

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



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

MODELISATION ET COMMANDE PAR MULTIMODELE
APPLICATION A UNE MACHINE ASYNCHRONE

Proposé et dirigé par :

Monsieur : OUBABAS HOCINE

Présenté par :

- ALEB BRAHIM RYAH

- ARABI NABIL

- FERRADI LAKHDAR

Année Universitaire: 2011 / 2012

Remerciements

On remercie tout d'abord ALLAH, le tout puissant qui nous facilite le chemin pour l'accomplissement de ce mémoire.

A tous nos enseignants et le chef de département d'électrotechnique Mr.B.BENDJAIMA qui nous ont aidés de proche ou de loin pour être des ingénieurs d'état en électromécanique.

Nos grands remerciements vont également à Mr .OUBABAS HOCINE de nous avoir et pour leurs disponibilité et leurs précieux conseils.

Nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

Enfin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis(es) et collègues pour le soutien moral et matériel

SOMMAIRE

Introduction générale.....	01
-----------------------------------	-----------

CHAPITRE I: Introduction à la modélisation du système non linéaire

I.1 Introduction	03
1.2 Notion de système non linéaire	04
1.3 Système à non linéarités séparables.....	05
1.4 Systèmes à non linéarités non séparables	05
1.4.1 Cas général	05
1.4.2 Système analytique, linéaires en la commande	05
1.5 Linéarisation locale au voisinage d'un point de fonctionnement	06
Conclusion	07

CHAPITRE II: Approche multimodèle

II.1 Introduction sur les multimodèles	08
II.1.1 Introduction	08
II.1.2 Méthodes d'obtention d'un multimodèle	08
II.1.2.1 Méthode d'identification	09
II.1.2.2 Méthode de linéarisation	09
II.1.2.3 Méthode de transformation d'un système non linéaire affine en la commande.....	10
II.1.3. Différentes formes des multimodèles	11
II.1.3.1. Modèles locaux couplés	11
a. Modèles locaux couplés avec segmentation de l'entrée	12
b. Modèles locaux avec segmentations de sorties locales	13
II.1.3.2. Modèles locaux découplés	14
a. Modèles locaux découplés avec interpolation des sorties locales	14
b. Modèles locaux découplés avec segmentation de l'entrée	15

Conclusion	16
-------------------------	-----------

CHAPITRE III: MODELISATION DE LA M.A.S

III.1 Introduction	17
III.2 Caractéristiques générales	17
III.3 Description	18
III .4 Equation de la machine asynchrone triphasée	19
III .4.1 Equations électriques	19
III .4.2 Equations magnétiques	20
III.5 Equation de la machine biphasée équivalente	20
III.5.1 Transformation de Park	20
III.5.2 Equations électriques et magnétiques	22
III.5.3 Equation mécanique	23
III.6 Définition des différents référentiels	25
III.7 Modèle dynamique de la machine asynchrone	26
III.7.1 Modèle d'état continu	26
III.7.2 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension	26
III.7.3 Choix d'un référentiel d'estimation	30
III.7.4 Transformation de Clarke	31
III.7.5 Transposition des équations électriques et mécanique au repère de Clarke	31
III.7.6 Modèle discret de la machine asynchrone	33
III.8. Simulation de la machine Asynchrone sous (Simulink/Matlab)	33
III.9 Résultats de la simulation	36

III.10 Interprétations des résultats	39
Conclusion.....	39

Chapitre IV: COMMANDE DE LA M.A.S PAR APPROCHE MULTIMODELE

IV.1 Représentation de la machine asynchrone par approche multimodèles.....	40
IV.2 Résultats de simulation du moteur asynchrone après linéarisations	
système multimodèle.....	45
IV.2.1 Résultats des simulations de la MAS alimentée en tension à vide	
(système en boucle ouverte)	45
IV.3 Résultats de simulation du moteur asynchrone après linéarisation	
(système multimodèle)	47
IV.3.1 Résultat de simulation du premier modèle local	
(cas nominal +commande en boucle fermée)	47
IV.3.2 Résultat de simulation du deuxième modèle local (cas nominal).....	50
IV.3.3 Résultat de simulation du troisième modèle local (cas nominal).....	53
Conclusion.....	55
Conclusion générale.....	56

Symboles et notations

A_s, B_s, C_s	indice des phases statoriques
a_r, b_r, c_r	indice des phases rotoriques
d, q	indices pour les composantes de Park directe et en quadrature respectivement
α, β	Indices pour les composantes de Clarke directe et en quadrature respectivement
P	matrice de Park normalises
t	temps [s]
v	tension[v]
i	Courant [A]
ϕ	Flux [Wb]
Ω	Vitesse rotation mécanique [rd/s]
ω_r	Vitesse rotation électrique ($\omega_r = p\Omega$) [rd/s]
C_{em}	Couple électromagnétique [Nm]
C_r	Couple mécanique résistant [Nm]
L_{as}	Inductance propre d'une phase de stator [H]
L_{ar}	Inductance propre d'une phase de rotor [H]
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases de stator [H]
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases de rotor [H]
ℓ_s	Inductance entre deux phases statorique [H]
ℓ_r	Inductance entre deux phases rotorique [H]
M_{sr}	Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor [H]
R_s	Résistances statorique [Ω]
R_r	Résistances rotorique [Ω]
f	Coefficient de frottement visqueux [SI] ou [Nm.s/rd]
J	Moment d'inertie de l'entraînement [kgm^2]

p	Nombre de paire de pôles
T_s	Constant de temps statorique
T_r	Constante de temps rotorique
T_e	Période d'échantillonnage[s]
σ	Coefficient de dispersion total de Blondel
x	Vecteur d'état (chapitre 1)
y	Vecteur d'observation (chapitre 1)
x	Les entrées
y	Sortie désirée

Introduction générale

La maîtrise des processus technologiques est très souvent rendue difficile en raison d'un nombre important de perturbations difficile à caractériser et à prévoir. En dépit de ces perturbations, les performances des processus doivent être garanties ainsi que le respect des missions qui ont été assignées à ces processus. Les enjeux actuels des sciences de l'ingénieur sont donc essentiellement l'optimisation de performances et la surveillance des processus qui répondent respectivement aux demandes croissantes en termes de rendement d'exploitation et de sécurité des installations et des opérateurs. Ces objectifs se traduisent par le besoin de lois de commande plus efficaces et par l'intégration de modules de surveillance sophistiqués. L'un comme l'autre requiert la collecte d'une information précise et complète quant à l'état du processus à commander et à surveiller.

Les solutions apportées à ces problèmes passent par une phase de modélisation visant à obtenir une représentation fidèle du comportement du système considéré. Un modèle non linéaire s'avère plus adapté à offrir une bonne représentation pour la plupart des processus réels, par rapport à un modèle linéaire qui reste valable sur une zone assez restreinte de l'espace de fonctionnement. Malheureusement, l'utilisation d'un modèle non linéaire dans différents contextes (identification, estimation, commande et diagnostic) devient plus difficile et plus délicate que celle d'un modèle linéaire. Une technique de modélisation qui permet de représenter un système non linéaire et qui permet l'utilisation des techniques adaptées aux modèles linéaires est l'approche multimodèle. Son principe est basé sur la description du fonctionnement du système dans différentes parties de l'espace de fonctionnement d'un système non linéaire à l'aide de modèles simples souvent linéaires, appelés sous-modèles. Leurs contributions relatives dans la description du modèle global se réalise grâce à une interpolation qui fait appel aux fonctions de pondérations associées à chacun d'entre eux.

Notre travail consiste à modéliser et commander un système non linéaire en l'occurrence la machine asynchrone par une approche multimodèle. Pour ce faire, notre travail est réparti sur quatre chapitres.

Le premier chapitre consiste à donner une brève introduction à la modélisation des systèmes non linéaire. Au second chapitre l'approche multimodèle est présentée.

Le troisième chapitre traite de la modélisation de la machine asynchrone. Enfin en quatrième chapitre l'approche multimodèle est appliquée à la MAS.

En termine ainsi de suite par une conclusion générale.

CHAPITRE I

- ✓ Introduction à la modélisation
du système non linéaire

Introduction à la modélisation du système non linéaire**I.1 Introduction**

L'étape de modélisation est réalisée en se basant principalement sur deux catégories de Techniques: la première à partir des données expérimentales et la seconde basée sur des modèles mathématiques provenant d'une description phénoménologique du système à étudier. Le processus de modélisation constitue une étape préliminaire essentielle afin de pouvoir aborder la phase d'estimation des variables d'état, qui fournit une connaissance de l'état de fonctionnement du système et éventuellement des perturbations (entrées inconnues, défauts, erreurs de modélisation, etc...).

Quelques aspects fondamentaux sont à respecter dans la construction d'un modèle mathématique :

1. connaître ou fixer le domaine de validité du modèle, en fonction des hypothèses de travail émises et en tenant compte des aspects physiques du système à modéliser
2. assurer une certaine précision au modèle, en décrivant le plus fidèlement possible les phénomènes caractéristiques du système physique dont il est l'image
3. faciliter son utilisation, en simplifiant et en adaptant les outils théoriques impliqués dans la construction du modèle.

Les deux derniers aspects sont des objectifs de modélisation opposés, car l'obtention d'un modèle précis implique en général l'utilisation d'outils théoriques complexes. Un compromis entre ces deux aspects s'avère nécessaire tout en garantissant un domaine de validité le plus large possible.

En fonction du processus à modéliser, ce compromis se concrétise dans le choix de la structure du modèle adaptée au comportement dynamique du système. Ainsi, on peut distinguer deux types de structures :

- modèles de type linéaire
- modèles de type non linéaire

Le premier type de structure, le modèle linéaire, est un modèle très facile à manipuler grâce à sa structure simple. Le nombre et la maturité des nombreux travaux fondateurs dans les domaines d'identification, d'analyse et de commande des systèmes Linéaires à Temps Invariant (LTI) en sont la preuve [Kailath, 1980; Dai, 1989; Maquin et Ragot, 2000; Weinmann, 1991]. [1].

Cependant, la nécessité de réaliser une image fidèle et exhaustive de la réalité d'un phénomène réel, afin de pouvoir l'étudier complètement, conduit à la génération de modèles de plus en plus complexes. Dans ce cas, un modèle linéaire ne peut plus caractériser le processus physique sur un large domaine de fonctionnement et le recours à des modèles non linéaires, ayant une représentation plus sophistiquée est nécessaire. Bien sûr, la complexité mathématique n'est pas un critère suffisant pour juger si un modèle est pertinent ou non, la pertinence devrait être appréciée en fonction de l'utilisation ultérieure du modèle.

Le caractère de multiplicité de la modélisation constitue un point important. Il peut exister plusieurs modèles pour un même processus. Le choix d'un modèle ou d'un autre peut se faire en proposant un ensemble de critères pour guider ce choix. À titre d'exemple, tenant compte des aspects discutés précédemment, les critères de simplicité et de précision peuvent faire partie de cet ensemble.

Dans le domaine des sciences de l'ingénieur, la prévision, la commande ou la surveillance constituent des thèmes de recherche qui nécessitent l'élaboration de modèles ayant des structures particulières. Différentes structures de modèles non linéaires sont souvent utilisées, comme par exemple : les modèles à blocs structurés (Hammerstein et Wiener par exemple), les réseaux de neurones, les modèles flous, les séries temporelles, de Volterra, etc. Chacune de ces structures de modèles présente des avantages et des inconvénients. La capacité d'adapter des outils théoriques d'analyse et de synthèse afin d'obtenir une théorie unique, générale et exhaustive s'avère limitée pour chacune des structures.

Néanmoins, les outils existants pour l'étude pratique des modèles non linéaires complexes sont eux aussi limités. En conséquence, le compromis entre l'exactitude d'un modèle utilisé et sa simplicité de manipulation dans la pratique a toujours été une tâche assez difficile à accomplir.

1.2 Notion de système non linéaire

Par définition, un système non linéaire est un système qui ne vérifie pas les hypothèses de linéarité; c'est-à-dire le théorème de superposition.

La formulation la plus générale des systèmes non linéaires pourrait être de la forme:

$$f(y, y^{(1)}, \dots, y^{(r)}, \dots, u, u^{(1)}, \dots, u^{(s)}, t) = 0 \quad (1.1)$$

Expression dans laquelle f est une fonction vectorielle des vecteurs $y^{(i)}, u^{(j)}$ et du temps. Toutefois une telle représentation est évitée en général, car elle ne permet pas des calculs simples concernant le processus étudié.

En pratique, deux formes de représentation des systèmes non linéaires sont très utilisées:

- la description par système à non linéarités séparables;
- la description d'état de la forme $\dot{x} = f(x, u, t)$.

1.3 Système à non linéarités séparables

Cette représentation qui s'avère satisfaisante pour la représentation de nombreux processus conduit à isoler en un nombre restreint de positions, les éléments ayant des caractéristiques non linéaires (1.1).

Un cas particulièrement important de systèmes à non linéarités séparables correspond aux systèmes Postnikov, dans lesquels les non linéarités, statiques, peuvent s'exprimer sous la forme d'un vecteur $f(\sigma)$:

$$f(\sigma) = \{f_i(\sigma_i)\} \quad f \in \mathbb{R}^r \quad (1.2)$$

Avec: $f_i : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$, $\sigma_i = C_i x$, $i = 1, \dots, r$, expression dans laquelle C_i est un vecteur ligne et $\sigma = [\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r]^T$

1.4 Systèmes à non linéarités non séparables

1.4.1 Cas général : De tels systèmes admettent une description de la forme :

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (1.3)$$

$$y = h(x, u, t) \quad (1.4)$$

Avec $f: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^l \times \tau \rightarrow \mathbb{R}^n$ et $h: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^l \times \tau \rightarrow \mathbb{R}^m$

1.4.2 Système analytique, linéaires en la commande

Ce type de représentation concerne une classe très importante de processus et est obtenu systématiquement dans la modélisation des processus physique par bond-graphs. il vient :

$$\dot{x} = f(x) + G(x)u \quad (1.5)$$

$$y = h(x) \quad (1.6)$$

$$f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n, G: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^{n \times l}, h: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^m$$

Un cas particulier important correspond aux modèles bilinéaires que l'on rencontre en génie chimique, en électricité, etc... Dans ce dernier cas, la description se réduit à la forme:

$$\dot{x} = A_0 x + Bu + \sum_{i=1}^l A_i x u_i \quad (1.7)$$

$$y = Cx \quad (1.8)$$

Avec $A_i \in \mathfrak{R}^{n \times n} \forall i = 0, \dots, l$ et $B \in \mathfrak{R}^{n \times 1}, C \in \mathfrak{R}^{m \times n}$.

