

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Djilali Bounâama - Khemis Miliana



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de la Technologie
Mémoire du Projet de Fin d'Etudes
Pour l'obtention de diplôme

Master

En

« **Génie Electrique** »

Option :

« **Automatique des Systèmes de Production** »

Titre :

Commande linéarisante d'une machine Asynchrone

Réalisée par :

- ♦ YAHY MEHDI
- ♦ KHETTAF EL MENDIL Mohamed Amine

Encadré par :

- ❖ CHOUYA
Ahmed

Année universitaire : 2017-2018

Dédicaces

Je tiens à la fin de ce travail à remercier ALLAH le tout puissant de m'avoir donné la foi et de m'avoir permis d'en arriver là.

Je remercie infiniment mon encadreur Mr. (CHOUYA).et je remercie aussi tous les profs de la Faculté des Sciences et de la Technologie de Université de Djilali Bounaama Khemis Miliana.

Mes remerciements vont également à ma mère, à mon père, et tous les sacrifices qu'ils ont consentis pour me permettre de suivre mes études dans les meilleures conditions possibles et n'avoir jamais cessé de m'encourager tout au long de mes années d'étude.

Enfin, je remercie particulièrement mes collègues et mes amis, qui ont rendu cette formation très sympathique.

Yahi Mehdi

Remerciements

En préambule à ce mémoire nous remerciant ALLAH qui nous aide et nous donne la patience et le courage durant ces longues années d'étude. Nous souhaitons adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire. Ces remerciements vont tout d'abord au corps professoral et administratif de la Faculté des Sciences et technologie, pour la richesse et la qualité de leur enseignement et qui déploient de grands efforts pour assurer à leurs étudiants une formation actualisée.

Nous tenant à remercier sincèrement Monsieur, Chouya en tant que Encadreur de mémoire, il est toujours montrés à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'il est bien voulu nous consacrer et sans qui ce mémoire n'aurait jamais vu le jour. On n'oublie pas nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience. Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours encouragées au cours de la réalisation de ce mémoire. Merci à tous et à toutes.

Table des matières

Dédicaces	
Remerciements	
Table des matières	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Liste des abréviations	
Introduction générale.....	2
Chapitre I.Modélisation de la machine Asynchrone	3
I.1 Introduction.....	4
I.2 Description de la machine asynchrone	4
I.3 Fonctionnement de la machine asynchrone	4
I.4 Constitution.....	5
I.4.1 stator.....	5
I.4.2 rotor	6
I.5 Type de modélisation	7
I.5.1 Modélisation de PARK	7
I.5.2 Modélisation par réseaux de perméances	7
I.5.3 Modélisation par éléments finis	8
I.6 Modélisation de PARK appliquée à la machine asynchrone	8
I.6.1Transformation de PARK	8
I.6.2 Modélisation	9
I.6.2.1Transformation triphasé diphasé	10
I.6.2.2 Représentation Triphasé	12
I.7 Mise en équation	13
I.7.1 Modèle de la machine asynchrone dans le plan (α,β) [I.12]	15
I.7.2 Modèle de la machine asynchrone dans le plan $(d - q)$	16
I.8Choix des sorties	17
I.9 Autre modèle de la machine asynchrone	17
I.10 Conclusion	18
CHAPITRE 2 : Commande Linéarisante de la Machine Asynchrone	19
II - Introduction	20
II.2 – linéarisation de modèle de la machine asynchrone	20
II.3 - Degré relatif de la vitesse	21
II.4 -. Degré relatif du flux	23
II.5 - Conclusion	25
III Chapitre III.....	26
III.1Introduction	27
III.2 Simulation du modèle du moteur à induction	27

III.3 Paramètres et caractéristiques du moteur à induction utilisées en simulation	27
III.4 Résultat de simulation	28
III.5 Bloc Simulink du moteur à induction	28
III.5.1 Résultats de l'alimentation triphasée.....	29
III.5.1.1 Le bloc de la transformation de Concordia	30
III.5.1.2 Le bloc de la transformation de module	30
III.6 Alimentation direct de la MAS par réseau triphasé..	31
III.6.1 Démarrage à vide	31
III.6.2 Démarrage en charge.....	34
III.7 Bloc simulation de la commande non linéaire du moteur a induction	37
III.8 Commande non linéaire du moteur à induction	37
III.9 Conclusion.....	41
Conclusion générale	43

Liste des figures

Chapitre I :

Fig. I.1 Les composants de la machine asynchrone	5
Fig I. 2 stator	5
Fig I. 3 Influence du nombre de paires de pôles sur la vitesse de rotation et de la forme du champ statorique résultant.....	6
Fig I.4 rotor	7
Fig. I.5 Représentation de PARK triphasé/biphasé.....	8
Fig.I.6 générale de rotor et stator	10
Fig. I.7 Transformation $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$	10
Fig. I.8 Les repères triphasés.....	12

Chapitre III

Fig.III.1 Block simulink pour les paramètres du moteur à induction.....	28
Fig.III.2 Schéma de simulation du moteur alimentée en tension	29
Fig.III.3 Schéma alimentation triphasée équilibrée.....	29
Fig.III.4 Schéma sur simulink Matlab de transformation de Concordia.....	30
Fig.III.5 Schéma modèle simulation du moteur à induction sur Matlab.....	31
Fig.III.6 Courant $i_{s\alpha}$	31
Fig.III.7 Courant $\psi_{s\beta}$	31
Fig.III.8 La norme du courant	31
Fig.III.9 Courbe de $\psi_{r\alpha}$	31
Fig.III.10 Courbe de $\psi_{r\beta}$	33
Fig.III.11 Courbe de norme de ψ	33
Fig.III.12 Courbe de vitesse	33
Fig. III.13 Courante $i_{s\alpha}$	34
Fig.III.14 Courante $i_{s\beta}$	35
Fig. III.15 La norme de courant	35
Fig.III.16 Courbe de $\psi_{r\alpha}$	36
Fig.III.17 Courbe de $\psi_{r\beta}$	36
Fig.III. 18. Courbe de norme de ψ	37
Fig.III.29 Courbe de vitesse	37
Fig.III.20 Schéma de bloc simulink de commande non linéaire	37
Fig.III.21 Schéma de bloc simulink de commande non linéaire	39
Fig. III .22 Vitesse référence et vitesse	40
Fig. III.23. Flux référence et flux	40

Liste des tableaux

Tableau III.1 tableau des paramètres du moteur à induction..... 27

Liste des abréviations

MAS : Machine asynchrone.

CL E/S : Commande par linéarisation entrée-sortie.

PID : Commande proportionnelle, intégrale, dérivée.

Résumé

Les moteurs à induction électrique ont acquis un énorme intérêt de la part des chercheurs, et cela grâce aux avantages qu'ils apportent. Vu, la simplicité, le faible coût et la facilité d'entretien, la MAS est la plus utilisée, mais son problème majeur réside dans l'absence naturelle du découplage entre le flux et la vitesse. On, les avancées technologiques ont permis d'exigences d'induction telles que la commande non linéaire.

Une bonne application de ces commandes nécessite une excellente information des grandeurs provenant du moteur à commande.

L'objectif de ce travail est d'utiliser une commande non linéaire, pour la commande du moteur à induction. Comme aussi on a utilisé le logiciel Matlab dans le but de faire une simulation en vitesse et flux dans le moteur à induction et la commande non linéaire.

Mots clés : MAS, commande non linéaire (CNL).

المخلص

أخذت الآلات الكهربائية اهتماما بالغا من قبل الباحثين وهذا بسبب الإيجابيات التي تمتلكها. نظرا لبساطتها و التكلفة المنخفضة و سهولة صيانتها، إن المحركات اللاتزامنية هي الأكثر تداولاً و استعمالاً صناعياً. و لكن المشكل الكبير الذي تعاني منه مثل هذه المحركات هو وجود رابط قوي بين المد الإشعاعي والسرعة و لكن بحلول التقدم التكنولوجي فتح المجال للباحثين بتطوير أنظمة و أساليب تحكم ناتجة تستجيب للمتطلبات الصناعية. التطبيق المحكم أو الجيد لهذه الأساليب يتطلب منا معرفة تامة لبعض مقادير هذه المحركات التي تحدثنا على إتباع تقنيات عالية.

الهدف من هذه المذكرة هو استعمال التحكم غير الخطي من اجل التحكم في المحركات اللاتزامنية. كما قمنا باستخدام برمجية من اجل دراسة تغيرات السرعة مدى الإشعاعي لكل من المحركات اللاتزامنية و تحكم

الخطي Matlab

الكلمات المفتاحية :المحركات اللاتزامنية ,التحكم الغير الخطي

Notations

a, b, c : Indicer corresponds aux trois phases.

s, r : Indicer relatif au stator et rotor respectivement.

