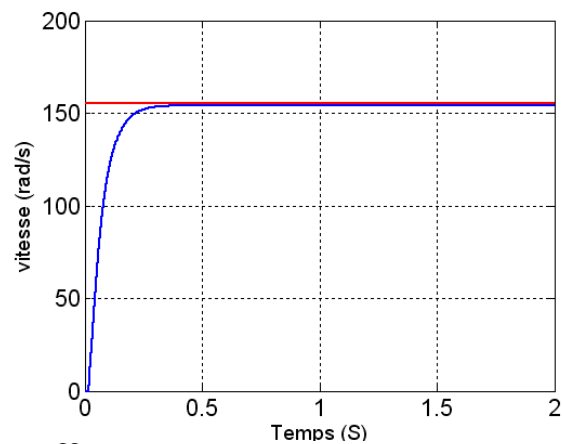
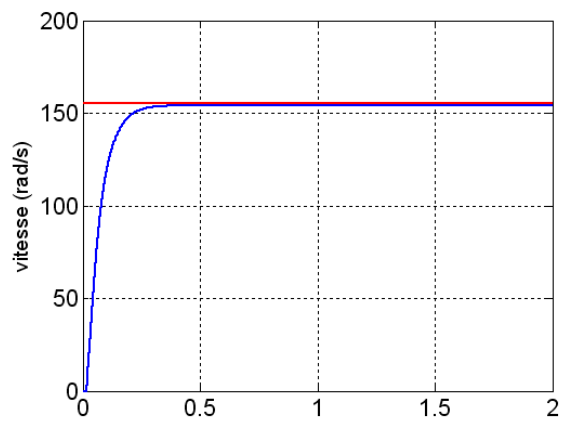
III.5.3 Interprétation des résultats de simulation

III.5.3.1 Fonctionnements à vide et en charge de la MAS

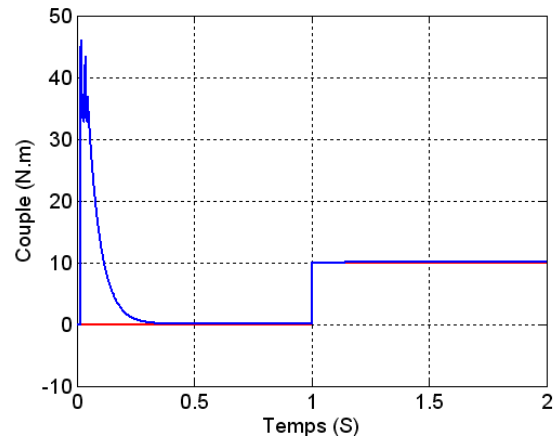
Comme on le voit sur la figure concernant la vitesse, l'évolution de la vitesse prend la forme linéaire avec une chute négative dans le premier instant de l'application de la charge, après cet instant la vitesse s'établit en régime permanent.

La caractéristique de couple illustre le fort couple aux premiers instants de démarrage surtout dans le fonctionnement en charge.

Aux premiers moments de démarrage, les courants statoriques présentent des dépassements excessifs à faible vitesse, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et on obtient une forme sinusoïdale d'amplitudes et de fréquence constantes correspondant à la charge imposée.



de



5

III.5.3.2 Teste de robustesse pour la variation de la vitesse

Les testes sont effectués dans les conditions, fonctionnement en charge ($C_r = 10 \text{ N.m}$), la résistance rotorique nominale ($R_r = 8 \Omega$), sont appliquées à l'instant de démarrage

A partir des résultats illustrés dans la figure (III.9) nous remarquons que la vitesse suit les valeurs de références désirées, le couple présente des pics importants lors de variation de la vitesse.

Diminution du flux à l'instant de la variation de sur vitesse, afin de se variation il retourne à sa valeur désirée. La courbe de courant présente des pics importants aux moments des variations de vitesse.