Il a été montré que de nombreux processus décrits par une expression de la forme (1.3) peuvent être valablement représentés par des modèles bilinéaires avec un vecteur état de dimension augmentée [MOHLER, KOLDZIEJ, 1980].

1.5 Linéarisation locale au voisinage d'un point de fonctionnement

Cette méthode s'intéresse aux processus décrits sous la forme $\dot{x} = f(x, u, t)$ dans laquelle on suppose que la fonction f admet un développement limité dans un voisinage du point de fonctionnement défini par x_0 et u_0 ou dans un voisinage d'une évolution nominale prédéfinie

Caractérisé par x_n et u_n .

Posons $x = x_n + \delta x$ et $u = u_n + \delta u$, il vient:

$$\dot{x}_n = f(x_n, u_n, t) \quad (1.9)$$

$$\dot{x}_n + \frac{d}{dt}(\delta x) = f(x_n + \delta x, u_n + \delta u, t) \quad (1.10)$$

Soit en développant (1.10) en tenant compte de (1.9) :

$$\frac{d}{dt}(\delta x) = f(x_n, u_n, t) \delta x + F_u(x_n, u_n, t) \delta u + o(\|\delta x\|, \|\delta u\|), \quad (1.11)$$

x_n Et u_n étant des fonctions du temps parfaitement définies, on a donc bien un modèle linéaire (non stationnaire) de vecteur état δx et vecteur de commande δu .

Si f ne dépend pas du temps explicite et si $x_N = x_0$ et $u_N = u_0$ sont des vecteurs constats, le modèle est localement linéaire stationnaire:

$$\frac{d}{dt}(\delta x) = F_x(x_0, u_0)\delta x + F_u(x_0, u_0)\delta u \quad (1.12)$$

Conclusion:

Dans ce chapitre on s'est intéressé à donner quelques notions sur la modélisation des systèmes non linéaires, on a vu que deux formes de représentation non linéaires sont les plus utilisées en pratique, en l'occurrence : la description par des systèmes à non linéarités séparables et celle à non linéarités non séparables.

CHAPITRE II

✓ Approche multimodèle

II.1 Introduction sur les multimodèles

II.1.1 Introduction

L'approche multimodèle a connu un intérêt certain depuis de nombreuses années. Les travaux de [MUR-SMI97] définissent l'idée de l'approche multimodèles comme l'appréhension d'un comportement non linéaire d'un système par un ensemble de modèles locaux (linéaires ou non linéaire) caractérisant le fonctionnement du système dans différentes zones de fonctionnement. La motivation d'une telle approche découle du fait qu'il est souvent difficile de concevoir ou d'identifier un modèle tenant compte de toute la complexité du système étudié.

La modélisation des systèmes non linéaires par les multimodèles a été d'un intérêt croissant comme il est possible de l'appréhender.

II.1.2 Méthodes d'obtention d'un multimodèle

Dans le cadre de l'approche multimodèles, les systèmes étudiés se représentent sous forme d'une interpolation entre les modèles linéaires locaux. Chaque modèle local est un système dynamique LTI (Linéaire Temps Invariant) valide autour d'un point de fonctionnement. Selon l'information disponible, plusieurs méthodes distinctes peuvent être utilisées pour l'obtention d'un multimodèle. Trois méthodes sont principalement utilisées pour l'obtention des modèles locaux d'une représentation multimodèles d'un système non linéaire :

- Identification de type boîte noire lorsque le système non linéaire n'a pas de forme analytique.
- Linéarisation du système autour de plusieurs points de fonctionnement (dans ce cas il s'agit de modèles locaux affines due à la présence de la constante de linéarisation).
- Transformation d'un modèle non linéaire affine en la commande.

Dans la première situation, à partir de données sur entrées et les sorties, on peut identifier les paramètres du modèle local correspondant aux différents points de fonctionnement. Dans la deuxième et la troisième situation, on suppose disposer d'un modèle mathématique non linéaire.

II.1.2.1 Méthode d'identification

Les modèles de type « boîte noire » sont identifiés à partir des données sur les entrées et sur les sorties autour de différents points de fonctionnement. Indépendamment du type de modèle choisi, cette identification requiert la recherche d'une structure « optimale », l'estimation des paramètres et la validation du module finale .

II.1.2.2 Méthode de linéarisation

Dans ce cas, on suppose disposer d'un modèle mathématique non linéaire du processus physique qu'on linéarise autour de différents points de fonctionnement judicieusement choisis. Considérons le système non linéaire suivant :

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \quad (2.1)$$

Avec $f \in C^1$ est une fonction non linéaire. La linéarisation du système autour d'un point de fonctionnement arbitraire $(x_i, u_i) \in R^n \times R^p$ nous donne le résultat suivant :

$$\dot{x}(t) = A_i(x(t) - x_i) + B_i(u(t) - u_i) + f(x_i, u_i) \quad (2.2)$$

Avec A_i et B_i sont respectivement les matrices d'état et de commande du système linéaire obtenu.

On peut réécrire l'équation (2.2) sous forme :

$$\dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) + d_i \quad (2.3)$$

Avec :

$$A_i = \left. \frac{\partial f(x, u)}{\partial x} \right|_{\substack{x=x_i \\ u=u_i}}, B_i = \left. \frac{\partial f(x, u)}{\partial u} \right|_{\substack{x=x_i \\ u=u_i}}, d_i = f(x_i, u_i) - A_i x_i - B_i u_i \quad (2.4)$$

D'un point de vue mathématique, ceci correspond à approximer la fonction f par son plan tangent au point (x_i, u_i) .

En supposant que les modèles locaux (dits aussi sous-modèles) sont issus d'une linéarisation autour de N points fonctionnement (x_i, u_i) , la formulation multimodèles aboutit à :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^N \alpha_i(\gamma(t)) (A_i x(t) + B_i u(t) + d_i) \quad (2.5)$$

Où $\alpha_i(\gamma(t))$, $i=1 \dots N$: sont les fonctions d'activation et $\gamma(t)$ est le vecteur des variables de décision dépendant des variables d'état mesurables et éventuellement de la commande $u(t)$.

Notant que dans ce cas, le nombre de modèle locaux N dépend de la précision de modélisation souhaitée, de la complexité du système non linéaire et du choix de structure des fonctions d'activation.

II.1.2.3 Méthode de transformation d'un système non linéaire en la commande

Cette méthode est basée sur transformation polytopique convexe de fonctions scalaires origines de la non linéarité. L'avantage de cette méthode est de ne pas engendrer d'erreur d'approximation et de réduire le nombre de modèle locaux par rapport à la méthode linéarisation. Deux méthodes de transformation de modèles non linéaires affine en la commande en multimodèles sont utilisées : la première est basée uniquement sur la bornitude des termes non linéaires, la deuxième est plutôt orientée commande, elle se soucie de la structure des matrices d'entrée issues de la transformation.

II.1.3. Différentes formes des multimodèles

On peut énumérer différentes formes de multimodèles selon que l'on fait la segmentation sur l'entrée ou la sortie (c'est-à-dire les variables d'état mesurable) et aussi selon la nature du couplage entre les modèles locaux. Cependant on peut classer les multimodèles en deux représentations :

- Modèles locaux couplés.
- Modèles locaux découplés

Au lieu d'un modèle sous forme entrée-sortie, souvent utilisé en identification, la représentation d'état est de loin plus adoptée en analyse des multimodèles. De même, la commande des processus représentés par des multimodèles adopte la représentation d'état afin d'étendre au cas non linéaire des technique de commande par retour d'état.[2]

II.1.3.1. Modèles locaux couplés

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + B(x(t))u(t) \\ y(t) = g(x(t)) \end{cases} \quad (2.6)$$

La représentation multimodèle du système (2.6) obtenue par interpolation de N modèles locaux est :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) \approx \sum_{i=1}^N \alpha_i(\gamma(t)) (A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) \approx \sum_{i=1}^N \alpha_i(\gamma(t)) C_i x(t) \end{cases} \quad (2.7)$$

Où $\alpha_i(\gamma(t))$ est la fonction d'activation relativement au modèle local i dépendante de vecteur des variables de décision $\gamma(t)$.

Cette représentation est la plus utilisée en analyse aussi bien qu'en synthèse des multimodèles. Les représentations suivantes peuvent être vues comme des variantes de la représentation du système d'équation (2.6). Il s'agit d'une interconnexion de N modèles en parallèle dont la pondération est réalisée sur les entrées ou les sorties locaux. La sommation de ces derniers fournit la sortie globale du système :

a. Modèles locaux couplés avec segmentation de l'entrée

Représentation du modèle local i :

$$\begin{cases} \dot{x}_i(t) = A_i x(t) + B_i \bar{u}(t) , \bar{u}(t) = \sum_{i=1}^N \alpha_i(\gamma(t)) u(t) \\ y_i(t) = C_i x_i(t) , \quad i = 1 \dots N \end{cases} \quad (2.8)$$

Le modèle globale approximé est obtenu par sommation directe de N modèle local couplés (figure.1) de la façon suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^N [A_i x(t) + B_i \bar{u}(t)] \\ y_i(t) = C_i x_i(t) , \quad i = 1 \dots N \end{cases} \quad (2.9)$$

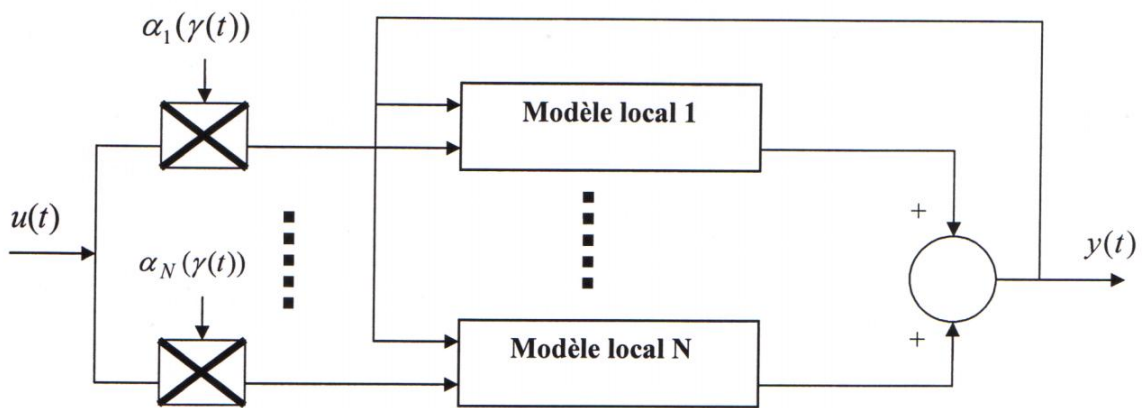


Figure 2.1 modèles locaux couplés avec segmentation des l'entrées.

b. Modèles locaux avec segmentations de sorties locales

Représentation du modèle local i :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) \\ y_i(t) = C_i x_i(t) \end{cases}, i = 1 \dots N \quad (2.10)$$

Le modèle global est interpolé par pondération de N modèle local (figure 2.2) de la façon suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^N \alpha_i(\gamma(t)) (A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = \sum_{i=1}^N \alpha_i(\gamma(t)) y_i(t) \end{cases}, i = 1 \dots N \quad (2.11)$$

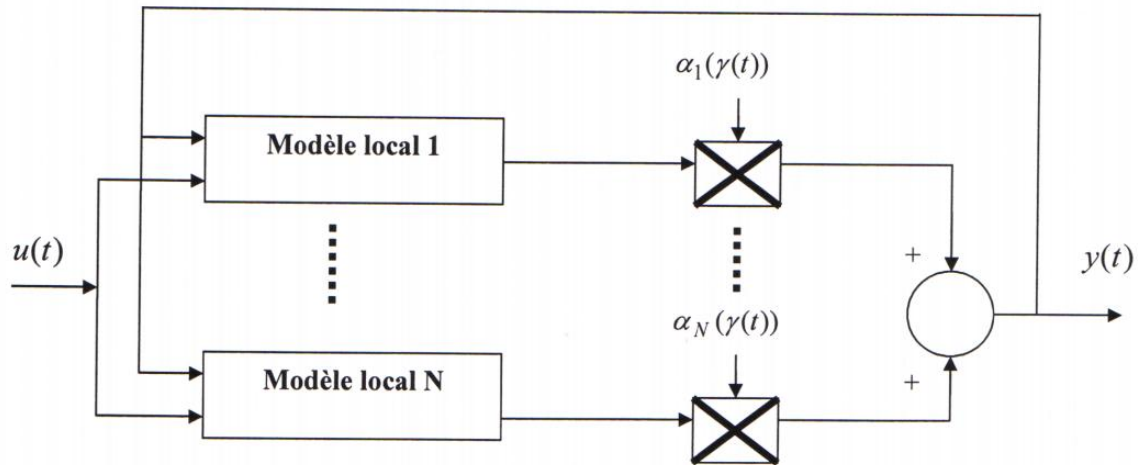


Figure 2.2 modèles locaux couplés avec segmentation de sorties.