α, β : axes correspondant au référentiel lié ou rotor.

$V_{s_{a,b,c}}, V_{r_{a,b,c}}$: Tensions triphasées statoriques et rotoriques de la MAS.

$I_{s_{a,b,c}}, I_{r_{a,b,c}}$ Courants triphasées statoriques et rotoriques de la MAS.

$\varphi_{s_{a,b,c}}, \varphi_{r_{a,b,c}}$: Flux triphasées statoriques et rotoriques de la MAS.

X, y : axes correspondant au référentiel lié ou rotor.

d, q : axes correspondant au référentiel lié ou champ tournant.

f : fréquence de réseau (hz) hertz.

θ : position du rotor par rapport au stator (rad).

θ_s : angle électrique entre l'axe « d » et le stator lié ou stator(rad).

θ_r : Angle électrique entre le rotor et l'axe « d » (rad).

F : coefficient de frottement ($N.ms^2/rad^2$).

R_s : Résistance statorique(Ω).

R_r : Résistance Rotorique(Ω).

$V_{sr_{\alpha\beta}}, V_{rs_{dq}}$: Tensions statoriques et rotoriques diphasées dans un repère fixe et un repère tournant de la MAS.

$I_{sr_{\alpha\beta}}, I_{rs_{dq}}$: Courants statoriques et rotoriques diphasées dans un repère fixe et un repère tournant de la MAS.

$\varphi_{sr_{\alpha\beta}}, \varphi_{rs_{dq}}$: Flux statoriques et rotoriques diphasées dans un repère fixe et un repère tournant de la MAS.

L_s : Inductance cyclique statorique(H) henry.

L_r : Inductance cyclique Rotorique(H) henry.

ω_s, ω_r : Pulsation statorique et rotorique (t_r/min).

Ω : vitesse de rotation mécanique.

C_{em} : Couple électromécanique(N.m).

C_{res} : Couple résistant(N.m) $C_{res} = F\Omega - \frac{T_l}{J}$.

p : nombre de pair de pole.

Ω_s : La vitesse de synchronisme (t_r/min).

J : moment d'inertie de la machine (kgm^2).

ω : vitesse de rotor électrique (rad/s).

M_{sr} : Inductance cyclique mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique (H) henry.

$[V_{sa}V_{sb}V_{sc}]$: Vecteur tension statorique en composantes triphasées(V).

$[V_{ra}V_{rb}V_{rc}]$: Vecteur tension rotorique en composantes triphasées(V).

$[I_{sa}I_{sb}I_{sc}]$: Vecteur courant statorique en composantes triphasées(A).

$[I_{ra}I_{rb}I_{rc}]$: Vecteur courant rotorique en composantes triphasées(A).

$[\varphi_{sa}\varphi_{sb}\varphi_{sc}]$: Vecteur flux statorique en composantes triphasées (wb).

$[\varphi_{ra}\varphi_{rb}\varphi_{rc}]$: Vecteur flux rotorique en composantes triphasées (wb).

P : Matrice de transformation de *PARK*.

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

T_s : Constante de temps statorique.

φ_s : Flux statorique (wb).

φ_r : Flux rotorique (wb).

V_{sd} : Tension statorique instantanée dans l'axe « d ».

V_{sq} : Tension statorique instantanée dans l'axe « q ».

I_{sd} : Courant statorique instantanée dans l'axe « d ».

I_{sq} : Courant statorique instantanée dans l'axe « q ».

σ : Coefficient de dispersion $\sigma = 1 - \frac{M^2}{JL_r}$.

g : Glissement de la machine.

Introduction

Générale

Introduction générale

L'utilisation des machines électriques est en pleine expansion grâce aux performances qu'elles offrent. Cette évolution est liée aux progrès réalisés dans de nombreux domaines. Les matériaux ont donné naissance à des composants de plus en plus performants (aimants permanents, semi-conducteurs de puissance, circuits intégrés...). Ces composants ont, à leur tour, permis de créer des ensembles convertisseur-machine de plus en plus évolués : précision et rapidité de fonctionnement via les convertisseurs et les calculateurs de la dernière génération.

Aujourd'hui, de nombreux systèmes utilisent des machines électriques pour assurer une conversion électromécanique réglable (position, vitesse ou couple variables via la modulation de sources électriques). Afin de répondre à des critères de performances toujours croissants, des algorithmes de commande de plus en plus complexes, ont été développés. Les progrès des calculateurs numériques ont permis d'appliquer ces nouvelles stratégies dans l'industrie. De ce fait, la commande des machines électriques est devenue un élément important dans les différents cycles de formation. L'étude de la commande des ensembles convertisseur-machine est une discipline transversale, nécessitant des connaissances de base en Electrotechnique, Electronique de Puissance et en Automatique.

Cette évolution technologique a permis d'introduire les moteurs à courant alternatif, utilisés seulement dans les systèmes d'entraînement à vitesse constante à cause de la complexité du contrôle comparativement à la machine à courant continu.

Avec l'implantation des nouvelles techniques ; comme la commande par flux orienté, la commande adaptative, commande à structure variable avec mode glissant, et la commande non linéaire et la commande des moteurs à courant alternatif, analogiquement à la machine à courant continu, est devenue possible. Ceci permet d'obtenir des performances élevées. En utilisant des microprocesseurs, il est devenu possible d'implanter ces techniques de contrôle complexes.

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.....

Introduction générale

Cela est dû à plusieurs facteurs tels que : coût de fabrication basse, robustesse et fiabilité. Contrairement aux deux moteurs cités plus hauts, les enroulements du moteur asynchrones sont court-circuités, et donc ne nécessitent pas d'alimentation externe.

Ce travail est destiné à simuler avec la commande non linéaire le moteur à induction, alimentée par un convertisseur de fréquence.

Dans le premier chapitre, nous allons présenter la modélisation du moteur à Induction commandée en tension. Ainsi que le principe de la transformation de Park. L'application de cette transformation au moteur à induction permettra d'avoir un modèle à deux axes au lieu du modèle triphasée avec trois axes.

Le deuxième chapitre présente l'application de la commande non- linéaire au moteur à induction, on utilisant un modèle en tension puis un modèle en courant. L'application de la linéarisation entrée/sortie sur le modèle de la machine à induction entraînera un changement de variables par bouclage, avec une dynamique interne rendue inobservable. La commande sera testée par l'association de convertisseur. Les résultats de simulation refléteront la robustesse de commande pour assurer le découplage entre les variables de sortie.

Chapitre I

Modélisation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction

On présente dans ce chapitre les modèles mathématiques de la machine asynchrone tournante dont les dispositifs électriques permettent de générer un mouvement ou une énergie mécanique à partir d'une énergie électrique et inversement. Les machines électriques tournantes sont classées en 3 catégories qui sont :

1 - la machine à courant continu.

2 - la machine asynchrone.

3 - la machine synchrone.

Depuis son insertion et sa découverte par NICOLA TESLA. La machine asynchrone attire une attention particulière des industriels et elle est devenue l'actionneur le plus important parmi les machines tournantes de nos jours.

Elle est caractérisée par sa simplicité de conception, de fabrication, d'entretien, de robustesse et de faible coût en plus de son excellent rendement. Cette simplicité s'accompagne d'une complexité de contrôle à cause des non linéarités du modèle mathématique et du caractère fortement couplé de ses variables d'état, qui liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor ceci est un comportement inverse par rapport à la machine à courant continu. Nous consacrerons ce chapitre à la modélisation de la machine asynchrone triphasée.

I.2 Description de la machine asynchrone :

La machine asynchrone est composée d'un stator à trois enroulements appelé inducteur et d'un rotor appelé induit. Le rotor supporte soit des bobinages pour les moteurs à rotor bobiné, soit un ensemble de barres interconnectées pour les moteurs à cage d'écureuil.

I.3 Fonctionnement de la machine asynchrone :

Quel que soit le moteur utilisé, la création d'un champ tournant au stator engendre des courants induits dans le rotor à la pulsation ω_s . Ces courants tendent à s'opposer à la variation de flux dans les spires du rotor. Il en résulte un couple mécanique sur ce dernier. Le rotor tournant à la vitesse Ω . Les courants rotoriques ont pour pulsation $\omega_r = \omega_s - p\Omega$. Le fonctionnement normal de la machine asynchrone qui suppose la génération de couple est obligatoirement accompagné d'une différence ω_r .