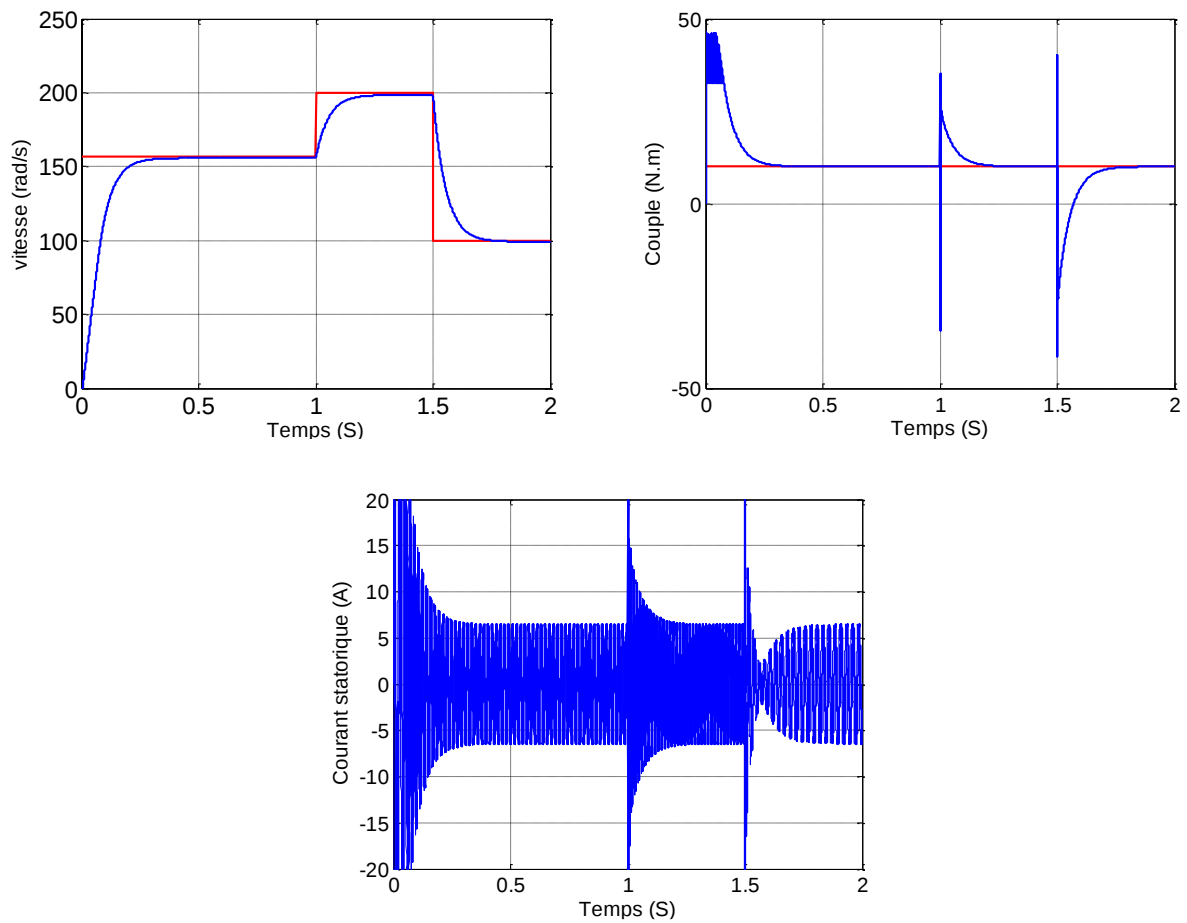


Figure (III.9) : résultats de teste de robustesse pour la variation de la vitesse

III.5.3.3 Teste de robustesse pour l'inversion de vitesse

Les tests effectués dans les mêmes conditions que le test de variation de vitesse. À l'instant de l'inversion de la vitesse, on remarque que la vitesse suit l'allure de la vitesse de référence.

Le couple présente un pic important puis il se stabilise à la valeur de couple imposé par la charge sur l'arbre du moteur. Les courants statoriques présentent aussi un pic important avec des oscillations successives mais ils stabilisent au bout de quelques alternances.

À l'instant de variation de la vitesse, le flux diminue légèrement puis il se stabilise à sa valeur rapidement, donc le découplage existe toujours.