II.1.3.2. Modèles locaux découplés

Dans les cas précédent, les modèles locaux sont couplés du fait de l'utilisation de la sortie globale dans leurs expressions. Une autre représentation multimodèle est de considérer que les modèles locaux sont totalement découplés :

a. Modèles locaux découplés avec interpolation des sorties locales

Il s'agit d'une interconnexion de N modèles en parallèle dont les sorties locales sont pondérées par les fonctions d'activation, leur sommation fournit la sortie globale du système :

Le modèle i peut s'écrire sous la forme d'équation d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x_i(t) + B_i u(t) \\ y_i(t) = C_i x_i(t) \end{cases}, i = 1 \dots N \quad (2.12)$$

Le modèle globale approximé peut être interpolé par la sommation pondérée des variables d'état et de sortie (figure 2.3) de la façon suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^N \alpha_i(\gamma(t)) (A_i x_i(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = \sum_{i=1}^N \alpha_i(\gamma(t)) y_i(t) \end{cases}, i = 1 \dots N \quad (2.13)$$

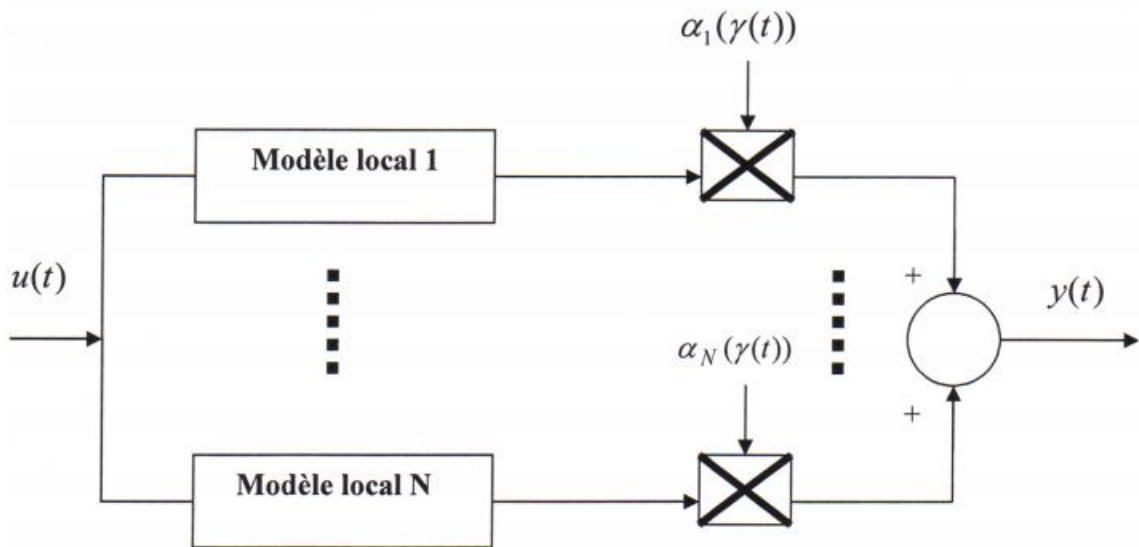


Figure 2.3 Modèles locaux découplés avec interpolation des sorties locales.

b. Modèles locaux découplés avec segmentation de l'entrée

L'architecture de ce découplage reste la même que précédemment sauf les pondérations sont réalisées au niveau de l'entrée.

Représentation de modèle locale i :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x_i(t) + B_i \bar{u}(t) , \bar{u}(t) = \alpha_i(\gamma(t)) u(t) \\ y_i(t) = C_i x_i(t) , i = 1 \dots N \end{cases} \quad (2.14)$$

Le modèle globale approximé est interpolé de la façon suivante (figure 2.4) :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^N (A_i x_i(t) + B_i \bar{u}(t)) \\ y(t) = \sum_{i=1}^N y_i(t) , i = 1 \dots N \end{cases} \quad (2.15)$$

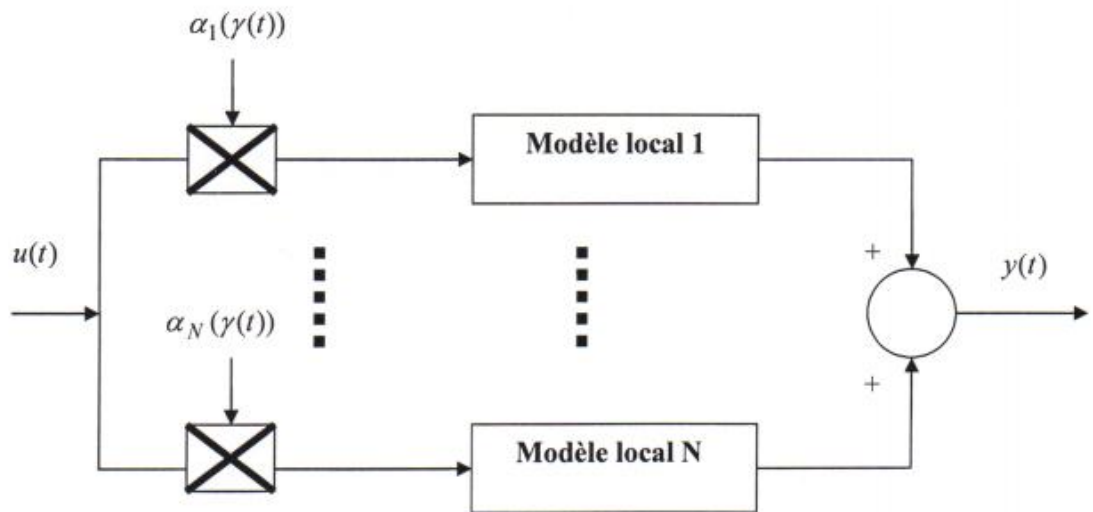


Figure 2.4 Modèles locaux découplés avec segmentation de l'entrée.

CONCLUSION

L'approche multimodèle épargne le recours à un modèle unique, complexe et bien souvent difficile à obtenir. Les multimodèles constituent un outil efficace, particulièrement bien adapté à la modélisation des systèmes non linéaires sur une large plage de fonctionnement. Ce deuxième chapitre a mis en avant deux formes de multimodèles, le multimodèle couplé et le multimodèle découplé

CHAPITRE III

✓ MODELISATION DE LA M.A.S

III.4.2 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées dans l'introduction de ce chapitre conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants à partir des notations suivantes :

L_s : Inductance propre d'une phase du stator.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases du stator.

L_r : Inductance propre d'une phase du rotor.

M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

M_{ar} : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \\ M_{sr} \\ M_{sr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{rs} \\ M_{rs} \\ M_{rs} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix}^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

III.5 Equation de la machine biphasée équivalente

III.5.1 Transformation de Park

Pour simplifier la représentation des équations électriques (3.3) et (3.4), on introduit la transformation de **Park** normalisée qui est obtenue à l'aide de la matrice **[P]** suivante ;

$$[\mathbf{P}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Le coefficient $\sqrt{2/3}$ a été choisi pour donner une expression invariante du couple électromagnétique à partir de la propriété $[\mathbf{P}]^{-1} = [\mathbf{P}]^T$. Le changement de variables relatif aux courants, aux tensions et aux flux est défini par la transformation

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [\mathbf{P}] \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

x : ce sont des variables statoriques ou rotoriques tension, courant ou flux.

o : indice de l'axe homopolaire.

La matrice inverse de la transformation de **Park** normalisée a pour expression :

$$[\mathbf{P}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

D'où les transformations inverse des variables

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix}$$

La transformation de **Park** normalisée consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes "d" et "q".

III.5.2 Equations électriques et magnétiques

Les équations (3.1), (3.2) et (3.3), (3.4) donnent alors lieu aux systèmes suivants :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{qs} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

En posant :

$L_s = \ell_s - M_s$: Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = \ell_r - M_r$: Inductance propre cyclique du rotor.

$M_{sr} = M_{rs}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

ω_s : Vitesse de rotation du repère (d,q) par rapport au stator.

ω_r : Vitesse de rotation du rotor par rapport au stator.

$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$: Vitesse de rotation du repère (d,q) par rapport au rotor.

Le changement de variables peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs " ds ", " qs ", " dr ", " qr ", dont les axes magnétiques sont liés aux axes " d " et " q " figure 3.2, mais dont les conducteurs restent liés aux armatures qui les supportent.

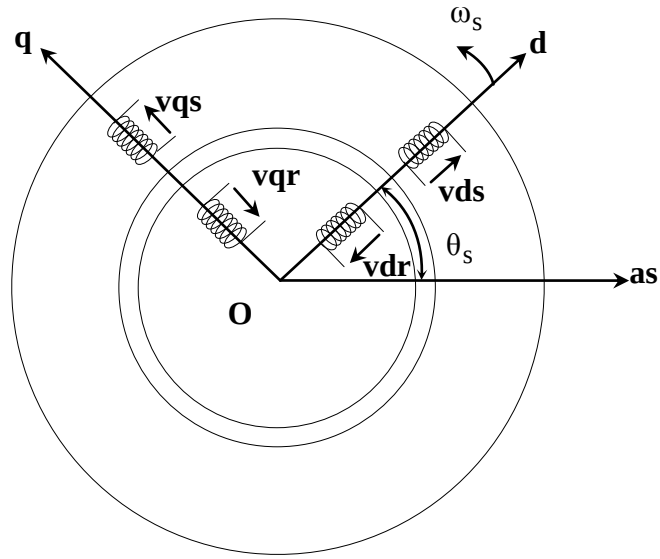


Figure 3.2 interprétation physique de la transformation de **Park**
normalisée

Remarque :

Dans les équations électriques précédentes (3.10) à (3.13), nous n'avons pas fait figurer les composantes d'indice " o ", qui n'interviennent que dans le cas de dissymétrie de l'alimentation statorique, leurs équations sont :

$$\begin{bmatrix} v_{os} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{os} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{os} \cdot i_{os} \\ L_{or} \cdot i_{or} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Avec :

$$\begin{cases} L_{os} = L_{as} + 2.M_{as} \\ L_{or} = L_{ar} + 2.M_{ar} \end{cases} \quad (3.15)$$

III.5.3 Equation mécanique

Dans le cas le plus fréquent, une machine asynchrone fonctionne en moteur, elle est alimentée au stator par une source triphasée, et l'enroulement du rotor est fermé en court-circuit.

Cependant, dans ce paragraphe, nous allons nous placer dans le cas général où les tensions rotoriques aussi bien que statoriques ne sont pas nulles, les relations qui vont suivre sont indépendantes du choix de l'angle θ_s définissant les axes " d " et " q ".

Le stator étant considéré comme générateur, et le rotor comme récepteur, la puissance électrique fournie au milieu extérieur vaut :

$$P_e = v_{as} \cdot i_{as} + v_{bs} \cdot i_{bs} + v_{cs} \cdot i_{cs} - v_{ar} \cdot i_{ar} - v_{br} \cdot i_{br} - v_{cr} \cdot i_{cr} \quad (3.16)$$

Qui s'écrit, en appliquant la transformation de Park normalisée :

$$P_e = v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs} + 2 \cdot v_{os} \cdot i_{os} - v_{dr} \cdot i_{dr} - v_{qr} \cdot i_{qr} - 2 \cdot v_{or} \cdot i_{or} \quad (3.17)$$

Après

$$\begin{aligned} P_e = & \left[i_{ds} \cdot \frac{d\phi_{ds}}{dt} + i_{qs} \cdot \frac{d\phi_{qs}}{dt} + 2 \cdot i_{os} \cdot \frac{d\phi_{os}}{dt} - i_{dr} \cdot \frac{d\phi_{dr}}{dt} - i_{qr} \cdot \frac{d\phi_{qr}}{dt} - 2 \cdot i_{or} \cdot \frac{d\phi_{or}}{dt} \right] \\ & + \left[(\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \frac{d\theta_s}{dt} + (\phi_{qr} \cdot i_{dr} - \phi_{dr} \cdot i_{qr}) \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \right] \\ & + \left[R_s \cdot (i_{ds}^2 + i_{qs}^2 + 2 \cdot i_{os}^2) + R_r \cdot (i_{dr}^2 + i_{qr}^2 + 2 \cdot i_{or}^2) \right] \end{aligned} \quad (3.18)$$

Le premier crochet représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée, le deuxième crochet représente la puissance mécanique transformée en puissance électrique à l'intérieur de la machine tandis que le troisième crochet représente les pertes joule. La puissance électromécanique s'écrit donc:

$$(\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \left(\frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_{s1}}{dt} \right) = (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \omega_r \quad (3.19)$$

Nous obtenons le couple électromagnétique en divisant par ω_r

$$C_{em} = \phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds} \quad (3.20)$$

Pour une machine asynchrone multipolaire : si on considère l'angle électrique θ_r et la vitesse électrique ω_r ($\omega_r = p \Omega$, où Ω est la vitesse mécanique), obtenue en multipliant leurs homologues géométriques et mécaniques par le nombre de paires de pôles p , les équations électriques sont inchangées, et l'équation du couple électromagnétique ainsi que l'équation du mouvement s'écrivent :

$$\begin{cases} C_{em} = \phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds} = \frac{p \cdot M_{sr}}{L_r} (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}) \\ \frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - \frac{f}{p} \cdot \omega_r \end{cases} \quad (3.21)$$

Avec:

- J : Moment d'inertie du système.
- Cr : Couple résistant.
- f : Coefficient de frottement visqueux
- Cem : Couple électromagnétique.

III.6 Définition des différents référentiels

Il existe trois systèmes d'axes de référence ayant des spécificités distinctes :

❖ si le référentiel tourne à la vitesse de synchronisme $\omega_s = 2\pi f$, on obtient un système électrique purement continu qui est très bien adapté aux techniques d'identification. Cependant la position du champ tournant doit être reconstituée à chaque instant d'échantillonnage, ce qui rend le temps de calcul prohibitif et complique inutilement le problème envisagé.[c]

❖ si le référentiel est fixe par rapport au rotor $\omega_s = \omega_r$, les signaux électriques sont alors quasi-continus. La pulsation des grandeurs électriques est alors égale à $g\omega_{syn}$ (où

$g = \frac{\omega_{syn} - \omega_r}{\omega_{syn}}$ est le glissement de la machine, et $\omega_{syn} = 2\pi f$) qui est faible dans les

conditions réelles de fonctionnement. Lorsqu'on a accès à la position mécanique, ce repère est privilégié du fait de la quasi-continuité des grandeurs électriques.

❖ si le référentiel est fixe par rapport au stator $\omega_s = 0$, on obtient un système électrique où les grandeurs statoriques sont purement alternatives (aucune translation de spectre). La simulation de la machine asynchrone dans ce repère n'exige donc aucune connaissance de la position du rotor, ce qui constitue un avantage pour la commande sans capteur de position. L'inconvénient majeur est la manipulation de signaux fortement non-stationnaires ce qui peut engendrer, dans une optique d'identification paramétrique, une variance plus importante des paramètres, néanmoins l'estimateur de Kalman étendu est conçu pour résoudre ce genre de problème.

III.7 Modèle dynamique de la machine asynchrone

III.7.1 Modèle d'état continu

Le principe de l'identification paramétrique fait référence à un modèle continu du processus sous représentation d'état. Il est donc nécessaire de mettre le modèle de la machine asynchrone sous forme d'état.

La rigueur voudrait que le modèle continu de la machine asynchrone considère la vitesse mécanique comme une variable d'état, ce qui aurait pour conséquence d'augmenter l'ordre de la représentation d'état. On obtiendrait donc un modèle non linéaire dans lequel apparaîtraient des produits entre variables d'état.

Pour la plupart des applications industrielles de la machine asynchrone, l'inertie des parties tournantes est grande. Par conséquent, les variables mécaniques sont généralement des grandeurs lentement variables devant les autres grandeurs électriques de la machine.