Appelée pulsation de glissement, entre la pulsation statorique ω_s et la pulsation mécanique $p\Omega$ [I.1].

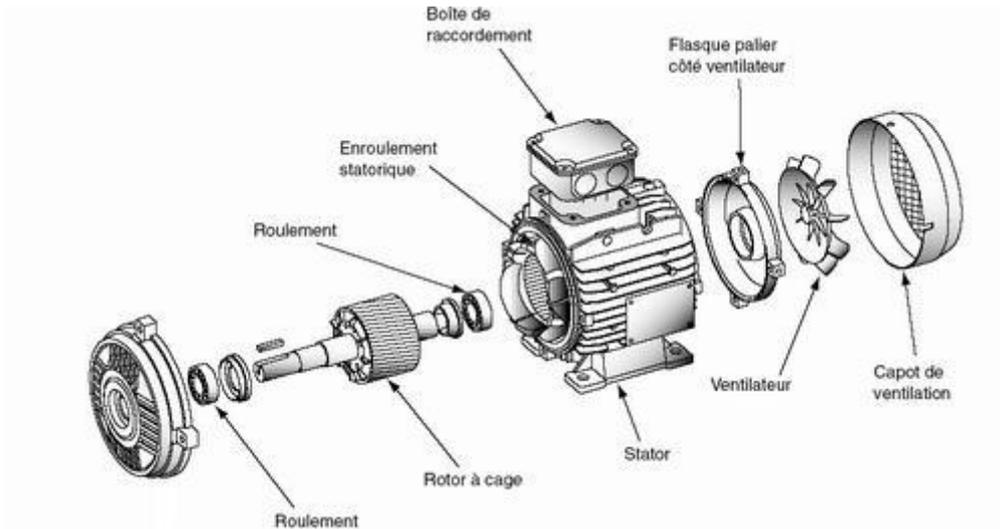


Fig I. 1 Les composants de la machine asynchrone .

I-4 Constitution

I-4-1 stator

Le stator d'un moteur triphasé (le plus courant en moyenne et grosse puissance), comme son nom l'indique, est la partie statique du moteur asynchrone. Il se compose principalement [I.2]:

- de la carcasse
- des paliers
- des flasques de palier
- du ventilateur refroidissant le moteur
- le capot protégeant le ventilateur



Fig I. 2 stator

L'intérieur du stator comprend essentiellement :

- un noyau en fer feuilleté de manière à canaliser le flux magnétique,
- les enroulements (ou bobinage en cuivre) des trois phases logés dans les encoches du noyau.

Dans un moteur triphasé les enroulements sont au nombre minimum de trois décalés l'un de l'autre de 120° comme le montre le schéma ci-dessous.

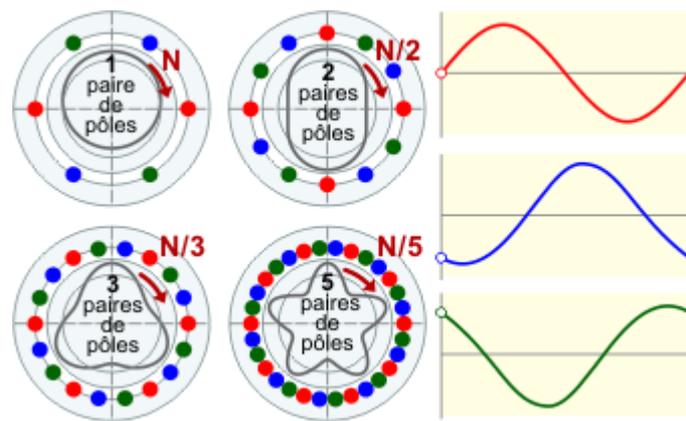


Fig I. 3 Influence du nombre de paires de pôles sur la vitesse de rotation et de la forme du champ statorique résultant.

Lorsque les enroulements du stator sont parcourus par un courant triphasé, ceux-ci produisent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme. La vitesse de synchronisme est fonction de la fréquence du réseau d'alimentation (50 Hz en Europe) et du nombre de paires de pôles. Vu que la fréquence est fixe, la vitesse de rotation du champ tournant du moteur ne peut varier qu'en fonction du nombre de paires de pôles.

Paires de pôles	1	2	3	4	6
Nombre de pôles	2	4	6	8	12
n_0 [tr/min]	3 000	1 500	1 000	750	500

I-4-2 rotor

Le rotor est la partie mobile du moteur asynchrone. Couplé mécaniquement à un treuil d'ascenseur par exemple, il va créer un couple moteur capable de fournir un travail de montée et de descente de la cabine d'ascenseur. Il se compose essentiellement :

- D'un empilage de disques minces isolés entre eux et clavetés sur l'arbre du rotor afin de canaliser et de faciliter le passage du flux magnétique[I.3].
- D'une cage d'écureuil en aluminium coulé dont les barreaux sont de forme trapézoïdale pour les moteurs asynchrones standards et fermés latéralement par deux "flasques" conductrices.

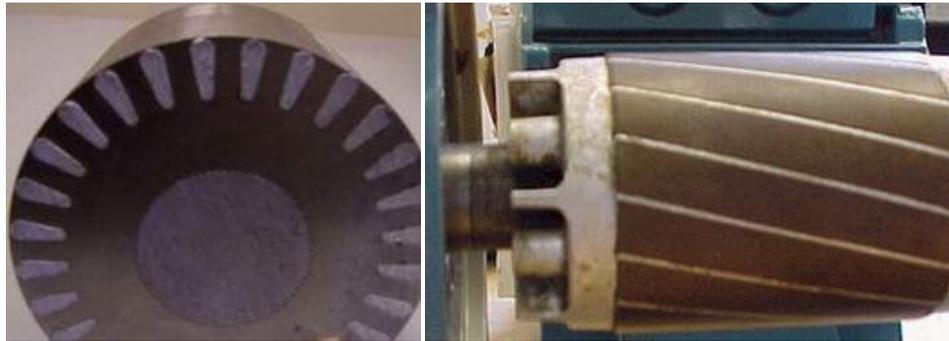


Fig I.4 rotor

I.5 Type de modélisation :

Dans la littérature, nous discernons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques suivant leur degré de complexité croissante, nous avons :

- la modélisation de *PARK*.
- la modélisation par réseaux de perméances.
- la modélisation par éléments finis.

I.5.1 Modélisation de *PARK*:

La modélisation de *PARK* est construite à partir des équations électriques de la machine .de ce modèle découle un certain nombre de données simplificatrices, en raison de la simplicité de la formulation algébrique. C'est le type d'approche que nous utiliserons dans ce mémoire [I.4].

I.5.2 Modélisation par réseaux de perméances :

La modélisation par réseaux de perméances permet d'obtenir une meilleure précision avec coût de calcul inférieur aux modèles basés sur la méthode modélisation par élément finis. Cela consiste à modéliser le circuit magnétique de la machine par un schéma électrique équivalent, cette méthode constitue un intermédiaire entre la modélisation de *PARK* et la modélisation par élément finis.

I.5.3 Modélisation par éléments finis :

Ce type de modélisation est plus précis. Hélas, les temps de calculs offerts par cette approche sont rédhibitoires dans un contexte de commande de machine électrique. Néanmoins sa précision justifie son utilisation. Ce type d'approche est également utilisé pour l'ajustement des paramètres d'un modèle par réseaux de perméances

I.6 Modélisation de *PARK* appliquée à la machine asynchrone :

Puisque la machine asynchrone comporte 6 enroulements couplés électriquement et magnétiquement, la mise en équations conduit à 6 équations ou 6 courantes. Elles interviennent, soit directement. Soit par leurs dérivées premières. La résolution de ce système de 6 équations différentielles à 6 inconnues serait déjà difficile. Or certains de ces coefficients dépendent de la position relative des enroulements du stator par rapport au rotor donc sont fonction du temps. Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants. On transforme les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux la transformation de *PARK*.