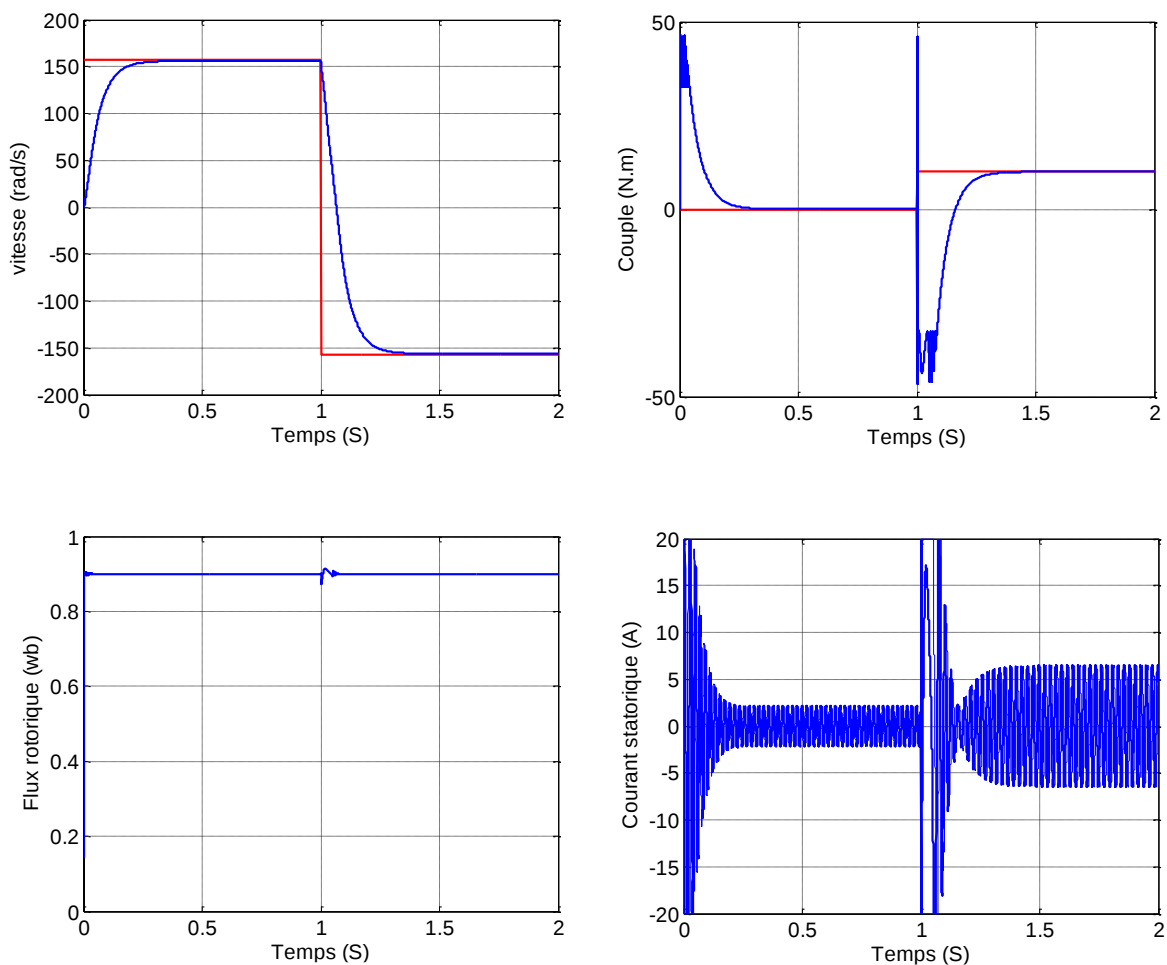


Figure (III.10) : résultats de teste de robustesse pour l'inversion de vitesse

III.5.3.4 Teste de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

Les résultats obtenus montre que cette commande est sensible vis-à-vis aux variations de la résistance rotorique. Cette sensibilité traduit par une légère variation dans toutes les caractéristiques da la machine

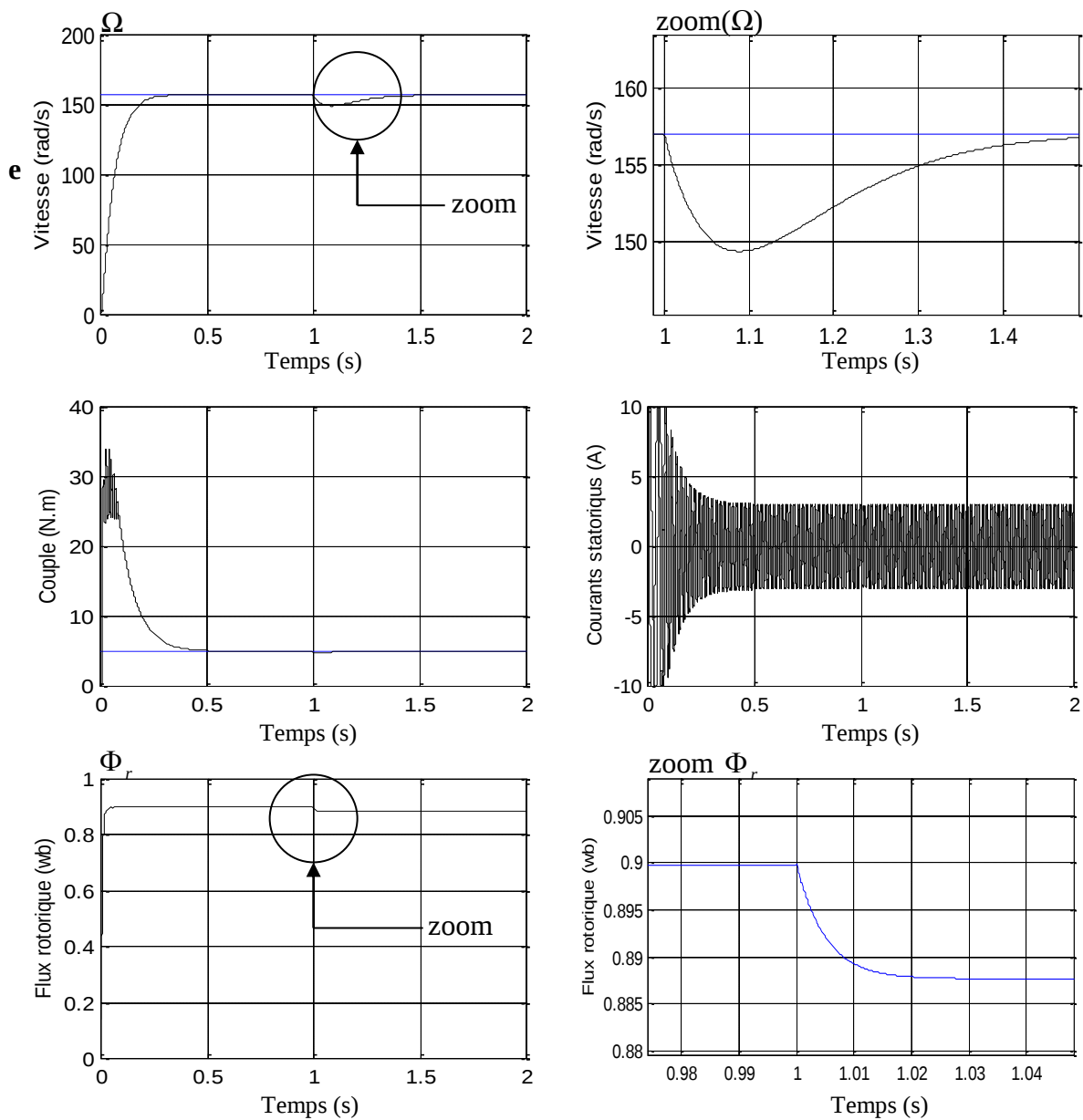


Figure (III.10) résultats de simulation de la commande flux-vitesse de la MAS pour la variation de R_r