La vitesse de rotation peut donc être considérée comme constante entre deux instants d'échantillonnage. Ainsi, au lieu d'avoir un modèle d'ordre 5 non linéaire, celui-ci est d'ordre 4 et non stationnaire, et la vitesse est prise en compte en tant que mesure [8].

III.7.2 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

Si la machine asynchrone à cage est alimentée par une source de tension, le modèle mathématique de la machine s'écrit sous la forme d'une **équation d'état non linéaire**, dans un repère (d, q) quelconque tournant à la vitesse ω_{dq} , où $\omega_{dq} = \omega_s$ [d].

$$\begin{cases} \dot{x} = A_v(\omega_r, \omega_{dq}).x + B.u \\ y = C.x \end{cases} \quad (3.22)$$

Avec

$$u = [v_{ds} \quad v_{qs}]^T \quad : \text{Vecteur de commande} \quad (3.23)$$

$$y = [i_{ds} \quad i_{qs}] \quad : \text{Vecteur de mesure} \quad (3.24)$$

On envisage la simulation de la machine asynchrone et l'estimation de certains de ses paramètres en vue du diagnostic des défauts, plusieurs combinaisons de vecteurs d'états sont proposées :

$$\begin{aligned}
x &= [\phi_{ds} \quad \phi_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr} \quad \omega_r]^T \\
x &= [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr} \quad \omega_r]^T \\
x &= [\phi_{ds} \quad \phi_{qs} \quad i_{ds} \quad i_{qs} \quad \omega_r]^T \\
x &= [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr} \quad \omega_r]^T
\end{aligned} \tag{3.25}$$

Pour une alimentation en tension, la matrice d'état $A_v(\omega_{dq}, \omega_r)$ qui décrit la dynamique de la machine est carrée d'ordre (5×5)

La séparation des modes électrique et mécanique permet d'obtenir deux modèles : un modèle mécanique et un modèle électrique à 4 variables d'état et les matrices d'états sont d'ordre quatre.

Posons :

$T_s = L_s / R_s$: Constante de temps statorique

$T_r = L_r / R_r$: Constante de temps rotorique

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s \cdot L_r}$: est le coefficient de dispersion de Blondel.

Si le vecteur d'état est :

$$x = [\phi_{sd} \quad \phi_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq}]^T, \tag{3.26}$$

alors les matrices

$A_v(\omega_{dq}, \omega_r)$, B et C deviennent :

$$A_v(\omega_r, \omega_{dq}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & \omega_{dq} & \frac{R_s(1-\sigma)}{\sigma M_{sr}} & 0 \\ -\omega_{dq} & -\frac{1}{\sigma T_s} & 0 & \frac{R_s(1-\sigma)}{\sigma M_{sr}} \\ \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma M_{sr}} & 0 & -\frac{1}{\sigma T_r} & (\omega_{dq} - \omega_r) \\ 0 & \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma M_{sr}} & -(\omega_{dq} - \omega_r) & -\frac{1}{\sigma T_r} \end{bmatrix} \tag{3.27}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

➤ L'équation de couple électromagnétique :

$$C_e = p \cdot \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} (\phi_{dr} \cdot \phi_{qs} - \phi_{ds} \cdot \phi_{qr}) \quad (3.29)$$

Si le vecteur d'état est :

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]^T, \quad (3.30)$$

Alors les matrices

$A_v(\omega_{dq}, \omega_r)$, B et C deviennent :

$$A_v(\omega_r, \omega_{dq}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & \omega_{dq} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_r & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s} \omega_r \\ -(\omega_{dq} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_r) & -\frac{1}{\sigma T_s} & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s} \omega_r & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r} \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r T_s} & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_r} \omega_r & -\frac{1}{\sigma T_r} & \omega_{dq} - \frac{1}{\sigma} \omega_r \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r} \omega_r & \frac{M_{sr}}{\sigma L_r T_s} & -\omega_{dq} + \frac{1}{\sigma} \omega_r & -\frac{1}{\sigma T_r} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ -\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} & 0 \\ 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

➤ L'équation de couple électromagnétique:

$$C_e = p \cdot M_{sr} (i_{dr} \cdot i_{qs} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \quad (3.33)$$

Si le vecteur d'état est :

$$x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{ds} \quad \phi_{qs}]^T \quad (3.34)$$

Alors les matrices :

$A_v(\omega_{dq}, \omega_r)$, B et C deviennent:

$$A_v(\omega_r, \omega_{dq}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} & \omega_{dq} - \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega_r \\ -(\omega_{dq} - \omega_r) & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ -R_s & 0 & 0 & \omega_{dq} \\ 0 & -R_s & -\omega_{dq} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

➤ L'équation de couple électromagnétique :

$$C_e = p(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (3.37)$$

Si le vecteur d'état est :

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq}]^T \quad (3.38)$$

Alors les matrices :

$A_v(\omega_{dq}, \omega_r)$, B et C deviennent:

$$A_v(\omega_r, \omega_{dq}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & \omega_{dq} & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr} T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \omega_r \\ -\omega_{dq} & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & -\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr} T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_{dq} - \omega_r) \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & -(\omega_{dq} - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

➤ L'équation de couple électromagnétique:

$$C_e = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} (\phi_{d_r} i_{q_s} - \phi_{q_r} i_{d_s}) \quad (3.41)$$

Notre choix s'est porté sur la dernière combinaison de variables d'état car la matrice A sera la plus simple lors du choix du référentiel ainsi que B et C par comparaison aux autres vecteurs.

III.7.3 Choix d'un référentiel d'estimation

Dans la mesure ou une implémentation sur un système d'informatique industrielle est envisagée, il est important de considérer que la matrice " A " est quasi stationnaire pendant une période d'échantillonnage " T_e ". Par conséquent, certains choix de référentiels sont plus intéressants que d'autres.

- Le référentiel lié aux champs tournant : on constate, de façon générale que ce référentiel n'introduit pas de simplifications dans la formulation de la matrice d'état. Il est avantageux du fait que les différentes grandeurs du système sont continues. Ce référentiel est souvent utilisé pour obtenir les lois de la commande vectorielle.
- Le référentiel lié au stator : pour ce référentiel, on constate que la matrice A est la plus simple, car son nombre de grandeurs se trouve réduits par comparaison aux autres, qu'elle ne dépend plus de la vitesse ω_{dq} mais dépend uniquement de la vitesse électrique du rotor. On remarque également que la matrice B dépend des paramètres inductifs de la machine, par contre la matrice de sortie C est indépendantes de tous les paramètres et est constituée d'éléments constants. De plus, seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistants doivent être déterminées pour les imposer à la machine. On n'a donc pas besoin de savoir ce que vaut la pulsation statorique ou le glissement comme dans le cas du modèle dont les expressions électriques sont écrites dans le référentiel tournant au synchronisme.

Ce choix offre donc des propriétés intéressantes aux problèmes d'estimations en temps réel. Enfin cette représentation est bien adaptée aux différentes structures

d'observateurs et la simulation s'en trouve facilitée. Par suite, c'est ce choix qu'on a adopté [10].

III.7.4 Transformation de Clarke

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

où relation qui permet le passage d'un système triphasé en un système biphasé lié au stator, avec, $[x_a \ x_b \ x_c]^T$: vecteur des variables statoriques ou rotoriques (courant, tension, ou flux)

$[x_\alpha \ x_\beta]$: vecteur des variables statoriques ou rotoriques (courant, tension ou flux) dans le système biphasé.

III.7.5 Transposition des équations électriques et mécanique au repère de Clarke

On a les équations électriques :

$$v_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \quad v_{r\alpha} = 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{r\beta} \quad (3.43)$$

$$v_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \quad v_{r\beta} = 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{r\alpha} \quad (3.44)$$

les équations magnétiques :

$$\phi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + M_{sr} \cdot i_{r\alpha}, \quad \phi_{r\alpha} = M_{sr} \cdot i_{s\alpha} + L_r \cdot i_{r\alpha} \quad (3.45)$$

$$\phi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + M_{sr} \cdot i_{r\beta}, \quad \phi_{r\beta} = M_{sr} \cdot i_{s\beta} + L_r \cdot i_{r\beta} \quad (3.46)$$

Equation de couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{p \cdot M_{sr}}{L_r} \cdot (\phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (3.47)$$

Equation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - f.\Omega) \quad (3.48)$$

Dans ce repère, la représentation d'état est donnée par

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.u \\ y = C.x \end{cases} \quad (3.49)$$

Où ;

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^T \quad : \text{Vecteur d'état,}$$

$$\dot{x} = \frac{d}{dt} [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^T \quad (3.50)$$

$$u = [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}]^T, \quad y = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T : \text{entrée, et sortie de la machine}$$

Notre système est défini par le triplet des matrices A, B, C comme suit :

$$A(\omega_r) = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{K}{T_r} & K.\omega_r \\ 0 & -\gamma & -K.\omega_r & \frac{K}{T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad (3.51)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

$$\text{Avec : } \gamma = \frac{-R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} ; \quad \sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s.L_r} ; \quad K = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s.L_r} ; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

III.7.6 Modèle discret de la machine asynchrone

Les différents algorithmes d'estimation ou d'observation doivent, naturellement, être réalisés numériquement et exécutés en temps réel. Le problème de la discrétisation de l'équation d'état devient crucial et demande un soin particulier.

Le modèle discret de la machine asynchrone se déduit facilement du modèle continu. Le choix de la méthode et du pas de discrétisation sont résultat d'un compromis entre la précision, la stabilité du modèle discret ainsi que le temps de calcul, l'objectif étant la simulation réaliste de la machine asynchrone, il semble que le développement de l'exponentielle de la matrice à l'ordre 1 et à une période d'échantillonnage de l'ordre de la milliseconde (0.7 ms) offrent un bon compromis. On écrit donc la solution générale du système différentiel : [8] [11].

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}d_k \mathbf{x}_k + \mathbf{B}d_k \cdot \mathbf{u}_k \\ \mathbf{y}_k = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}_k \end{cases} \quad (3.53)$$

Comme dans notre cas la matrice $\mathbf{A}(\Omega)$ est fonction de la vitesse de rotation, alors les matrices $\mathbf{A}d_k$ et $\mathbf{B}d_k$ sont réactualisées à chaque instant d'échantillonnage par

$$\begin{cases} \mathbf{A}d_k = e^{\mathbf{A}T_e} = \mathbf{I} + \mathbf{A} \cdot T_e \\ \mathbf{B}d_k = T_e \cdot \mathbf{B} \end{cases} \quad (3.54)$$

III.8. Simulation de la machine Asynchrone sous (Simulink/Matlab)

Dans cette partie du chapitre nous allons présenter le schéma de simulation du modèle d'état discret précédent de la machine.

- **A en modèle continu**

La matrice $\mathbf{A}$ pour le modèle continu en vue de la simulation peut être écrite comme suit :

$$[\mathbf{A}] = \mathbf{R}_S \cdot [\mathbf{A}_1] + \mathbf{R}_r \cdot [\mathbf{A}_2] + \omega_r \cdot [\mathbf{A}_3]$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{p M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & 0 & -\frac{p M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & p & 0 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} & 0 & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r^2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} & 0 & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{M_{sr}}{L_r} & 0 & -\frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{M_{sr}}{L_r} & 0 & -\frac{1}{L_r} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

• **A en modèle discret**

Le modèle discret est obtenu grâce à la relation donnée par (3.53).

$$Ad_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} T_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} T_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; Ad_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{p M_{sr}}{\sigma L_s L_r} T_e \\ 0 & 0 & -\frac{p M_{sr}}{\sigma L_s L_r} T_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p T_e \\ 0 & 0 & p T_e & 0 \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

$$Ad_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} T_{e+1} & 0 & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r^2} T_e & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} T_{e+1} & 0 & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r^2} T_e \\ \frac{M_{sr}}{L_r} T_e & 0 & -\frac{1}{L_r} T_{e+1} & 0 \\ 0 & \frac{M_{sr}}{L_r} T_e & 0 & -\frac{1}{L_r} T_{e+1} \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

$$Bd = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} T_e & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} T_e \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad Cd = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

Enfin le schéma bloc encapsulé réalisé sous Matlab/simulink est présenté ci-dessous.