I.6.1 Transformation de *PARK* :

Grâce à la structure symétrique et équilibré de la machine transformation de *PARK* permet le passage du système triphasé x_{abc} au système biphasé à deux axes fictifs (d, q) en quadratique équivalents ,[.I.4] comme apparait sur la figure :

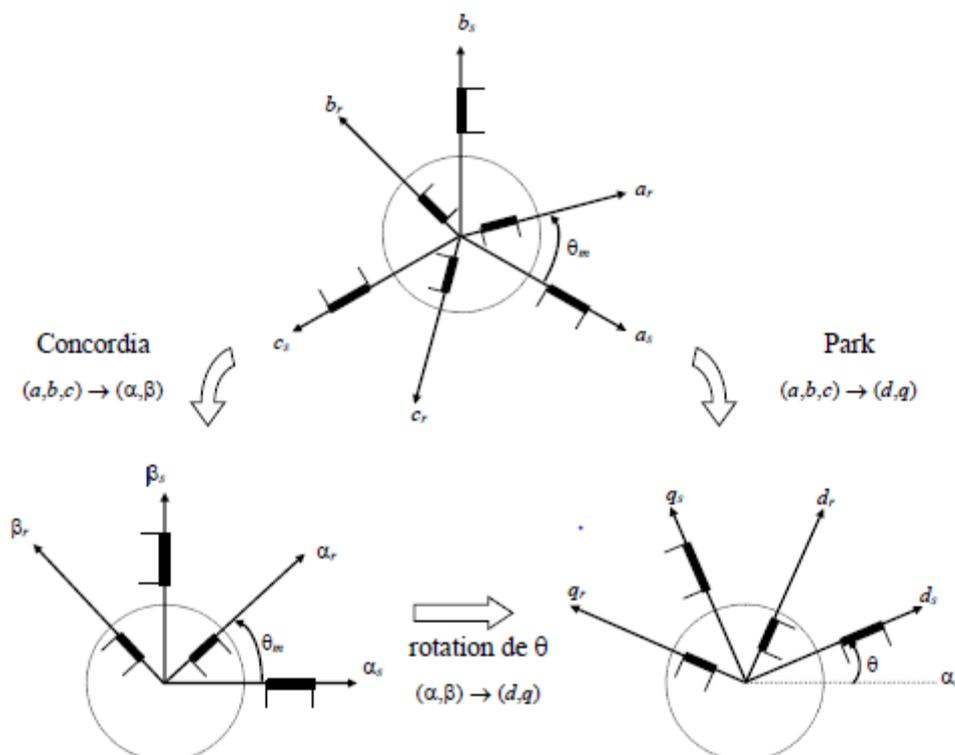


Fig. I.5 Représentation de *PARK* triphasé/biphasé[cf.I.4]

De ce fait, il est donc possible de définir une matrice [P] permettant le passage des composantes x_{abc} du système triphasé aux composantes $x_{\alpha\beta o}$ du système biphasé tournant à la même vitesse, telle que :

$$\mathbf{P} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 1})$$

θ : étant l'angle entre la phase a du stator et l'axe d du référentiel.

La matrice inverse de PARK donnée par :

$$\mathbf{P}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 2})$$

Les courants, tensions et flux dans le nouveau repère sont définis comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = [\mathbf{P}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = [\mathbf{P}] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} = [\mathbf{P}] \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}$$

Cette transformation triphasé – diphasé qui permet de modéliser chaque grandeur par deux coordonnées de au lieu de trios par conséquent du d'équation nécessaires à la modélisation du système.

I.6.2 Modélisation :

La machine asynchrone est un système dynamique non linéaire. Par conséquent, sa commande nécessite la disponibilité d'un modèle représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modèles : électrique, électromagnétique et mécanique.

Les équations stator et rotor en grandeurs de phase par la loi des mailles s'exprime sont la relation [I.5]:

$$v = R_i + \frac{Ld\varphi}{dt} \quad (\text{I. 3})$$

Schéma représentatif l'ensemble des phases :

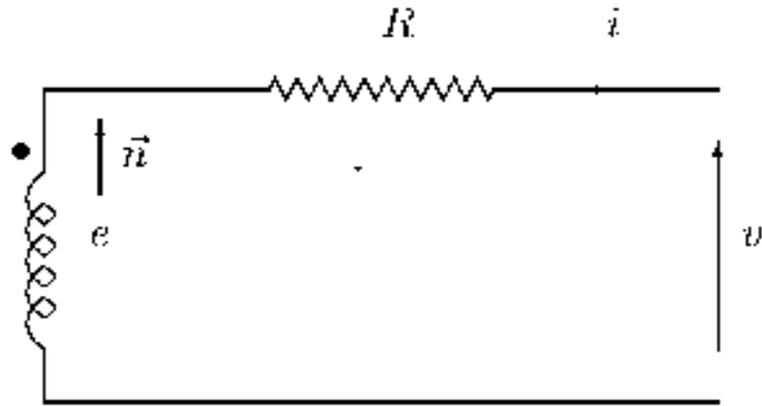


Fig.I.6 Modèle d'une phase avec force électromotrice.

I.6.2.1 Transformation triphasé diphasé :

On considère un système sinusoïdal triphasé équilibré où (I, V, φ) représentent des grandeurs physiques (courants, tensions ou flux magnétiques)

$$\begin{cases} x_a = A \cos(\theta_s) \\ x_b = A \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ x_c = A \cos(\theta_s + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \tag{I.4}$$

Ce schéma présent l'équation présidant:

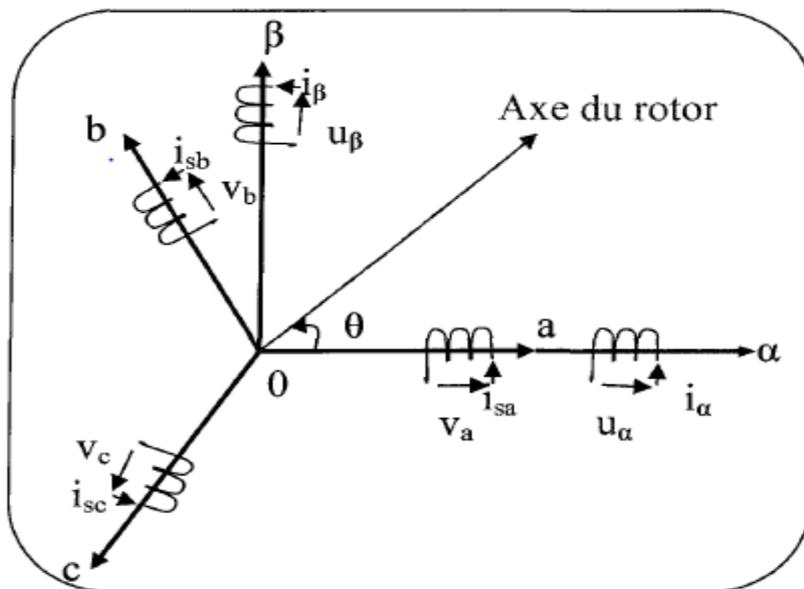


Fig. I.7 Transformation $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$

Le système (I.4) est dit équilibré. Dans ce cas, la composante

$x_0 = x_a + x_b + x_c$ Homopolaire est nulle à chaque instant.

Nous pouvons donc remplacer les grandeurs x_{abc} d'un système triphasé par des Grandeur $x_{\alpha\beta o}$ d'un système diphasé par la transformation suivante :

$$[x_{\alpha\beta o}] = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} = (2/3)^\eta \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2^\eta & 1/2^\eta & 1/2^\eta \end{bmatrix} \quad (\text{I, 5})$$

$$[x_{abc}] = (2/3)^\eta \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2^\eta & 1/2^\eta & 1/2^\eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I. 6})$$

Dans la pratique, nous ne considérons pas la composante homopolaire. Cela vient du fait que le stator est supposé alimenter en étoile et que le système est équilibré. C'est pour cela qu'on se limite aux composantes (α, β). Principalement, il existe deux types de transformations selon la valeur η .

(Clarke et Concordia) la valeur η est égale à l'unité [I.6].

- **Transformation de Clarke :**

Elle assure la conservation de l'amplitude des grandeurs, mais pas la puissance. Dans ce Cas, la valeur de n est prise égale à l'unité. La transformation inverse de Clarke donne :

$$[x_a \quad x_b \quad x_c] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} [x_\alpha \quad x_\beta]$$

Le choix de la transformation de Clarke est bien pratique pour l'élaboration des lois de Commande qui traite des courants. Cela permet de manipuler le module de courant sans Passer par un facteur multiplicatif. D'autre part, elle est bien adaptée pour une transcription En valeurs réduites [I.7].