III.7 Conclusion

A partir des résultats obtenus pour les deux modes de commande de la MAS en couple-flux et flux-vitesse, on peut dire que la commande non linéaire appliquée sur le modèle de la MAS assure le découplage entre les deux grandeurs couple et flux, donc elle rend la machine asynchrone triphasé contrôlable d'une façon analogue à celle de la machine à courants continu à excitation séparée.

Il faut signaler ici qu'il y a un inconvénient majeur dans ce type de commande, dû aux choix de paramètres des régulateurs car ces derniers sont effectués par l'utilisation de la méthode de placement des pôles qui est avérée difficile à appliquer.

Annexe A

Paramètres de la machine asynchrone

A.1 Caractéristiques

$P_N=0.79\text{KW}$	Puissance nominale.
$F_s= 50\text{HZ}$	Fréquence du réseau industriel.
220/380V	Tension du réseau.
$N_r =1500 \text{ tr/mn}$	Vitesse de tension nominale.
$C_m=10 \text{ Nm}$	Couple résistant nominal.

A.2 Paramètres

$R_s = 10 \ \Omega$	Résistance statorique.
$R_r = 6.3 \ \Omega$	Résistance rotorique.
$L_s = 0.043 \text{ H}$	Inductance statorique.
$L_r = 0.04 \text{ H}$	Inductance rotorique.
$M = 0.4212 \text{ H}$	Inductance mutuelle.
$J = 0.02 \ \mu\text{m}$	Moment d'inertie.

F = 0

Frottement visqueux.

P = 2

Paire de pôle.

Annexe B

Modélisation de la MAS dans le référentiel diphasé

B.1 Equations électriques

D'après l'équation (2.12) on peut écrire les équations (2.2) et (2.3) comme suit :

- Pour le stator :

$$P(\theta_a) \cdot \begin{bmatrix} V_{sU} \\ V_{sV} \end{bmatrix} = R_s \cdot P(\theta_a) \cdot \begin{bmatrix} i_{sU} \\ i_{sV} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left[P(\theta_a) \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} \right]$$

(B.1)

On multiplie les deux cotés par $P(\theta_a)^{-1}$ on trouve :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{sU} \\ V_{sV} \end{bmatrix} &= R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{sU} \\ i_{sV} \end{bmatrix} + P(\theta_a)^{-1} \cdot \left[\frac{d}{dt} P(\theta_a) \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} + P(\theta_a) \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} \right] \\ &= R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{sU} \\ i_{sV} \end{bmatrix} + P(\theta_a)^{-1} \frac{d}{dt} P(\theta_a) \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (B.2)$$

On pose :

$$P(\theta_a)^{-1} \cdot \frac{d}{dt} P(\theta_a) = \omega_0 \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Il vient que

$$\begin{bmatrix} V_{sU} \\ V_{sV} \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_{sU} \\ i_{sV} \end{bmatrix} + \omega_s \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

- Pour le rotor :

$$P(\theta_a) \cdot \begin{bmatrix} V_{rU} \\ V_{rV} \end{bmatrix} = R_r \cdot P(\theta_a) \cdot \begin{bmatrix} i_{rU} \\ i_{rV} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left[P(\theta_a) \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} \right] \quad (\text{B.4})$$

En multipliant les deux cotés par $P(\theta_a)^{-1}$, on trouve :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{rU} \\ V_{rV} \end{bmatrix} &= R_r \cdot \begin{bmatrix} i_{rU} \\ i_{rV} \end{bmatrix} + P(\theta_a)^{-1} \cdot \left[\frac{d}{dt} P(\theta_a) \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} + P(\theta_a) \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} \right] \\ &= R_r \cdot \begin{bmatrix} i_{rU} \\ i_{rV} \end{bmatrix} + P(\theta_a)^{-1} \frac{d}{dt} P(\theta_a) \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

On pose :

$$P(\theta_a)^{-1} \cdot \frac{d}{dt} P(\theta_a) = \omega_0 \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Donc il vient que :

$$\begin{bmatrix} V_{rU} \\ V_{rV} \end{bmatrix} = R_r \cdot \begin{bmatrix} i_{rU} \\ i_{rV} \end{bmatrix} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

B.2 Equations électromagnétiques

- pour le stator :

D'après l'équation (2.4) on peut écrire :

$$L_{cs} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_s & M_s & M_s \\ M_s & M_s & M_s \\ M_s & M_s & M_s \end{bmatrix}$$