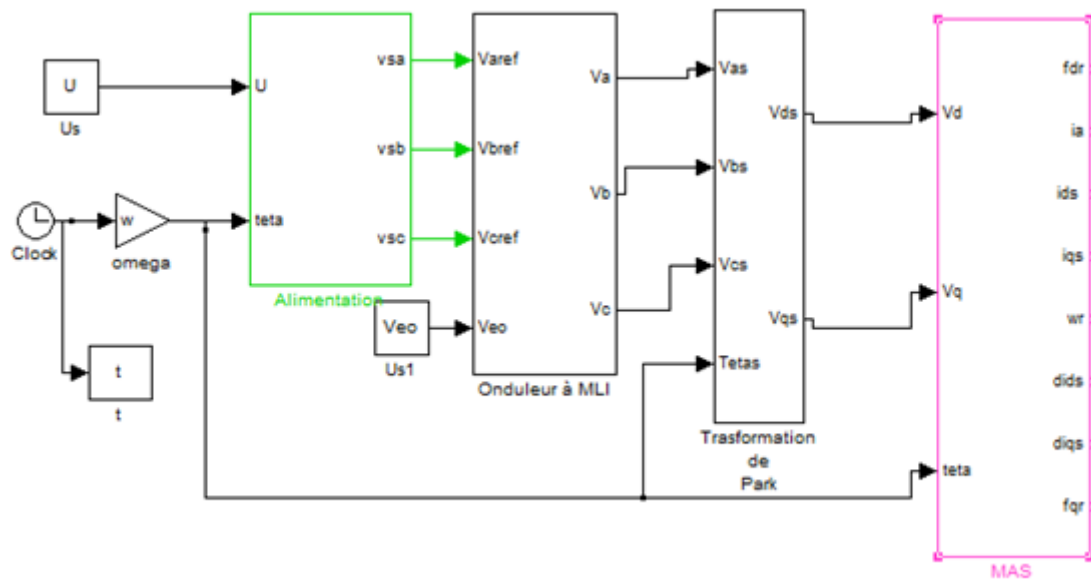


fig 3.3 Schéma bloc pour la simulation

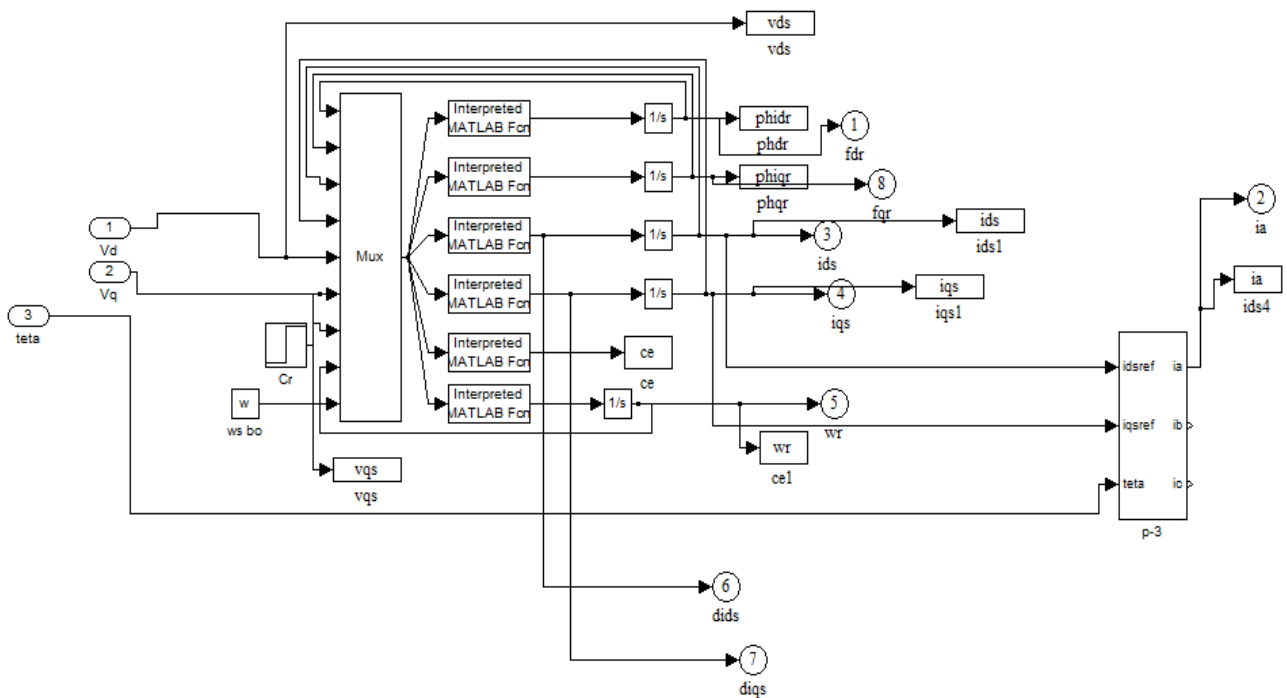
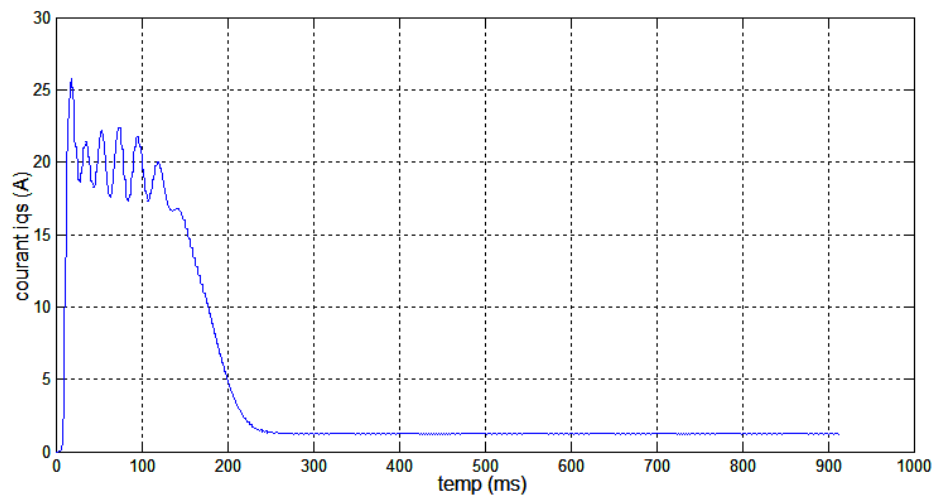
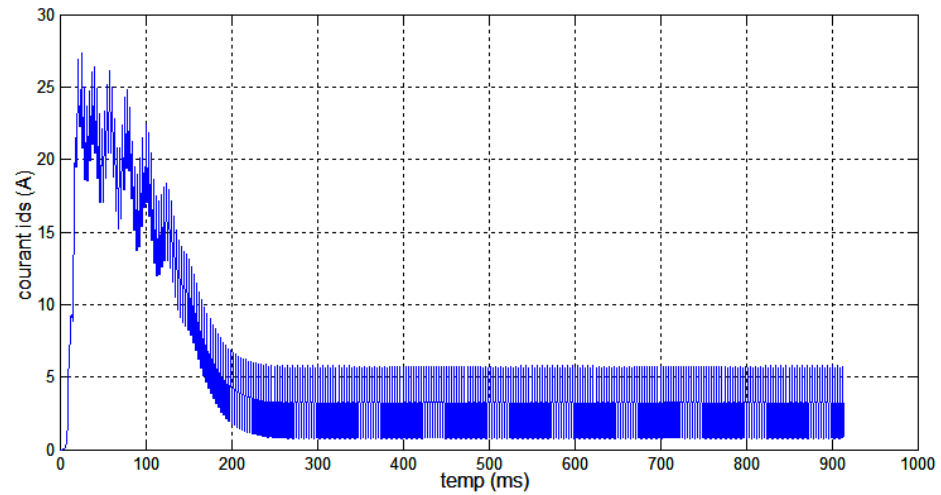


Schéma bloc de la machine asynchrone

III.9 Résultats de la simulation :

- Démarrage à vide

Fig 3.4 courants statoriques i_{qs} et i_{ds}

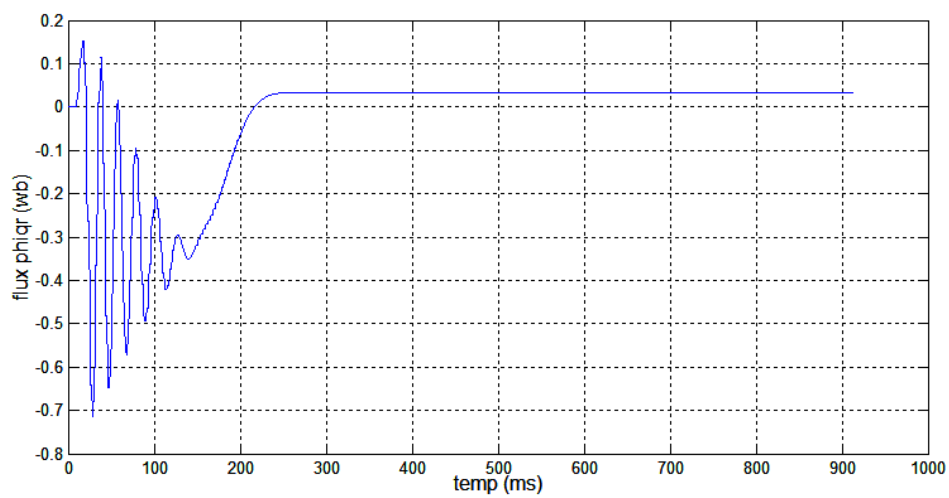
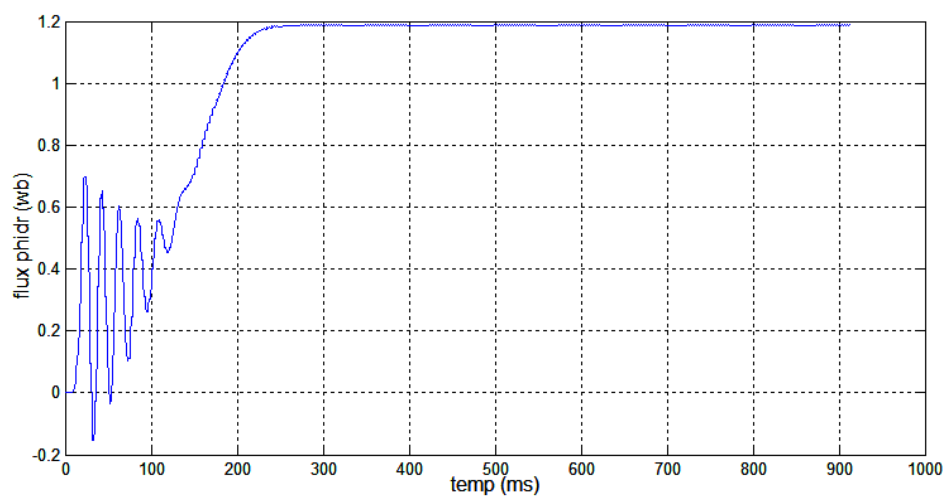


Fig 3.5 flux ϕ_{dr} et ϕ_{qr}

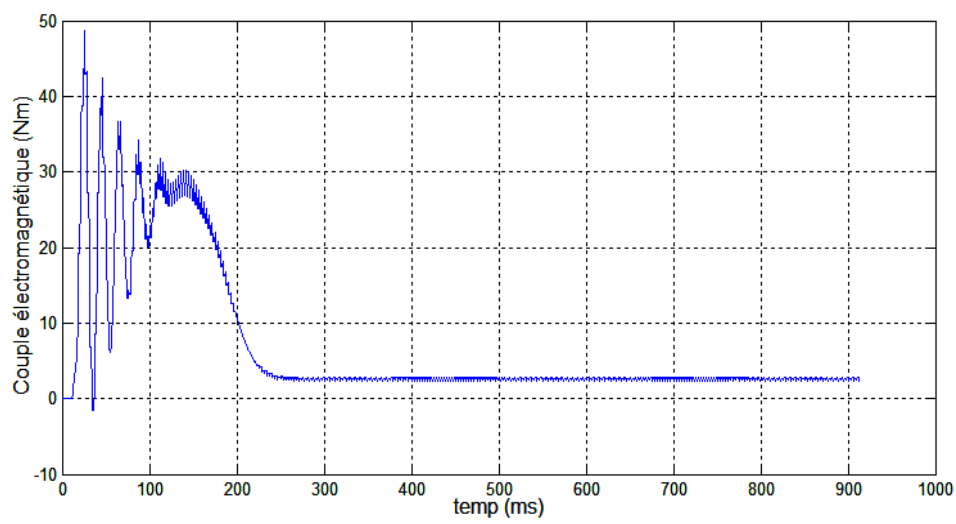
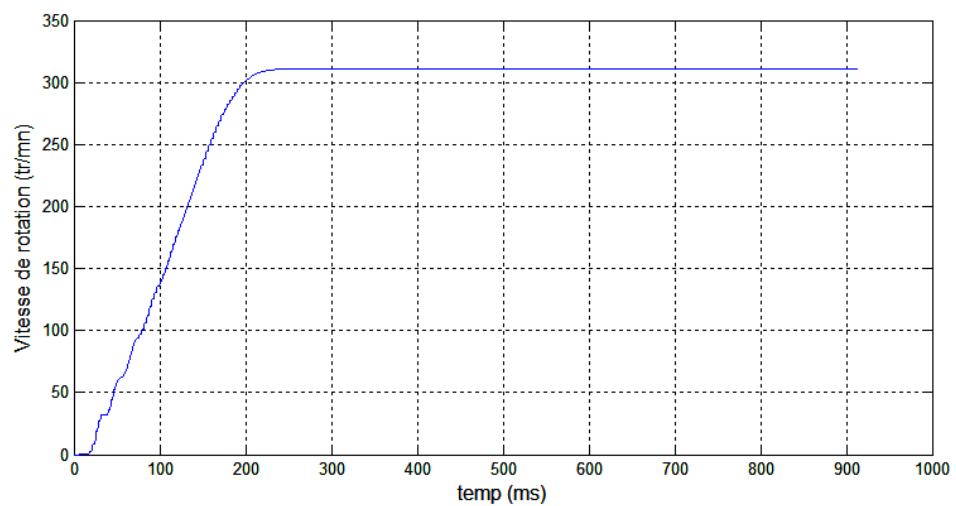


Fig 3.6 vitesse et couple

III.10 Interprétations des résultats

Les résultats de simulation présentés aux figures 3.4 à 3.6 montrent l'évolution des courants, des flux, de la vitesse ainsi que le couple pour une machine asynchrone non chargée dont les paramètres sont en annexe, ceci pour une durée de 1s. Lors du démarrage, on observe un appel de courant assez important qui diminue au fur et à mesure pour se stabiliser après 0.2 secondes. Par contre, les flux, lors du régime transitoire sont assez faibles et augmentent pour atteindre leurs valeurs finales. Aussi, le couple comme les courants démarre avec de fortes oscillations pour se stabiliser à la valeur nulle. Enfin la vitesse évolue au début avec de petites oscillations pour arriver à la valeur nominale.

III.11 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone. Ce modèle a été établi dans le cadre de la théorie de Park, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent lié au stator. Cela a simplifié considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone et a permis d'obtenir une matrice d'état A parmi plusieurs, très simple et très souple d'utilisation, ceci en vue d'une utilisation optimale en éléments et en temps de calcul.

CHAPITRE IV

- ✓ COMMANDE DE LA M.A.S PAR
APPROCHE MULTIMODELE

COMMANDE DE LA M.A.S PAR APPROCHE MULTIMODELE

IV.1 Représentation de la machine asynchrone par approche multimodèles

Les machines asynchrones sont robustes, économiques et leur coût d'entretien est bas. Mais leur comportement non linéaire font d'elles le procédé de commande le plus compliqué. Une forme utile pour représenter la machine asynchrone est le modèle espace d'état sous une forme linéarisée. Comme nous l'avons vu au chapitre II, un système non linéaire peut être représenté sous formes multimodèles. Cette représentation est obtenue par linéarisation autour de plusieurs points de fonctionnements, par développement en série de Taylor à l'ordre 1.