- **Transformation de Concordia (C) :**

Elle assure la conservation de la puissance. En plus, elle est orthonormée et elle est obtenue en prenant la valeur de n égale à 0,5. La transformation inverse de Concordia donne :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Pour simplifier les opérations matricielles, le choix d'une matrice de passage Orthonormée est souvent utilisé. C'est pourquoi nous allons adopter la transformation de Concordia pour la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. En effet, soit T_{32} la matrice de passage de Concordia [I.8]:

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

I.6.2.2 Représentation Triphasé :

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir des différentes inductances, dont certaines dépendent du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique θ , position de la phase (a) du rotor par rapport à la phase (a) du stator :

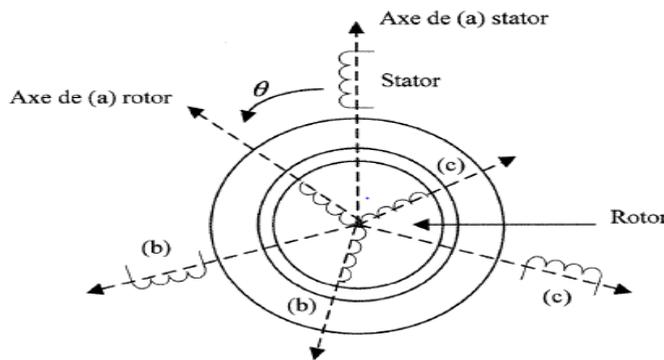


Fig. I.8 Les repères triphasés

Transformation repère fixe et repère tournant (d, q): Matrice de rotation $[Ro]$ Ou matrice de *PARK*.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

$$[Ro] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

La relation entre la matrice de PARK et de Concordia s'écrira alors, [I.9],[I.10] :

$$[P]=[T_{32}][Ro] \text{ et } [P]^{-1}=[-Ro][T_{32}]^{-1}.$$

Avec

θ : actions angulaires du repère tournant

$$T_{32} * T_{32}^{-1} = I : \text{Matrice identité}$$

x_α, x_β : Représentation diphasée.

x_a, x_b, x_c : Représentation triphasé.

En résumé ;

- passage du repère tournant (d, q) vers le repère fixe triphasé (a, b, c) ;

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = P^T T_{32}^T \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I. 8})$$

- passage du repère tournant (d, q) vers le repère fixe biphasé (α, β) ;

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = P^T \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I. 9})$$

Avec :

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 10})$$

I.7 Mise en équation :

En tenant compte des hypothèses simplificatrices et en adoptant la convention de signe moteur, les expressions générales de la machine exprimées en fonction des flux et des courants sont définies comme suit :

Stator

$$u_s = R_s I_s + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{I. 11})$$

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Rotor

$$0 = R_r I_r + \frac{d\varphi}{dt} \quad (I.13)$$

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Avec : les enroulements rotor en courant circuit nul ($u_r = 0$).

Les flux magnétiques

Sont donnée par l'équation matricielle :

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = M_{sr} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

Avec : La matrice ce symétrique de l'induction M_{sr} :

$$M_{sr} = \begin{bmatrix} L_{sa}M_{sa}M_{sa} & M_1M_3M_2 \\ M_{sa}L_{sa}M_{sa} & M_2M_1M_3 \\ M_{sa}M_{sa}L_{sa} & M_3M_2M_1 \\ M_1M_2M_3 & L_{ra}M_{ra}M_{ra} \\ M_1M_3M_2 & M_{ra}L_{ra}M_{ra} \\ M_2M_3M_1 & M_{ra}M_{ra}L_{ra} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{sr} & M_{sr} & M_{sr} \\ M_{sr} & L_{sr} & M_{sr} \\ M_{sr} & M_{sr} & L_{sr} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$\begin{cases} M_1 = M \cos(\theta_s) \\ M_2 = M \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M \cos(\theta_s + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.18)$$

La machine triphasée étant alimentée par 3 fils, nous avons à chaque instant

$$\begin{cases} I_{sa} + I_{sb} + I_{sc} = 0 \\ I_{ra} + I_{rb} + I_{rc} = 0 \end{cases} \quad (I.19)$$

Enfin par application du principe fondamental de la dynamique au rotor du moteur. On obtient l'équation mécanique de la machine [I.11].

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} + C_{res} \quad (I. 20)$$

C_{res} : Couple résistant incluant les frottements et le couple de charge.

C_{em} : Couple électromagnétique.

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM_{sr}}{JL_r} (\varphi_{ra}i_{s\beta} - \varphi_{r\beta}i_{s\alpha}) - \frac{F}{J}\Omega - \frac{1}{J}T_l \quad (I. 21)$$

T_l : Couple charge.

F : Coefficient de frottement.

I.7.1 Modèle de la machine asynchrone dans le plan (α, β) [I.12]

on obtient les équations de la machine dans un repère fixe par rapport au stator par l'application de la transformation de Concordia de équation (I. 10) aux équations électriques (I. 11), (I. 13), (I. 16). On procède de la façon suivante :

- les grandeurs statoriques triphasées s'écrivent :

$$\begin{cases} x_{sa}(t) = A \cos(\theta_s t) \\ x_{sb}(t) = A \cos(\theta_s t + \frac{2\pi}{3}) \\ x_{sc}(t) = A \cos(\theta_s t + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \leftrightarrow X_{sabc} = T_{32} X_{s\alpha\beta o} \quad (I. 22)$$

- les grandeurs rotoriques triphasées s'écrivent :

$$\begin{cases} x_{ra} = A \cos(\theta_s t) \\ x_{rb} = A \cos(\theta_s t + \frac{2\pi}{3}) \\ x_{rc} = A \cos(\theta_s t + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \leftrightarrow X_{rabc} = T_{32} P X_{r\alpha\beta o} \quad (I. 23)$$

Par dérivation des deux dernières lignes du système (I. 10), puis en y substituant les deux premières, et, en adjoignant l'équation de la mécanique ((I. 21) on obtient le modèle non linéaire stationnaire affine en entrée de la forme :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{sa}}{dt} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b(a\varphi_{ra} + p\Omega\varphi_{r\beta}) - \gamma I_{sa} \\ b(a\varphi_{r\beta} - p\Omega\varphi_{ra}) - \gamma I_{s\beta} \\ -a\varphi_{ra} - p\Omega\varphi_{r\beta} + aM_{sr} I_{sa} \\ -a\varphi_{r\beta} + p\Omega\varphi_{ra} + aM_{sr} I_{s\beta} \\ m(\varphi_{ra} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{sa}) - c\Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_1 & 0 & 0 \\ 0 & m_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{s\beta} \\ T_l \end{bmatrix} \quad (I. 24)$$

Où les paramètres $\alpha, b, c, \sigma, \gamma, M, m_1$ sont définis par :

$$\alpha = \frac{R_r}{L_r}, b = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}, c = \frac{F}{J}, \gamma = \frac{L_r^2 R_s + M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_r^2 L_s}, \sigma = 1 - \left(\frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}\right), m = \frac{p M_{sr}}{J L_l}$$

$$m_1 = \frac{1}{\sigma L_s}. \sigma \text{ Représente le coefficient de dispersion ou (de blondel).}$$

Le couple de charge est considéré comme une perturbation et peut être pris constant ou variable selon la loi :

I.7.2 Modèle de la machine asynchrone dans le plan (d – q)

A partir du modèle précédent (I. 24) on pose $\theta = \tan^{-1} \frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{ra}}$. Puis on applique la transformation

Définie en (I. 7) à toutes les grandeurs électriques, et on obtient le modèle dans Le repère (d – q) suivant [I.13] :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Omega}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m \varphi_{rd} I_{sq} - c\Omega \\ -\alpha \varphi_{rd} + M_{sr} I_{sd} \\ p\Omega + \alpha \frac{M_{sr}}{\varphi_{rd}} I_{sq} \\ -\gamma a \varphi_{r\beta} + p\Omega \varphi_{ra} + p\Omega I_{sq} + \alpha \frac{M_{sr}}{\varphi_{rd}} I_{sq}^2 \\ -\gamma I_{sq} - bp\Omega \varphi_{rd} - p\Omega I_{sd} - a \frac{M_{sr}}{\varphi_{rd}} I_{sd} I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ m_1 & 0 & 0 \\ 0 & m_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sd} \\ T_l \end{bmatrix} \quad (I. 25)$$

Remarque :

$$1) \begin{cases} \theta = \tan^{-1} \left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{ra}} \right) \\ \psi = \varphi_{ra}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \end{cases} \Rightarrow \varphi_{rq} = 0, \text{ donc il n'est pas nécessaire d'avoir } \varphi_{rq}$$

I.8 Choix des sorties :

Il convient de distinguer entre les sorties physiques qui sont les états mesurables du système et les sorties commandées qui sont les grandeurs que l'on souhaite asservir.

Les états mesurables dans le cas standard sont :

$$Y_m = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{s\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (\text{I. 26})$$

Il existe une forte demande industrielle pour la suppression du capteur de vitesse. Comme nous le verrons plus loin.

I.9 Autre modèle de la machine asynchrone :

L'étude précédente a été menée entièrement en notation matricielle, cette notation sera la plus utilisée par la suite dans les problèmes d'observation et de la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone.