En multipliant les deux cotés de l'équation (2.4) par la matrice $P(\theta_a)^{-1}$, on trouve :

$$P(\theta_a)^{-1} \cdot [\Phi_{s3}] = P(\theta_a)^{-1} \cdot [L_{cs}] \cdot [i_{s3}] + P(\theta_a)^{-1} \cdot [M_{sr}] \cdot [i_{r3}]$$

On pose :

$$P(\theta_a)^{-1} \cdot L_{cs} \cdot [i_{s3}] = (L_s - M_s) \cdot [i_{s2}]$$

$$P(\theta_a)^{-1} \cdot M_{sr} \cdot [i_{r3}] = \frac{3}{2} M \cdot [i_{r2}]$$

Il vient que :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s \\ L_s & M_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sU} \\ i_{sV} \end{bmatrix}$$

- pour le rotor :

En utilisant la même procédure pour l'équation (II.5), Donc il vient que :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r \\ L_r & M_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rU} \\ i_{rV} \end{bmatrix}$$

Annexe C

Linéarisation par retour d'état

<< Commande flux-couple >>

C.1 calcul de la dérivée de lie de la composante du flux $h_1(x)$

- **Calcule de $\dot{h}_1(x)$:**

On a :

$$h_1(x) = \frac{1}{2} \Phi_r^2 = \frac{1}{2} (x_3^2 + x_4^2)$$

$$\dot{h}_1(x) = \dot{x}_3 \cdot x_3 + \dot{x}_4 \cdot x_4$$

D'après l'équation en remplaçons $\dot{x}_3$ et $\dot{x}_4$ par sont équations dans l'équation de

$\dot{h}_1(x)$ on obtient :

$$\dot{h}_1(x) = \left(\frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - \omega \cdot x_4 \right) \cdot x_3 + \left(\frac{M}{T_r} \cdot x_2 + \omega \cdot x_3 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 \right) \cdot x_4$$

(C.1)

$$\ddot{h}_1(x) = \left(\frac{M}{T_r} \cdot \dot{x}_1 - \frac{1}{T_r} \cdot \dot{x}_3 - \omega \cdot \dot{x}_4\right) \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - \omega \cdot x_4\right) + \left(\frac{M}{T_r} \cdot \dot{x}_2 + \omega \cdot \dot{x}_3 - \frac{1}{T_r} \cdot \dot{x}_4\right) \cdot x_4 + \dot{x}_4 \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot x_2 + \omega \cdot x_3 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4\right) \quad (C.2)$$

Remplaçons $\dot{x}_1$, $\dot{x}_2$, $\dot{x}_3$ et $\dot{x}_4$ par ses équations dans $\ddot{h}_1(x)$, on trouve :

$$\begin{aligned} \ddot{h}_1(x) = & \left(\frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - \omega \cdot x_4\right) \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - \omega \cdot x_4\right) + \left[\frac{M}{T_r} \cdot (R_t \cdot x_1 + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} \cdot x_3 + \right. \\ & \left. \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \cdot \omega \cdot x_4 + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot V_{s\alpha}) - \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - \omega \cdot x_4\right) - \omega \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot x_2 + \omega \cdot x_3 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4\right)\right] \cdot x_3 \\ & + \left(\frac{M}{T_r} \cdot x_2 + \omega \cdot x_3 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4\right) \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot x_2 + \omega \cdot x_3 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4\right) + \left[\frac{M}{T_r} \cdot (R_t \cdot x_2 + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \cdot \omega \cdot x_3 + \right. \\ & \left. \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} \cdot x_4 + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot V_{s\beta}) + \omega \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - \omega \cdot x_4\right) - \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot x_2 + \omega \cdot x_3 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4\right)\right] \cdot x_4 \end{aligned} \quad (C.3)$$

Après la distribution et les simplifications on trouve :

$$\begin{aligned} \ddot{h}_1(x) = & \left(\frac{M}{T_r}\right)^2 \cdot x_1^2 + \left(\frac{M}{T_r}\right)^2 \cdot x_2^2 + \left(\frac{2}{T_r^2} + \frac{M}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M}\right)\right) \cdot x_3^2 + \left(\frac{2}{T_r^2} + \frac{M}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M}\right)\right) \cdot x_4^2 + \\ & \left(-\frac{3 \cdot M}{T_r^2} + \frac{M}{T_r} \cdot R_t\right) \cdot x_1 \cdot x_3 + \frac{M}{T_r} \cdot \omega \cdot x_1 \cdot x_4 + \frac{M}{T_r} \cdot \omega \cdot x_2 \cdot x_3 + \left(-\frac{3 \cdot M}{T_r^2} + \frac{M}{T_r} \cdot R_t\right) \cdot x_2 \cdot x_4 \end{aligned} \quad (C.4)$$