Soit le modèle de la machine asynchrone défini par le système d'équation

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.1)$$

qu'on peut reformuler de la manière suivante :

Pour l'obtention de la représentation multimodèles de la machine asynchrone, on Procède par linéarisation du système d'équations (4.2) autour d'un point de fonctionnement

p_i données par :

$$\begin{cases} \dot{x} = G(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.2)$$

Pour l'obtention de la représentation multimodèles de la machine asynchrone, on

Procède par linéarisation du système d'équations (4.2) autour d'un point de fonctionnement

p_i données par :

$$p_i = [x_i, u_i] \quad i=1,2,3$$

Par conséquent le modèle local du système se met sous la forme :

$$\dot{x}_i = A_i x_i + B_i u_i$$

Où :

$$x_i = \begin{bmatrix} i_{dsi} & i_{qsi} & \varphi_{dri} & \varphi_{qri} & \omega_{ri} \end{bmatrix}^T \quad (4.3)$$

$$u_i = \begin{bmatrix} v_{dsi} & v_{qsi} \end{bmatrix}$$

$$A_i = \left. \frac{\partial G(x, u, f)}{\partial x} \right|_{P_i} ; \quad B_i = \left. \frac{\partial G(x, u, f)}{\partial u} \right|_{P_i} ; \quad C_i = \left. \frac{\partial h(x)}{\partial x} \right|_{P_i} \quad (4.4)$$

On suppose que la dynamique mécanique est très lente par rapport à la dynamique électrique

Par conséquent la vitesse est traitée comme un paramètre à temps variant dans le modèle.

Ainsi le modèle est dédoublé aux sous-ensembles mécanique et électrique.

Avec :

$$x = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & \varphi_{dr} & \varphi_{qr} \end{bmatrix}^T \quad \text{est le vecteur d'état.}$$

$$u = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} \end{bmatrix}^T \quad \text{est le vecteur des entrées de commande.}$$

$$y = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^T \quad \text{est le vecteur des sorties mesurées.}$$

Il s'ensuit que :

$$B_i = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad C_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$A_i = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{R_r(1-\sigma)}{L_r \sigma}\right) & \omega_{si} & R_r \left(\frac{(1-\sigma)}{L_r L_m \sigma}\right) & \left(\frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma}\right) \omega_{ri} \\ -\omega_{si} & -\left(\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{R_r(1-\sigma)}{L_r \sigma}\right) & \left(\frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma}\right) \omega_{ri} & R_r \left(\frac{(1-\sigma)}{L_r L_m \sigma}\right) \\ \frac{R_r L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_{sli} \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_r} & \omega_{sli} & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Par conséquent la représentation nominale par multimodèles de la machine asynchrone sera décrite par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = \sum_{i=1}^3 \alpha_i(z) (A_i x_i + B_i u) \\ y = \sum_{i=1}^3 \alpha_i(z) (C_i x) \quad i = 1, 2, 3 \end{cases} \quad (4.7)$$

Où :

$$x = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & \varphi_{dr} & \varphi_{qr} \end{bmatrix}^T : \text{Est le vecteur d'état.}$$

Avec :

$$\begin{cases} 0 \leq \alpha_i(z) \leq 1 \\ \sum \alpha_i(z) = 1 \end{cases}$$

Choix de z : z est une variable de décision

$$z = \{t, u(t), x(t), y(t)\}$$

Pour le premier point de fonctionnement :

$$ids1=13.0367; iqs1=15.5749; \varphi_{dr1}=0.7265; \varphi_{qr}=-0.3093; wr1=236.9503$$

$$A1 = [-263 \ 314 \ 421 \ 7182; -314 \ -263 \ -7182 \ 421 ;$$

$$3.58 \ 0 \ -14 \ 77; 0 \ 3.58 \ -77 \ -14]$$

$$B1 = [32.1898 \ 0; 0 \ 32.1898; 0 \ 0; 0 \ 0]$$

$$C1 = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ ; 0 \ 1 \ 0 \ 0 \]$$

Pour le deuxième point de fonctionnement :

$$\varphi_{dr2}=1.1475; \varphi_{qr2}= - 0.0036; ids2=1.2918; iqs2=2.7913; wr2=307.5613;$$

$$A2 = [-263 \ 314 \ 421 \ 9322; -314 \ -263 \ -9322 \ 421;$$

$$3.58 \ 0 \ -14 \ 6.44; 0 \ 3.58 \ -6.44 \ -14]$$

$$B2 = [32.1898 \ 0; 0 \ 32.1898; 0 \ 0; 0 \ 0];$$

$$C2 = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ ; 0 \ 1 \ 0 \ 0];$$

Pour le troisième point de fonctionnement :

$$\varphi_{dr3}=1.1863; \varphi_{qr3}=0.0338; \text{ids3}=0.8128; \text{iqs3}=1.2964; \text{wr3}=310.6967$$

$$A3 = [-263 \ 314 \ 421 \ 9417; -314 \ -263 \ -9417 \ 421;$$

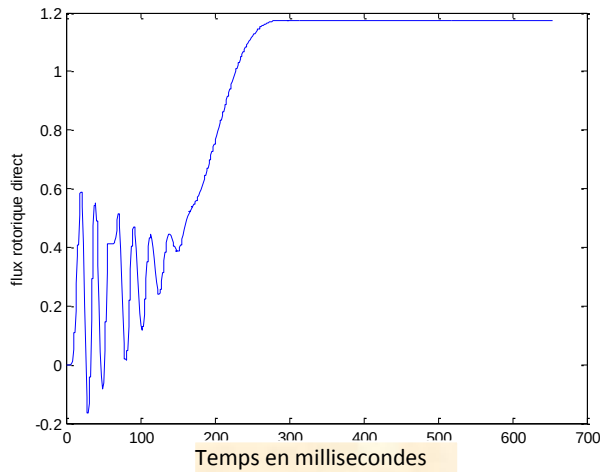
$$3.58 \ 0 \ -14 \ 3.3; 0 \ 3.58 \ -3.3 \ -14]$$

$$B3 = [32.1898 \ 0; 0 \ 32.1898; 0 \ 0; 0 \ 0];$$

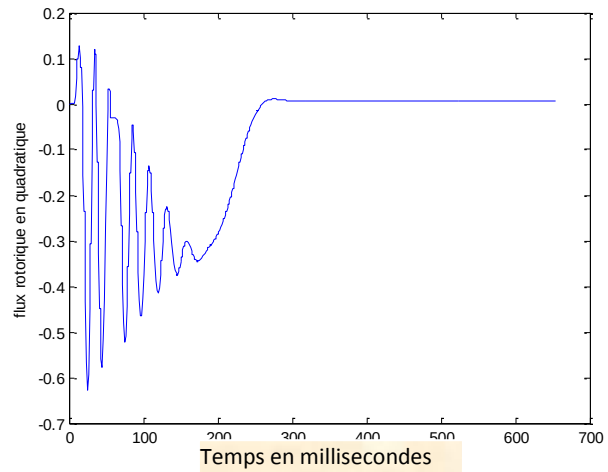
$$C3 = [1 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 1 \ 0 \ 0];$$

Ces trois modèles linéaires sont obtenus à partir de la linéarisation de la caractéristique non linéaire (couple en fonction de la vitesse) du moteur asynchrone au voisinage de trois points de fonctionnement [5]

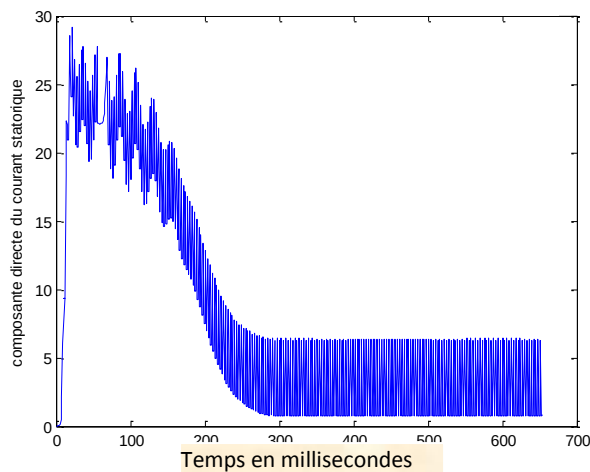
IV.2.1 Résultats des simulations de la MAS alimentée en tension à vide (système en boucle ouverte) :



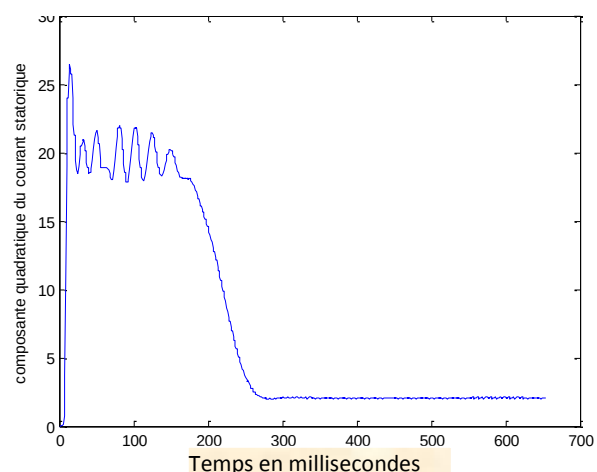
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



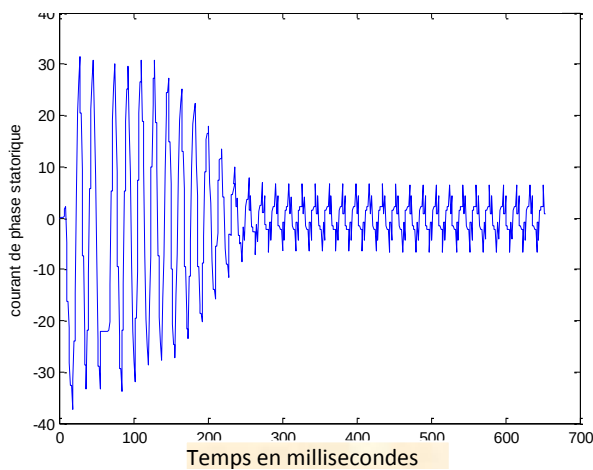
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



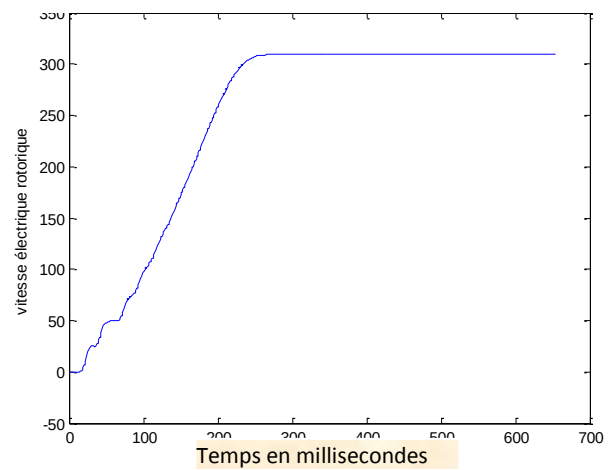
c : évolution de la composante directe du courant statorique



d : évolution de la composante en quadrature du courant statorique



e : évolution du courant statorique



f : évolution de la vitesse électrique rotorique

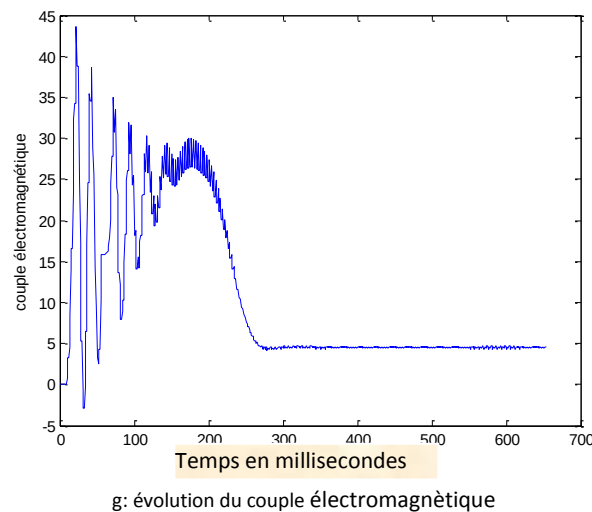


Figure 4.1 : Système nominal non linéaire : démarrage à vide de la MAS

Interprétation des résultats :

La figure 4.1 symbolise le démarrage à vide de la MAS, dans notre cas le modèle mathématique du moteur asynchrone représente un système non linéaire d'ordre cinq.

Flux rotorique, après un régime transitoire qui dura jusqu'à ($t_r=210$ millisecondes), le flux atteint sa valeur finale ($f_{dr}=1.18\text{Wb}$, $f_{qr}=0.034\text{Wb}$).

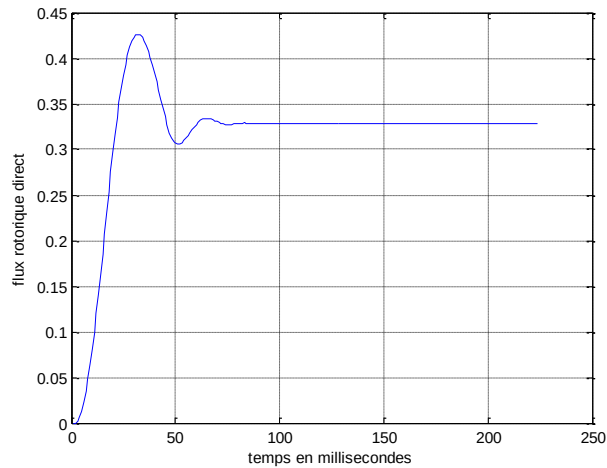
Courant statorique, après un fort courant de démarrage qui vaut (32.63A) et un temps de réponse ($t_r=210$ millisecondes), le courant entre dans son régime normal avec une intensité entre (-5.26 et 5.26A).

Pour le couple électromagnétique, le couple de démarrage atteint la valeur 48.68Nm et après un temps de réponse ($t_r=210$ millisecondes), il atteint sa valeur finale 2.54Nm .

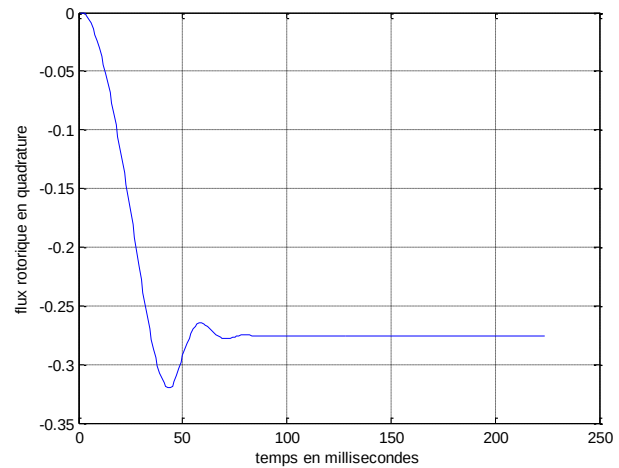
La vitesse électrique atteint presque la vitesse du synchronisme (310.6 rd/s), après un temps de réponse ($t_r=210$ millisecondes).