Néanmoins une autre notation courante est la notation complexe qui permet d'obtenir des équations très condensées [I.14].

Définitions :

$$X_i = \begin{bmatrix} x_{ia} \\ x_{i\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (\text{I. 27})$$

Où $i = r, s$ pour désigner une grandeur rotorique ou une grandeur statorique respectivement.

Le modèle d'état est celui d'un système linéaire d'ordre 4 à paramètres variant dans le temps. :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sa} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{ra} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{K}{T_r} & pk\Omega \\ 0 & -\gamma & -pk\Omega & \frac{K}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & p\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} [u_{sa} \quad u_{s\beta}] \quad (\text{I.28})$$

Il y a deux entrées sur le système (les deux courant statoriques). On peut donc commander deux sorties indépendamment, les choix les plus courant sont :

$$Y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \frac{M}{L_r} (I_{sq} \varphi_{rd} - I_{sd} \varphi_{rq}) \\ \varphi_{rd}^2 + \varphi_{rq}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 29})$$

I.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques lois et notions fondamentales de l'électrotechnique; qui nous permettent de comprendre le principe de fonctionnement du moteur à induction et déduire son modèle. La modélisation par équations différentielles qui régissent le comportement dynamique de ce système. La mise en évidence des propriétés du variateur de vitesse. Nous avons cité en détail deux représentations d'état du moteur à induction dans le cadre de *PARK*. Dans ce chapitre, nous avons présenté de façon détaillée pour cela; nous avons établi les équations de la machine ramenée à deux axes, selon la transformation de *PARK* en régime transitoire. Le modèle obtenu est facile à exploiter pour la réalisation des lois de commande avancées. En effet, c'est un modèle très peu non linéaire. Dans ce qui suit, nous allons utiliser ce modèle pour étudier l'application de la commande sur la machine asynchrone.

Chapitre II

Commande

Liélinearisante de la

Machine Asynchrone

II.1 Introduction :

Dans ce chapitre sont présentés quelques stratégies de commande pour liénarisante de la machine asynchrone. Parmi ces techniques de commande qui sont utilisées pour le contrôle de la machine asynchrone. La technique d'orientation du flux rotorique qui permet le découplage entre les variables de sortie où la machine asynchrone assimilée à la machine à courant continu à excitation séparée. La difficulté de cette méthode c'est l'orientation exacte du flux. Ainsi la méthode est devenue classique. Donc il s'avère nécessaire de trouver d'autres commandes non linéaires c'est-à-dire la linéarisation.

II.2 linéarisation de modèle de la machine asynchrone :

Le but de cette section est de rappeler le principe de la commande de la machine asynchrone par linéarisation entrée-sortie (E/S) [II.1]. On cherche le bouclage standard linéarisation et découplant avec le choix du flux et de la vitesse. Le modèle d'état de la machine asynchrone donnée dans (I. 26), dans un référentiel fixe lié au stator (α, β) , est une représentation non linéaire de la forme :

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + gU(t) \quad (\text{II.1})$$

(f, g, h) : sont des fonctions analytiques :

Où

$$X = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}.$$

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

Le système à contrôler, par une loi de commande par linéarisation, doit être de type carré. Par conséquent on peut choisir la vitesse rotorique et la norme du flux rotorique au carré comme sorties du procédé. Cette forme permet de simplifier le calcul différentiel. Qui est exprimées sous forme vectorielle par :

$$Y = h(x) = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}.$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} y_1 = h_1(x) = \frac{pLM}{JL_r} (I_{s\beta} \varphi_{r\alpha} - I_{s\alpha} \varphi_{r\beta}) = W & (II.2) \\ y_2 = h_2(x) = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 = \varphi_r^2 = \psi & (II.3) \end{cases}$$

Les variables à contrôler sont le flux $h_2 = \psi$. Et la vitesse $h_1 = W$.

La méthode de linéarisation par (E/S) est développée à partir de théories de la géométrie différentielle. Elle consiste à utiliser les dérivées de *lie* pour exprimer le modèle de la machine asynchrone (E/S).

Définition II 1 :(dérivée de *lie*) : La dérivée directionnelle de h_j suivant le champ du vecteur $f(x)$ est définie comme suit :

$$L_f h_j(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h_j}{\partial x_i} f_i(x) \quad (II.4)$$

Par itération, on à la relation suivant :

$$L_f^i h_j = L_f(L_f^{i-1} h_j) \quad (II.5)$$

La dérivation des sorties y_j du système par rapport au temps s'exprime alors par la relation suivante :

$$\frac{dy_j}{dt} = L_f h_j(x) + \sum_{i=1}^{\rho} \frac{\partial h_j}{\partial x_i} f_i(x) \quad (II.6)$$

ρ : Nombre des sorties

Définition II.2 : On appelle vecteur de degré relatif du système non linéaire affine on commande, le vecteur $[r_1 \dots r_p]$ vérifient l'existence d'un moins une dérivée telle que :

$$L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) \neq 0 \quad (II.7)$$

L'élément r_j correspond à la première dérivée de y_j faisant apparaître explicitement la commande u dans l'expression :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^{\rho} (L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j) u_i \quad (II.8)$$

II.3 Degré relatif de la vitesse :

On remplace le système (I.28) pour calculer la dérive lié qui se trouve :

$$\begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \varphi_{r\alpha} + pk\Omega\varphi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} - pk\Omega\varphi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - p\Omega\varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + p\Omega\varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \dot{\Omega} = \frac{pM}{JL_r} (i_{s\beta}\varphi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\varphi_{r\beta}) - \frac{C_{res}}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} U_{s\alpha} \\ \frac{1}{\sigma L_s} U_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{bmatrix} -\gamma I_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \varphi_{r\alpha} + pk\Omega\varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{s\alpha} \\ -\gamma i_{s\beta} - pk\Omega\varphi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{s\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - p\Omega\varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + p\Omega\varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \dot{\Omega} = \frac{pM}{JL_r} (i_{s\beta}\varphi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\varphi_{r\beta}) - \frac{C_{res}}{J} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$h_1 = \frac{pM}{JL_r} (i_{s\beta}\varphi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\varphi_{r\beta}) = \Psi$$

Avec $C_{res} = F\Omega - T_l$, $\dot{C}_{res} = 0$.

$$W = \frac{pM}{JL_r} \left[\left(\frac{d i_{s\beta}}{dt} \varphi_{r\alpha} + \frac{d \varphi_{r\alpha}}{dt} i_{s\beta} \right) - \left(\frac{d i_{s\alpha}}{dt} \varphi_{r\beta} + \frac{d \varphi_{r\beta}}{dt} i_{s\alpha} \right) \right].$$

$$W = \frac{pM}{JL_r} \left[(-\gamma i_{s\beta} - pk\Omega\varphi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{s\beta}) \varphi_{r\alpha} + \left(\frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - p\Omega\varphi_{r\beta} \right) i_{s\beta} \right] - \left[(-\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \varphi_{r\alpha} + pk\Omega\varphi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{s\alpha}) \varphi_{r\beta} + \left(\frac{M}{T_r} i_{s\beta} + p\Omega\varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \right) i_{s\alpha} \right].$$

$$\begin{aligned} Lh_1 = & -\frac{pM}{JL_r} \gamma (i_{s\beta}\varphi_{r\alpha}) - \frac{p^2M\Omega}{JT_r} \varphi_{r\alpha}^2 + \frac{pMk}{JT_r^2} (\varphi_{r\beta}\varphi_{r\alpha}) + \frac{pM^2}{JT_r^2} (i_{s\alpha}i_{s\beta}) - \frac{pM}{JT_r^2} (\varphi_{r\alpha}i_{s\beta}) - \frac{p^2M\Omega}{JT_r} \\ & (\varphi_{r\beta}i_{s\beta}) - \frac{pM}{JT_r} \gamma (i_{s\alpha}\varphi_{r\beta}) + \frac{pMk}{JT_r^2} (\varphi_{r\alpha}\varphi_{r\beta}) - \frac{p^2Mk\Omega}{JT_r} (\varphi_{r\alpha}\varphi_{r\beta}) - \frac{pM^2}{JT_r^2} (i_{s\beta}i_{s\alpha}) - \frac{p^2M\Omega}{JT_r} (\varphi_{r\alpha}i_{s\alpha}) \\ & + \frac{pM}{JT_r^2} (\varphi_{r\beta}i_{r\alpha}). \end{aligned}$$

$$L_f h_1 = -\frac{pM}{JL_r} [(i_{s\beta}\varphi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\varphi_{r\beta}) (\gamma + \frac{1}{T_r}) p\Omega (\varphi_{r\beta}i_{s\beta} + i_{s\alpha}\varphi_{r\alpha}) + pk\Omega (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)].$$

$$Lg_1 h_1 = \frac{pM}{JT_r} \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{r\beta}.$$

$$Lg_2 h_1 = \frac{pM}{JL_r} \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{r\alpha}, \quad \text{avec } K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}.$$