Après le groupement des termes identiques et l'arrangement de l'équation on trouve :

$$\begin{aligned} \ddot{h}_1(x) = & \left(\frac{M}{T_r}\right)^2 \cdot (x_1^2 + x_2^2) + \frac{1}{T_r^2} \cdot \left(\frac{1+\sigma}{\sigma}\right) \cdot (x_3^2 + x_4^2) + \left(\frac{M}{T_r} \cdot R_t - 3 \cdot \frac{M}{T_r^2}\right) \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \\ & \frac{M}{T_r} \cdot \omega \cdot (x_1 \cdot x_4 - x_2 \cdot x_3) + \frac{M}{L_s \cdot \sigma \cdot T_r} \cdot x_3 \cdot V_{s\alpha} + \frac{M}{L_s \cdot \sigma \cdot T_r} \cdot x_4 \cdot V_{s\beta} \\ = & L_f^2 h_1(x) + L_g L_f h_1(x) \cdot U \end{aligned} \quad (C.5)$$

Avec :

$$\begin{aligned} L_f^2 h_1(x) = & \left(\frac{M}{T_r}\right)^2 \cdot (x_1^2 + x_2^2) + \frac{1}{T_r^2} \cdot \left(\frac{1+\sigma}{\sigma}\right) \cdot (x_3^2 + x_4^2) + \left(\frac{M}{T_r} \cdot R_t - 3 \cdot \frac{M}{T_r^2}\right) \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \\ & \frac{M}{T_r} \cdot \omega \cdot (x_1 \cdot x_4 - x_2 \cdot x_3) \\ L_g L_f h_1(x) = & \left[\begin{array}{cc} \frac{M}{L_s \cdot \sigma \cdot T_r} \cdot x_3 & \frac{M}{L_s \cdot \sigma \cdot T_r} \cdot x_4 \end{array} \right] \end{aligned} \quad (C.6)$$

C.2 calcul de la dérivée de lie de la composante du flux $h_2(x)$

• **Calcul de $\dot{h}_2(x)$:**

$$h_2(x) = \frac{2.M}{L_r} \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) \quad (C.7)$$

$$\dot{h}_2(x) = \frac{2.M}{L_r} \cdot (\dot{x}_2 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_2 - \dot{x}_1 \cdot x_4 - \dot{x}_4 \cdot x_1) \quad (C.8)$$

D'après l'équation (II.34) en remplaçons $\dot{x}_1$, $\dot{x}_2$, $\dot{x}_3$ et $\dot{x}_4$ par leurs expressions

dans l'équation de $\dot{h}_2(x)$ on trouve :

$$\begin{aligned} \dot{h}_2(x) = & \frac{2.M}{L_r} \cdot \left[(R_t \cdot x_2 - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M}\right) \cdot \omega \cdot x_3 + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M \cdot T_r}\right) \cdot x_4 + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot V_{s\beta}) \cdot x_3 + \right. \\ & \left(\frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - \omega \cdot x_4 \right) \cdot x_2 - (R_t \cdot x_1 + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M \cdot T_r}\right) \cdot x_3 + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M}\right) \cdot \omega \cdot x_4 + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot V_{s\alpha}) \cdot x_4 \\ & \left. - \left(\frac{M}{T_r} \cdot x_2 + \omega \cdot x_3 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 \right) \cdot x_1 \right] \quad (C.9) \end{aligned}$$

Après la distribution et les simplifications on trouve :

$$\begin{aligned} \dot{h}_2(x) = & -\left(\frac{2}{L_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right) \cdot \omega \cdot x_3^2 - \left(\frac{2}{L_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right) \cdot \omega \cdot x_4^2 - \frac{2.M}{L_r} \cdot \omega \cdot x_1 \cdot x_3 + \frac{2.M}{L_r \cdot \sigma} \cdot \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s}\right) \cdot x_1 \cdot x_4 - \\ & \frac{2.M}{L_r \cdot \sigma} \cdot \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s}\right) \cdot x_2 \cdot x_3 - \frac{2.M}{L_r} \cdot \omega \cdot x_2 \cdot x_4 + \frac{2.M}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma} \cdot x_3 \cdot V_{s\beta} - \frac{2.M}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma} \cdot x_4 \cdot V_{s\alpha} \quad (C.10) \end{aligned}$$

Après le groupement des termes identiques et l'arrangement de calcul, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{h}_2(x) = & -\left(\frac{2}{L_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right) \cdot \omega \cdot (x_3^2 + x_4^2) - \frac{2.M}{L_r} \cdot \omega \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) + \frac{2.M}{L_r \cdot \sigma} \cdot \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s}\right) \cdot (x_1 \cdot x_4 - x_2 \cdot x_3) \\ & + \frac{2.M}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma} \cdot x_3 \cdot V_{s\beta} - \frac{2.M}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma} \cdot x_4 \cdot V_{s\alpha} \quad (C.11) \end{aligned}$$

$$= L_f h_2(x) + L_g h_2(x) \cdot U$$

Avec :

$$\begin{aligned} L_f h_2(x) = & -\left(\frac{2}{L_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right) \cdot \omega \cdot (x_3^2 + x_4^2) - \frac{2.M}{L_r} \cdot \omega \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) + \\ & \frac{2.M}{L_r \cdot \sigma} \cdot \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s}\right) \cdot (x_1 \cdot x_4 - x_2 \cdot x_3) \quad (C.12) \end{aligned}$$

$$L_g h_2(x) = \begin{bmatrix} -\frac{2.M}{L_r.L_s.\sigma} .x_4 & \frac{2.M}{L_r.L_s.\sigma} .x_3 \end{bmatrix}$$