IV.3 Résultats de simulation du moteur asynchrone après linéarisation (système multimodèle):

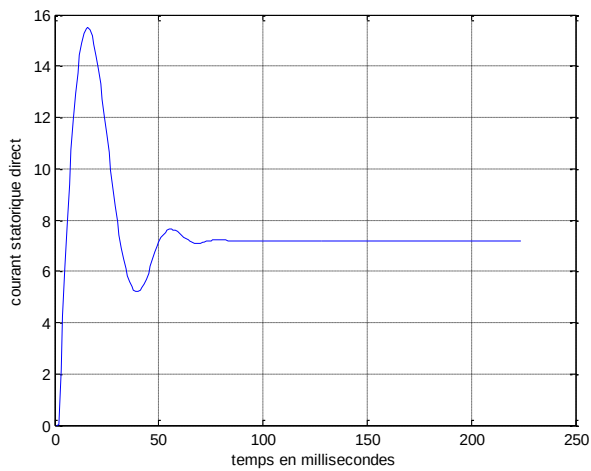
IV.3.1 Résultat de simulation du premier modèle local (commande en boucle fermée) :



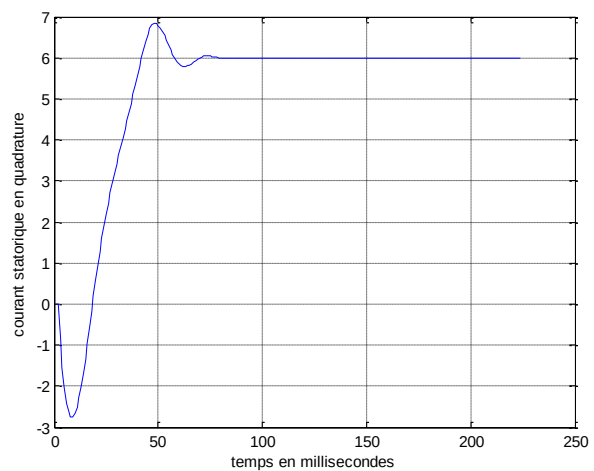
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



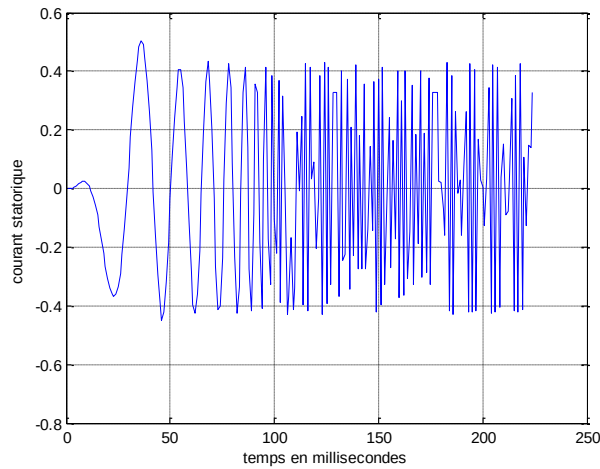
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



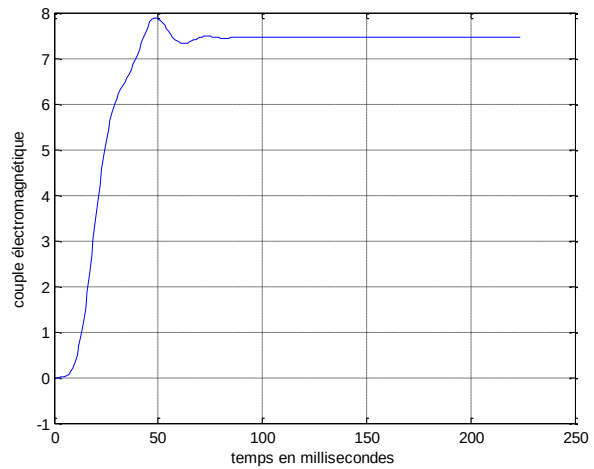
c : évolution de la composante directe du courant statorique



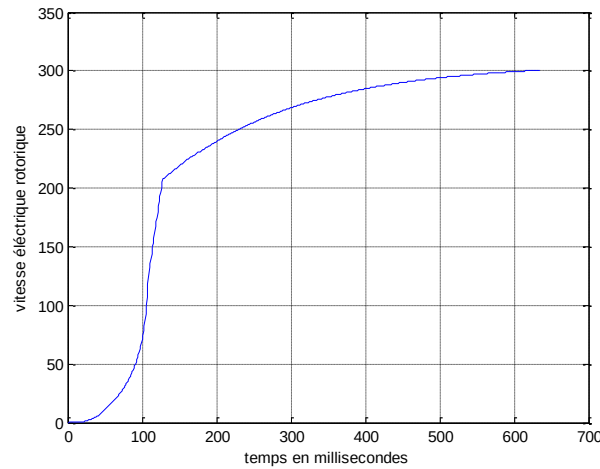
d : évolution de la composante en quadrature du courant statorique



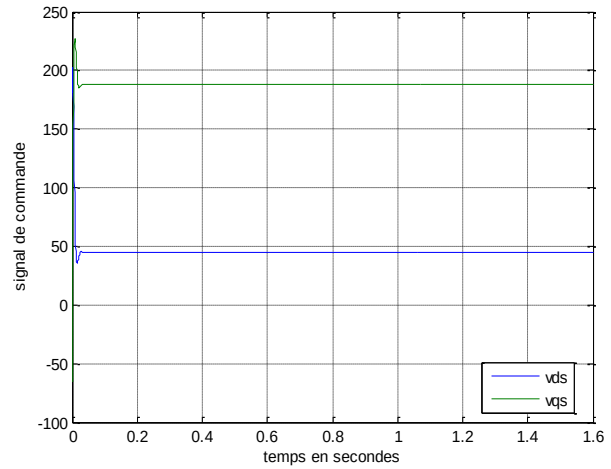
e: évolution du courant statorique



g: évolution du couple électromagnétique



f: évolution de la vitesse électrique rotorique



h: évolution de la commande

Figure 4.2 : évolution des états et des sorties du premier modèle linéaire local du moteur asynchrone (cas nominal)

Interprétation des résultats :

La figure 4.2 symbolise les résultats de la simulation en boucle fermée du premier modèle linéaire local du moteur asynchrone.

Flux rotorique, après un régime transitoire qui dura jusqu'à ($t_r=55.57$ millisecondes), le flux atteint sa valeur finale ($f_{dr}=0.33\text{Wb}$, $f_{qr}=-0.27\text{Wb}$).

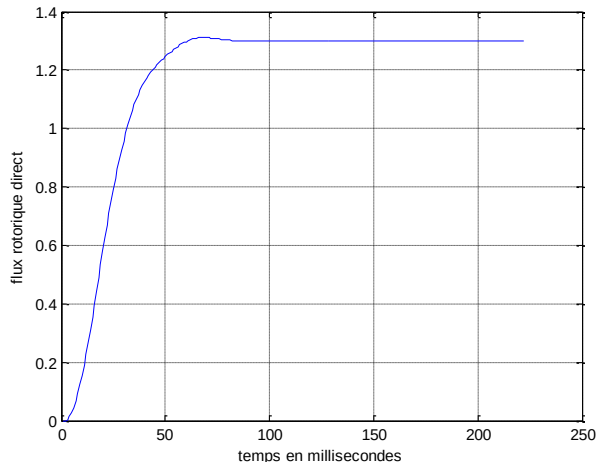
Courant statorique, après un régime transitoire qui dura une dizaine de millisecondes, le courant entre dans son régime normal avec une intensité entre (-0.43 et 0.43A).

Pour le couple électromagnétique, il atteint la valeur 7.45 Nm , après un léger dépassement.

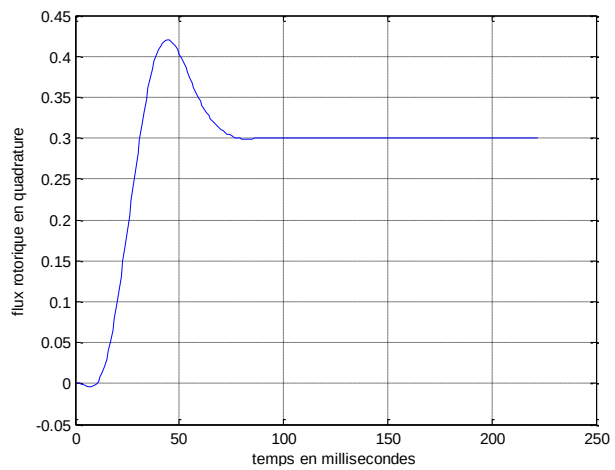
La vitesse électrique atteint presque la vitesse du synchronisme (307 rd/s), après un temps de réponse ($t_r=500$ millisecondes).

Les figures obtenues montrent que la stabilité du système est vérifiée avec de bonnes performances de poursuite (sortie=consigne) et un bon rejet de perturbation.

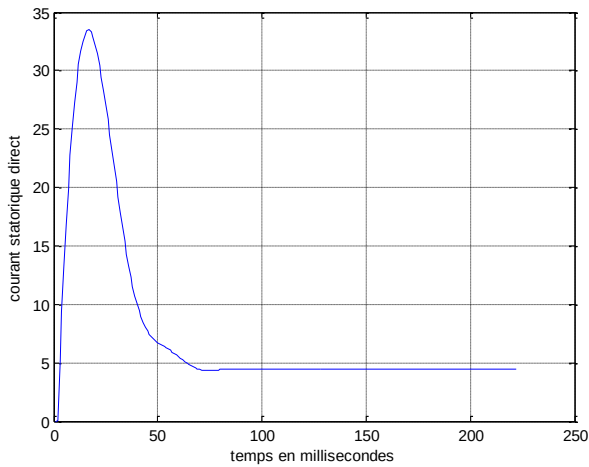
IV.3.2 Résultat de simulation du deuxième modèle local (cas nominal) :



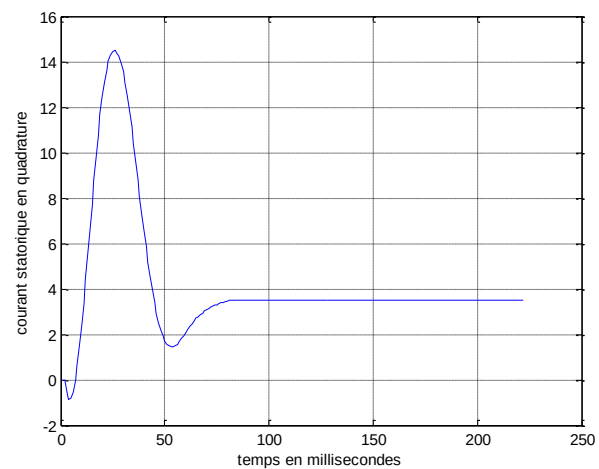
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



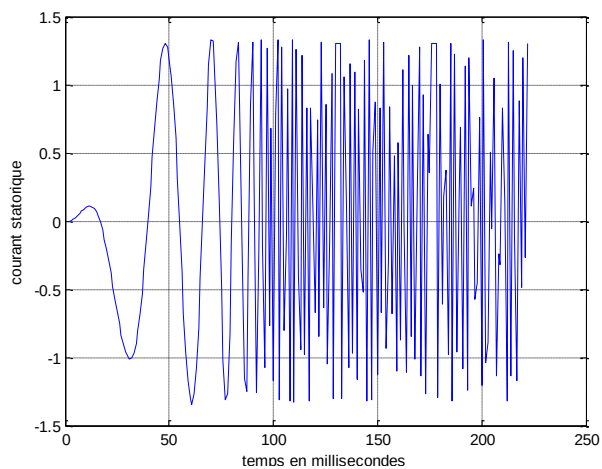
b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



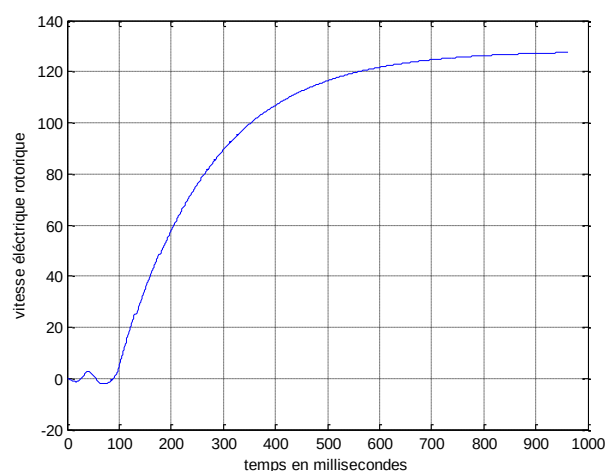
c : évolution de la composante directe du courant statorique



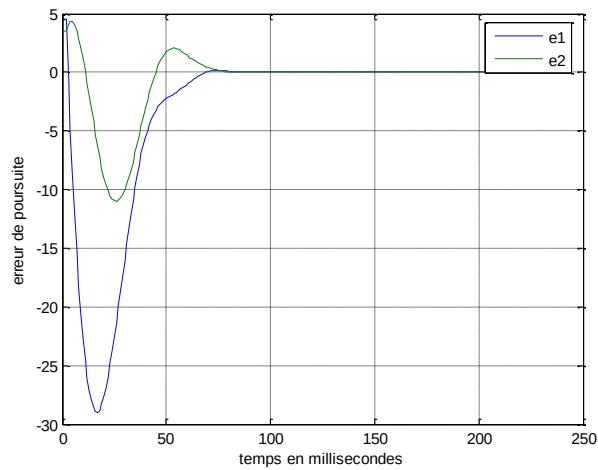
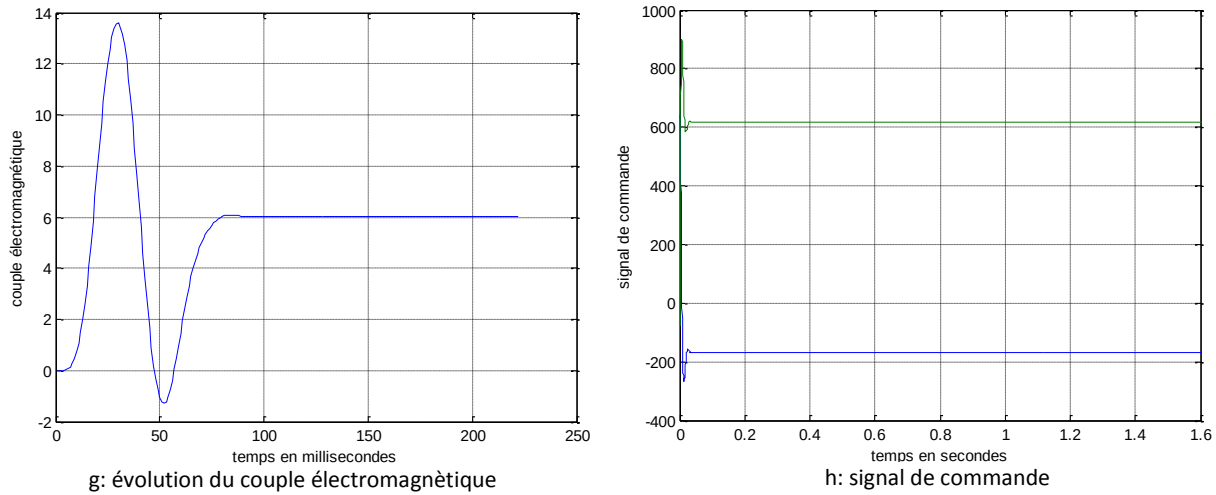
d : évolution de la composante en quadrature du courant statorique



e: evolution du courant statorique



f : évolution de la vitesse électrique



i : erreur de poursuite

Figure 4.3 : évolution des états et des sorties du deuxième modèle linéaire local du moteur asynchrone (cas nominal).