Le degré de et $h_1 \mathbf{V} = \mathbf{1}$

II.4 Degré relatif du flux :

Nous avons

$$y_2 = h_2(x) = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 = \Phi.$$

$$\begin{cases} y_2' = L_f h_2 \\ \ddot{y}_2 = L_f^2 h_2 + L_{g_1} L_f h_2 u_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_2 u_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II. 11})$$

Où g_1, g_2 deux vecteur de colonne de g et

$$h_2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 =$$

$$\frac{d \sin \theta}{dx} = \frac{d\theta}{d\theta} \frac{\sin 2\theta}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \frac{\sin 2\theta}{d\theta} = -2\dot{\theta} \cos 2\theta.$$

$$Lh_2 = \frac{d\varphi_{r\alpha}^2}{dt} + \frac{d\varphi_{r\beta}^2}{dt}$$

$$= \frac{d\dot{\varphi}_{r\alpha} \varphi_{r\alpha}^2}{d\varphi_{r\alpha} dt} + \frac{d\dot{\varphi}_{r\beta} \varphi_{r\beta}^2}{d\varphi_{r\beta} dt}$$

$$= 2\dot{\varphi}_{r\alpha} \varphi_{r\alpha} + 2\dot{\varphi}_{r\beta} \varphi_{r\beta} \quad (\text{II.12})$$

$$Lh_2 = \left(\frac{2M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{2}{T_r} \varphi_{r\alpha} - 2p\Omega \varphi_{r\beta} \right) \varphi_{r\alpha} + \left(\frac{2M}{T_r} i_{s\beta} + 2p\Omega \varphi_{r\alpha} - \frac{2}{T_r} \varphi_{r\beta} \right) \varphi_{r\beta}.$$

$$\dot{h}_2 = \frac{2M}{T_r} (i_{s\alpha} \varphi_{r\alpha}) - \frac{2}{T_r} \varphi_{r\alpha}^2 - 2p\Omega (\varphi_{r\beta} \varphi_{r\alpha}) + \frac{2M}{T_r} (i_{s\beta} \varphi_{r\beta}) + 2p\Omega (\varphi_{r\alpha} \varphi_{r\beta}) - \frac{2}{T_r} \varphi_{r\beta}^2.$$

$$\dot{h}_2 = \frac{2}{T_r} [M (i_{s\alpha} \varphi_{r\alpha} + i_{s\beta} \varphi_{r\beta}) - \psi].$$

$$\ddot{h}_2 = L_f^2 h_2 + L_{g_1} L_f h_2 U_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_2 U_{s\beta}.$$

$$\begin{aligned} \ddot{h}_2 = & \left(\frac{2M}{T_r} \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{2}{T_r} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} - 2p\Omega \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \right) \varphi_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \left(\frac{2M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{2}{T_r} \varphi_{r\alpha} - 2p\Omega \varphi_{r\beta} \right) + \left(\frac{2M}{T_r} \frac{di_{s\beta}}{dt} + \right. \\ & \left. 2p\Omega \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} - \frac{2}{T_r} \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \right) \varphi_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \left(\frac{2M}{T_r} i_{s\beta} + 2p\Omega \varphi_{r\alpha} - \frac{2}{T_r} \varphi_{r\beta} \right). \end{aligned}$$

Calcule de façon similaire on trouve :

$$= -\frac{2MY}{T_r}(i_{s\alpha}\varphi_{r\alpha}) + \frac{2Mk}{T_r^2}\varphi_{r\alpha}^2 + \frac{2pMk\Omega}{T_r}(\varphi_{r\beta}\varphi_{r\alpha}) + \frac{2M}{\sigma L_r L_s}U_{s\alpha}\varphi_{r\alpha} - \frac{2M}{T_r^2}(i_{s\alpha}\varphi_{r\alpha}) + \frac{2}{T_r^2}\varphi_{r\alpha}^2 + \frac{2p\Omega}{T_r}(\varphi_{r\beta}\varphi_{r\alpha}) + \frac{2pM\Omega}{T_r}(i_{s\beta}\varphi_{r\alpha}) - 2p^2\Omega^2\varphi_{r\alpha}^2 + \frac{2p\Omega}{T_r}(\varphi_{r\beta}\varphi_{r\alpha}) + \left[\left(\frac{M}{T_r}i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r}\varphi_{r\alpha} - p\Omega\varphi_{r\beta}\right)\left(\frac{2M}{T_r}i_{s\alpha} - \frac{2}{T_r}\varphi_{r\alpha} - 2p\Omega\varphi_{r\beta}\right)\right].$$

$$Lg_{11}L_f h_2 = \frac{2M}{\sigma T_r L_s}\varphi_{r\alpha}. \text{ Avec } k = \frac{M}{\sigma L_s T_r}.$$

$$Lg_{11}L_f h_2 = 2k\varphi_{r\alpha}.$$

$$Lg_{12}L_f h_2 = \frac{2M}{\sigma T_r L_s}\varphi_{r\beta} = 2k\varphi_{r\beta}.$$

Le degré $h_2 \mathbf{V} = 2$

On obtient ainsi :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g1} h_1 \\ L_{g2} L_f h_2 & L_{g2} L_f h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 13})$$

C'est-à-dire expression de la forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{B}(\mathbf{x}) + \mathbf{D}(\mathbf{x}) \mathbf{u} \quad (\text{II. 14})$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g1} L_f h_2 & L_{g2} L_f h_2 \end{bmatrix}. \mathbf{D}(\mathbf{x}) \text{ est la matrice de découplage.}$$

$$\det[\mathbf{D}(\mathbf{x})] = -\frac{2pL^2M}{\sigma J L_s^2 L_r T_r} (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) \quad (\text{II. 15})$$

On peut vérifier que la matrice de découplage n'est pas singulière sauf au point de départ, ce qui peut être évité en choisissant des conditions initiales non nulles dans l'observation du flux.

Le système possède un vecteur de degré relatif (2, 2), alors le retour d'état défini par :

$$\begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} = D^{-1} \begin{bmatrix} -L_f h_1 + V_1 \\ -L_f^2 h_2 + V_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Découplage et linéaire le système $\mathbf{U} = D^{-1}(\mathbf{x})(-\mathbf{b}(\mathbf{x}) + \mathbf{V})$.

Par conséquent, le système en boucle fermée est équivalent à deux chaînes de deux intégrateurs indépendants :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Le vecteur $V = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$ représente une consigne externe du système linéaire.

Soit $y_r = \begin{bmatrix} \Omega_{ref} \\ \varphi_{ref}^2 \end{bmatrix}$ une trajectoire de référence, comme donner dans (II.18),

Pour une bonne régulation du flux et la vitesse par rapport aux références Ω_{ref} Et φ_{ref}^2 . Les variables v_a et v_β sont calculés les lois :

$$\begin{cases} v_1 = -K_a (\Omega - \Omega_{ref}) - K_{a2} (\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref}) + \ddot{\Omega}_{ref} \\ v_2 = -K_{b1} (\varphi_r^2 - \varphi_{ref}^2) - K_{b2} (\dot{\varphi}_r^2 - \dot{\varphi}_{ref}^2) + \ddot{\varphi}_{ref}^2 \end{cases}$$

Avec : $K_{a2} (\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref}) = 0$.

$$\begin{cases} v_1 = -K_a (\Omega - \Omega_{ref}) + \ddot{\Omega}_{ref} \\ v_2 = -K_{b1} (\varphi_r^2 - \varphi_{ref}^2) - K_{b2} (\dot{\varphi}_r^2 - \dot{\varphi}_{ref}^2) + \ddot{\varphi}_{ref}^2 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

II.5 Conclusion :

L'application de la commande linéarisation entrée /sortie sur le modèle du la machine asynchrone à entrainer un changement de variables par découplage.