Annexe D

Linéarisation par retour d'état

<< commande Flux-vitesse >>

D.1 calcul de la dérivée de lie de la composante de vitesse $h_2(x)$

- Calcule de $\ddot{h}_2(x)$:

On a :

$$h_2(x) = \Omega$$

$$\begin{aligned} \dot{h}_2(x) &= \dot{\Omega} = \frac{C_e - C_r}{J} - \frac{f}{J} . \Omega \\ &= \frac{\frac{2.M}{L_r} . (x_2 . x_3 - x_1 . x_4) - C_r}{J} - \frac{f}{J} . \Omega \end{aligned} \quad (D.1)$$

$$\begin{aligned} \ddot{h}_2(x) &= \frac{2.M}{L_r . J} (\dot{x}_2 . x_3 + \dot{x}_3 . x_2 - \dot{x}_1 . x_4 - \dot{x}_4 . x_1) - \frac{f}{J} . \dot{\Omega} \\ &= \frac{2.M}{L_r . J} (\dot{x}_2 . x_3 + \dot{x}_3 . x_2 - \dot{x}_1 . x_4 - \dot{x}_4 . x_1) - \frac{f}{J} . \left(\frac{C_e - C_r}{J} - \frac{f}{J} . \Omega \right) \\ &= \frac{2.M}{L_r . J} (\dot{x}_2 . x_3 + \dot{x}_3 . x_2 - \dot{x}_1 . x_4 - \dot{x}_4 . x_1) - \frac{f}{J^2} . \frac{2.M}{L_r} . (x_2 . x_3 - x_1 . x_4) + \frac{f}{J^2} . C_r + \frac{f^2}{J^2} . \Omega \end{aligned} \quad (D.2)$$

D'après l'équation (II.34), en remplaçant $\dot{x}_1$, $\dot{x}_2$, $\dot{x}_3$ et $\dot{x}_4$ par leurs expressions

dans l'équation de $h_2(x)$ on trouve :

$$\begin{aligned}\ddot{h}_2(x) = & \frac{2.M}{L_r.J} \left((R_t.x_2 - (\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M}).\omega.x_3 + (\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M.T_r}).\omega.x_4 + \frac{1}{\sigma.L_s}.V_{s\beta}).x_3 + \right. \\ & \left. (\frac{M}{T_r}.x_1 - \frac{1}{T_r}.x_3 - \omega.x_4).x_2 - (R_t.x_1 - (\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M.T_r}).x_3 + (\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M}).\omega.x_4 + \frac{1}{\sigma.L_s}.V_{s\alpha}).x_3 \right. \\ & \left. - (\frac{M}{T_r}.x_2 + \omega.x_3 - \frac{1}{T_r}.x_4).x_1 - \frac{f}{J^2} \cdot (\frac{2.M}{L_r}(x_2.x_3 - x_1.x_4) - C_r) + \frac{f^2}{J^2}.\Omega \right) \quad (D.3)\end{aligned}$$

Après la distribution et les simplifications on trouve :

$$\begin{aligned}\ddot{h}_2(x) = & -\frac{2.M}{L_r.J}.\omega.x_1.x_3 + (\frac{2.M}{L_r.J} \cdot (\frac{1}{T_r} - R_t) + \frac{f}{J^2}).x_1.x_4 - (\frac{2.M}{L_r.J} \cdot (\frac{1}{T_r} - R_t) + \frac{f}{J^2}).x_2.x_3 \\ & - \frac{2.M}{L_r.J}.\omega.x_2.x_4 - \frac{2.M}{L_r.J} \cdot (\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M}).\omega.x_3^2 - \frac{2.M}{L_r.J} \cdot (\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M}).\omega.x_4^2 + \frac{f}{J^2}.C_r + \frac{f^2}{J^2}.\Omega \\ & + \frac{2.M}{L_r.L_s.\sigma.J}.V_{s\beta}.x_3 - \frac{2.M}{L_r.L_s.\sigma.J}.V_{s\alpha}.x_4 \quad (D.4)\end{aligned}$$

Après le groupement des termes identiques et l'arrangement de l'équation on obtient :

$$\begin{aligned}\ddot{h}_2(x) = & -\frac{2}{L_r.J} \cdot (\frac{1-\sigma}{\sigma}).\omega.(x_3^2 + x_4^2) - \frac{2.M}{L_r.J}.\omega.(x_1.x_3 + x_2.x_4) + \\ & (\frac{2.M}{L_r.J} \cdot (\frac{1}{T_r} - R_t) + \frac{f}{J^2}).(x_1.x_4 - x_2.x_3) + \frac{f}{J^2}.C_r + \frac{f^2}{J^2}.\Omega + \frac{2.M}{L_r.L_s.\sigma.J}.V_{s\beta}.x_3 - \\ & \frac{2.M}{L_r.L_s.\sigma.J}.V_{s\alpha}.x_4 \quad (D.5) \\ = & L_f^2 h_2(x) + L_f L_g h_2(x).U\end{aligned}$$