Interprétation de résultats :

La figure 4.3 symbolise les résultats de la simulation en boucle fermée du deuxième modèle linéaire local du moteur asynchrone.

Flux rotorique, après un régime transitoire qui dura jusqu'à ($t_r=67.85$ millisecondes), le flux atteint sa valeur finale ($\phi_{dr}=1.3$ Wb, $\phi_{qr}=0.3$ Wb).

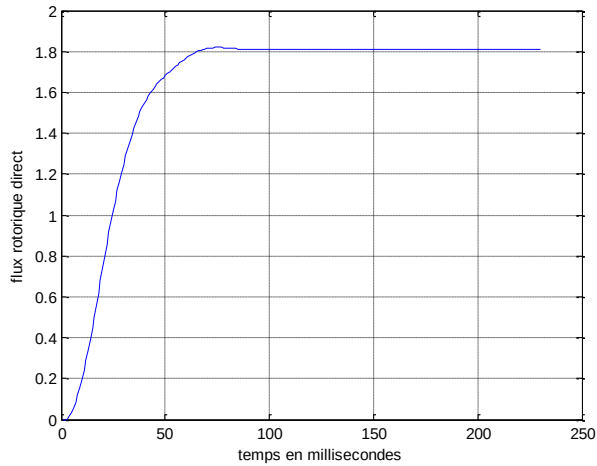
Courant statorique, après un régime transitoire qui dura quelques dizaines de millisecondes, le courant entre dans son régime normal avec une intensité entre (-1.33 et 1.33A).

Pour le couple électromagnétique, le couple de démarrage atteint la valeur 13.6 Nm, après un temps de réponse ($t_r=75.41$ millisecondes), il atteint sa valeur finale 6Nm.

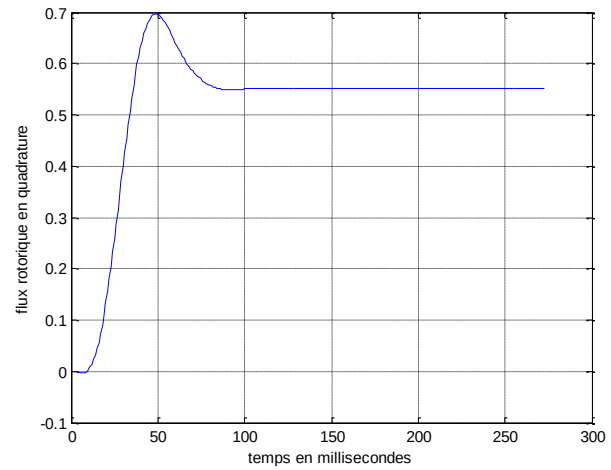
La vitesse électrique atteint presque la vitesse (130 rd/s) en régime permanent, après un temps de réponse ($t_r=657$ millisecondes).

On remarque un bon suivi de consigne (courant statorique) et un bon rejet de perturbation.

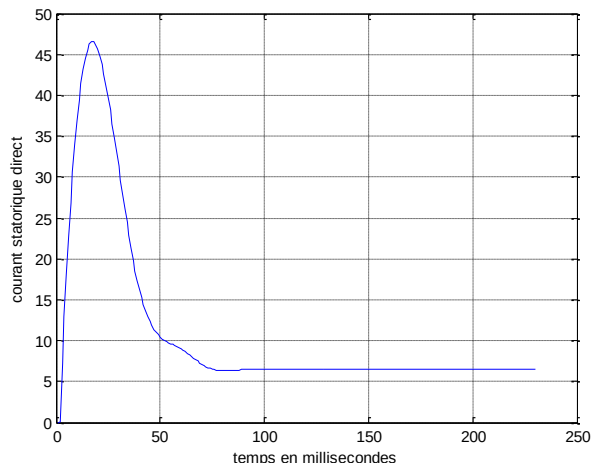
IV.3.3 Résultat de simulation du troisième modèle local :



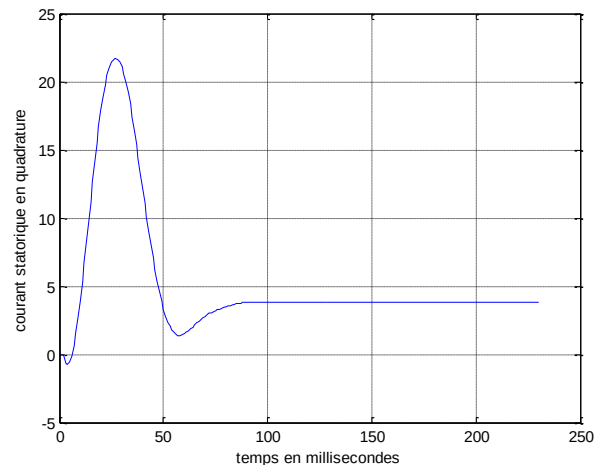
a : évolution de la composante directe du flux rotorique



b : évolution de la composante en quadrature du flux rotorique



c : évolution de la composante directe du courant statorique



d : évolution de la composante en quadrature du courant statorique

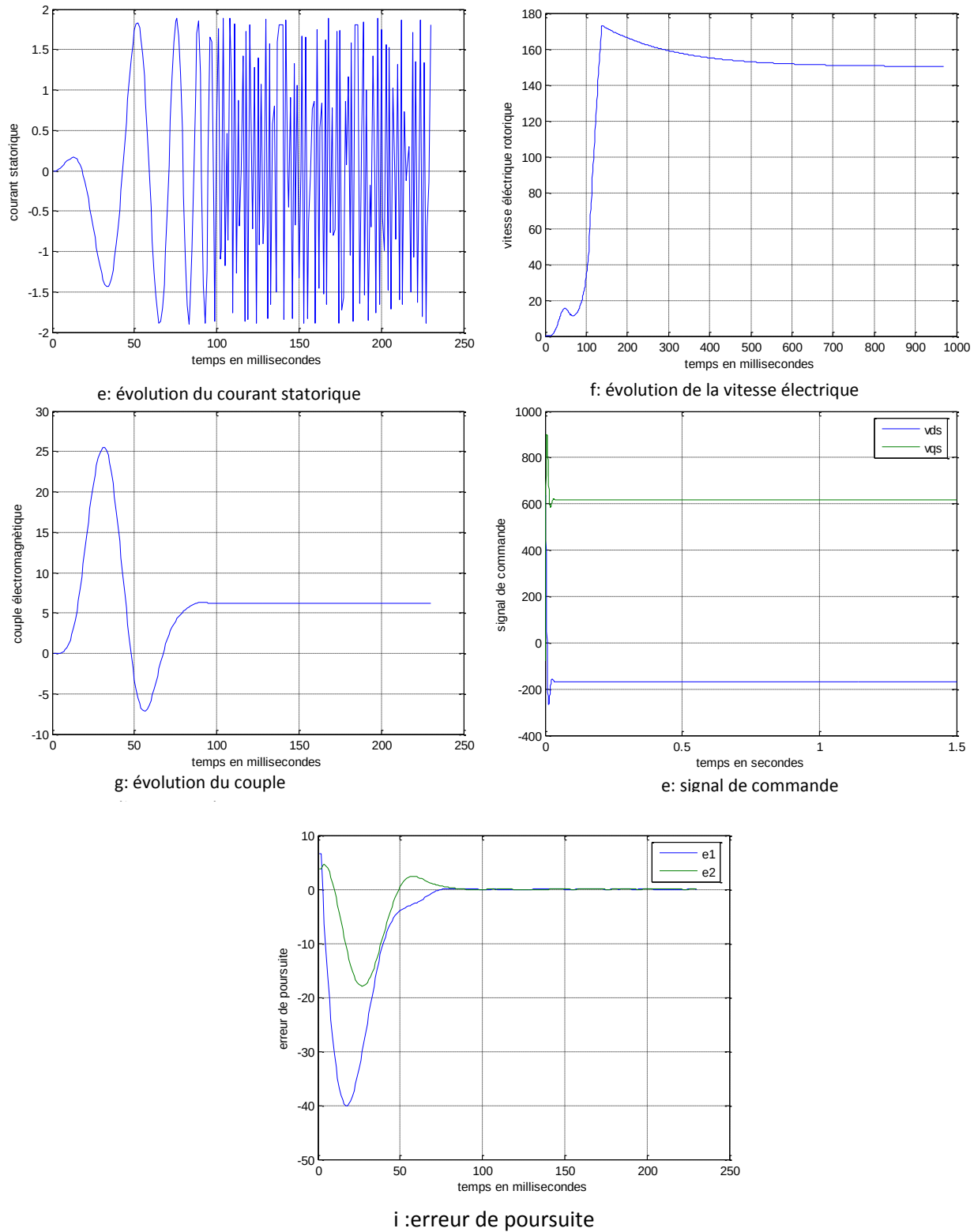


Figure 4.4 : évolution des états et des sorties du troisième modèle linéaire local du moteur asynchrone (cas nominal).

Interprétation des résultats :

La figure 4.4 symbolise les résultats de la simulation en boucle fermée du troisième modèle linéaire local du moteur asynchrone dans le cas nominal (sans présence de défauts).

Flux rotorique, après un régime transitoire qui dura jusqu'à ($t_r=53.52$ millisecondes), le flux atteint sa valeur finale ($\phi_{dr}=1.8\text{Wb}$, $\phi_{qr}=-0.55\text{Wb}$).

Courant statorique, après un régime transitoire qui dura une dizaine de millisecondes, le courant entre dans son régime normal avec une intensité entre (-1.9 et 1.9A).

Pour le couple électromagnétique, il atteint la valeur de 25.5Nm au démarrage, après un régime transitoire qui dura (83.75 millisecondes) le couple entre dans le régime permanent avec une valeur de 6.2Nm .

La vitesse électrique atteint la vitesse (150 rd/s), après un temps de réponse ($t_r=330$ millisecondes). Après un léger dépassement (amortissement).

On remarque un bon suivi de consigne (courant statorique), et un bon rejet de perturbation.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons procédé à l'application des trois méthodes de commande tolérantes aux fautes retenues pour la comparaison sur le moteur asynchrone, les différentes simulations effectuées nous ont permis non seulement de voir l'influence de chaque méthode sur les paramètres du moteur asynchrone, mais aussi d'établir l'avantage et l'intérêt de chaque méthode par rapport aux autres en fonctions des résultats obtenus et des objectifs fixés.

Conclusion générale

La modélisation vise à obtenir une représentation fidèle du comportement de tout système concédéré. Les modèles non linéaires s'avèrent les plus adaptés à offrir. La meilleure représentation par la majorité du système a par rapport sous modèles linéaires. Cependant l'utilisation d'un modèle non linéaire devient plus difficile et plus délicate. L'une des solutions proposée par remédier à cette complexité et utilisation de l'approche multimodèle c.-à-d. modéliser un système non linéaire par des sous modèles linéaire. Dans notre travail ou à adopter ce type de modélisation qui permet de généraliser les différents lois et commandes linéaires, pour les appliquer aux systèmes non linéaire. Pour cela on a choisi l'application sur un moteur asynchrone. Notre but n'est pas l'amélioration des performances de commande de la MAS. Mais de donner autre type de modélisation qui peut s'avérer performant pour la représentation des systèmes non linéaires en générale, et la MAS en particulier. En perspectives nous envisageons d'appliquer ce type de modélisation de la MAS Avec plusieurs type de commande telles que : la commande vectorielle, la commande LQR

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Anca Maria NAGY KISS, (2010) Analyse et synthèse de multimodèles pour le diagnostic. Application à une station d'épuration, Ecole doctorale IAEM Lorraine
- [2] Rodolfo ORJUELA, (2008), Contribution à l'estimation d'état et au diagnostic des systèmes représentés par des multimodèles, Ecole doctorale IAEM Lorraine
- [3] Mikaël Rodrigues, (2005) Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes, Ecole doctorale IAEM Lorraine
- Décrits par des multi-modèles linéaires
- [4] TOUMI TAREK & HAMANI ABD-HAMID, Identification du modèle de la machine asynchrone par RNA, Université Mohamed Khider Biskra
- [5] HOCINE OUBABAS, reconfiguration de la commande appliqué à la MAS , Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou
- [6] Meny Ivan, "Modélisation et réalisation d'une chaîne de conversion éolienne petite puissance", Laboratoire d'électrotechnique de Montpellier (LEM), 2005.
- [7] S KEDJOUTI et C MESSAOUDI," Réglage des puissances active et réactive de la génératrice asynchrone a double alimentation par des régulateurs en mode glissant", mémoire d'ingénieur d'état en Electrotechnique, Msila 2005.
- [8] B.Francois, B.Robyns, S.EL Aimani, "Modélisation de générateurs éoliens a vitesse variable connectes a un bus continu commun", Ecole Centrale de Lille (L2EP) ,2002.
- [9] S.El Aimani, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille, 2004.
- [10] H. Camblong, "Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable", thèse de Doctorat, centre de Bordeaux, 2003.
- [11] B.Multon, G.Robin, O.Gergaud, H.Ben Ahmed, "Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs a vitesse variable." JCGE03, Saint Nazire, 2003.