Avec :

$$L_f^2 h_2(x) = -\frac{2}{L_r \cdot J} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \cdot \omega \cdot (x_3^2 + x_4^2) - \frac{2M}{L_r \cdot J} \cdot \omega \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) +$$

$$\left(\frac{2M}{L_r \cdot J} \cdot \left(\frac{1}{T_r} - R_t\right) + \frac{f}{J^2}\right) \cdot (x_1 \cdot x_4 - x_2 \cdot x_3) + \frac{f}{J^2} \cdot C_r + \frac{f^2}{J^2} \cdot \Omega$$

$$L_f L_g h_2(x) = \begin{bmatrix} -\frac{2M}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma \cdot J} \cdot x_4 & \frac{2M}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma \cdot J} \cdot x_3 \end{bmatrix} \quad (D.6)$$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] S. CHAOUCH
«Contribution à l'amélioration de la commande d'un redresseur à MLI alimenté par un réseau perturbé »
Thèse de magister Université de Batna, 1998.
- [2] F.DECARFORT; G. FOULARD; J. CALVET
« Asservissements linéaires continus. »
Mass 1989.
- [3] El- KEBIR BOUKAS
« Système asservis »
1995.
- [4] RACHIDE IKIN; LAHCENE BEN BAOUCHE
« Asservissements linéaires continus »
07/1990.
- [5] S.NIARD; R MOREAU,J BATTUT
« Machines électrique »
avril 1987.
- [6] GUY GRELLET; GUY CLERC
« Actionneur électronique »
novembre 1999.
- [7] CARLOS CANUDAS DE WIT
« Optimisation discrétisation et observateurs commande des moteurs synchrones 2 »

- [8] ABDELALI BOUGHBA
« Contribution al étude du contrôle d'une machine a induction: analyse d'algorithmes du la commande vectorielle »
Thèse du magister, U de BATNA 1998.
- [9] NOUI SAMIR
« Performances de la commande directe du couple et la commande vectorielle d'une machine asynchrone »
Thèse d'ingéniorat, U de BATNA 2002.
- [10] BARKAT TOUFIK
« La commande vectorielle sans capteur d'une machine asynchrone »
Thèse d'ingeniorat, U de BATNA.
- [11] N. MADANI ; M.MAHMOUDI, MF .BEN KHORIS, S.SIALA
« Comparaison des régulateur PI et IP pour la commande vectorielle d'une machine asynchrone »
Vol. Electrical emo.ineering 7/9/dec 1997 BATNA. Université. Algeria.
- [12] A.BEN CHAIB « Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone »
Thèse d'état préparée au sein du laboratoire des systèmes automatique d'Amiens.
- [13] J. Chatelain, Machines électriques. Volume X du traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique, Presse polytechnique romande, Éd. Georgi 1983, (réédité par Dunod, 1993)

MAS	Machine asynchrone
-----	--------------------

NOTATIONS

s, r	Indice de phase statorique et rotorique
R_s, R_r	Résistance statorique et rotorique
$\Omega_{s(r)}$	Vitesse statorique et rotorique
g	Le glissement
P	Le nombre paire de poles
A, B, C	Trois phases de stator
a, b, c	Trois phases du rotor.
V_{As}, V_{Bs}, V_{Cs}	Les tensions statoriques
$\Phi_{As}, \Phi_{Bs}, \Phi_{Cs}$	Les flux statoriques.
i_{As}, i_{Bs}, i_{Cs}	Les courants statoriques.
$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$	Les flux rotoriques.
i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	Les courants rotoriques
$[L_{cs(r)}]$	Matrice d'inductance statorique (rotorique)
$[M_{rs}]$	Matrice d'inductance mutuelle
$L_{s(r)}$	Inductance cyclique propre du stator (rotor).
M_{sr}	Inductance mutuelle entre une phase de stator et de rotor.
M	Valeur maximale de l'inductance mutuelle.
X_a, X_b, X_c	Axes réels triphasés.
U, V	Axe fictif
V_s	Le vecteur spatial
ψ	L'angle entre le vecteur V_s et l'axe de la phase X_a
θ_a	L'angle instantané entre la phase de l'axe et L'axe U
ω_a	La vitesse angulaire de rotation du système d'axe biphasé par rapport au système d'axe triphasé
V_{so}	La composante homopolaire
(α, β)	Axes correspondantes au référentiel lié au stator
(x, y)	Axes correspondantes au référentiel lié au champ tour
(d, q)	Axes correspondantes au référentiel lié au rotor
w_e	Energie emmagasinée dans le circuit magnétique
C_e	Le couple électromagnétique
C_r	Le couple résistant.
f	Coefficient de frottement visqueux.
J	Moment d'inertie des masses tournantes
Ω	Vitesse mécanique de la machine en (rad/s).
σ	Coefficient de dispersion
S	Opérateur dérivé de Laplace
PI	Correcteur proportionnel-intégral
IP	Correcteur intégral proportionnel
K_{pi}	Gain du correcteur
$L_f h$	La dérivée de Lie
∇	Le gradient
r_i	Degré relative

n, m	L'ordre de système
------	--------------------