Chapitre III

**Simulation de la
commande**

linéarisante E/S

III.1 Introduction

En ingénierie, la simulation est un moyen efficace et économique ; couramment utilisée pour faire des études préliminaires et /ou comparatives ; tant au stade du développement (conception) ; qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Actuellement, plusieurs outils de simulation sont utilisés dans la commande et la modélisation des moteurs électriques. Dans ce chapitre, on présentera des résultats de simulation par tous les observateurs du chapitre précédent ; ou le vecteur d'état du moteur est initialisé à l'état d'arrêt, et les résultats sont donnés pour le moteur dont les caractéristiques sont données dans le tableau (III.1)

III.2 Simulation du modèle du moteur à induction

Une fois le modèle du moteur à induction à cage établi, nous pouvons aborder l'aspect lié à la simulation de celle –ci en utilisant MATLAB/SIMILINK. Cela permet de mettre en évidence le comportement du moteur asynchrone dans le cas où le rotor est sain.

III.3 Paramètres et caractéristiques du moteur à induction utilisés en simulation

Le moteur est alimenté directement par le réseau 220/380V, 50Hz, puis nous avons appliqués un couple résistant. $C_r = 50 \text{ N.m}$

Les paramètres du moteur à induction utilisés en simulation sont donnés dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs	Unités
R_s	1.8	Ω
R_r	1.2	Ω
L_s	0.1554	H
L_r	0.1568	H
M	0.15	H
J	0.07	Kg m^2
X_v	1	$\text{Kg m}^2/\text{s}$
P	2	

Tableau III.1 tableau des paramètres du moteur à induction

III.4 Résultat de simulation

Appliquer les paramètres sur Matlab comme la figure suivante :

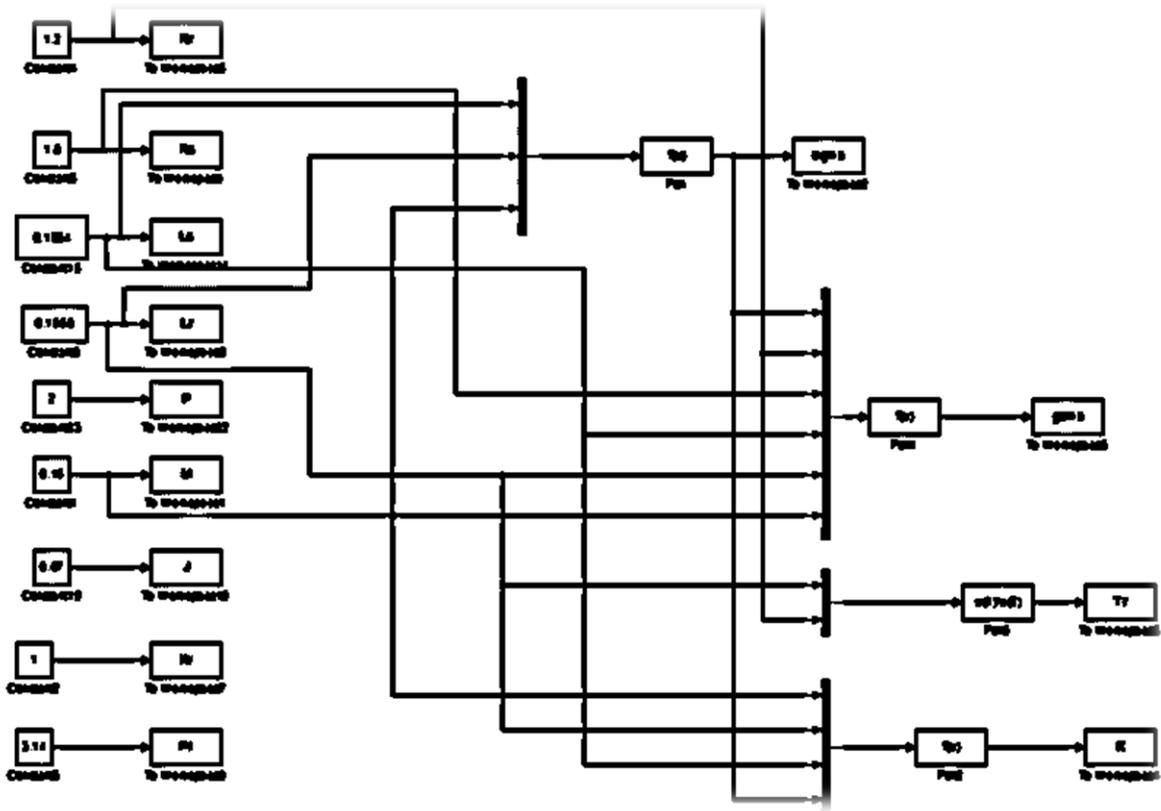


Fig.III.1 Block simulink pour les paramètres du moteur à induction

III.5 Bloc Simulink du moteur à induction :

Le schéma bloc de simulation du modèle du moteur asynchrone est donné par la figure :

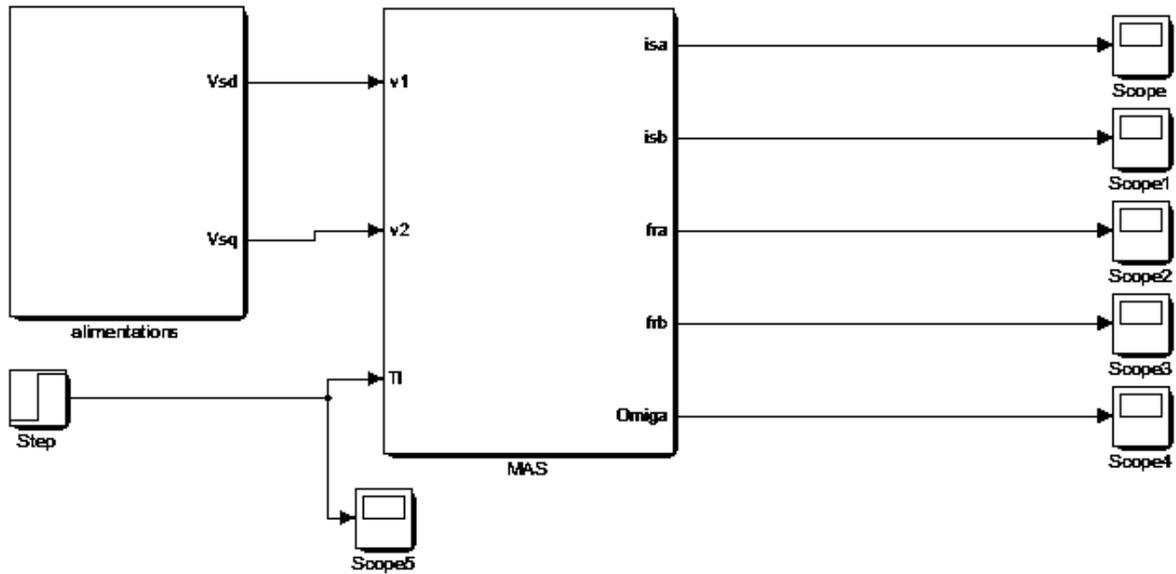


Fig.III.2 Schéma de simulation du moteur alimentée en tension

III.5.1 Résultats de l'alimentation triphasée

Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension

$$\begin{cases} v_a = 380 \cos(\omega t) \\ v_b = 380 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c = 380 \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}$$

En applique sur Matlab

-Phase $v_a = 0$

-Phase $v_b = -2*\pi/3$

-Phase $v_c = -4*\pi/3$

Après on aboutit l'exécution de la simulation aux résultats :

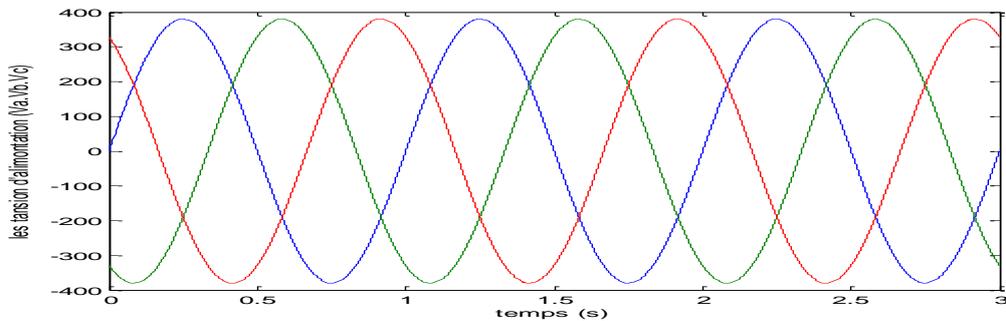


Fig.III.3 Schéma alimentation triphasée équilibrée

III.5.1.1 Le bloc de la transformation de Concordia :

Pour simplifier les calculs et représenter cette tension dans le plan $(v_{s\alpha}, v_{s\beta})$, application de la transformation triphasée/biphasée respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia)

Les fonctions $f(x)$ contiennent les paramètres de la matrice de Concordia en applique sur Matlab.

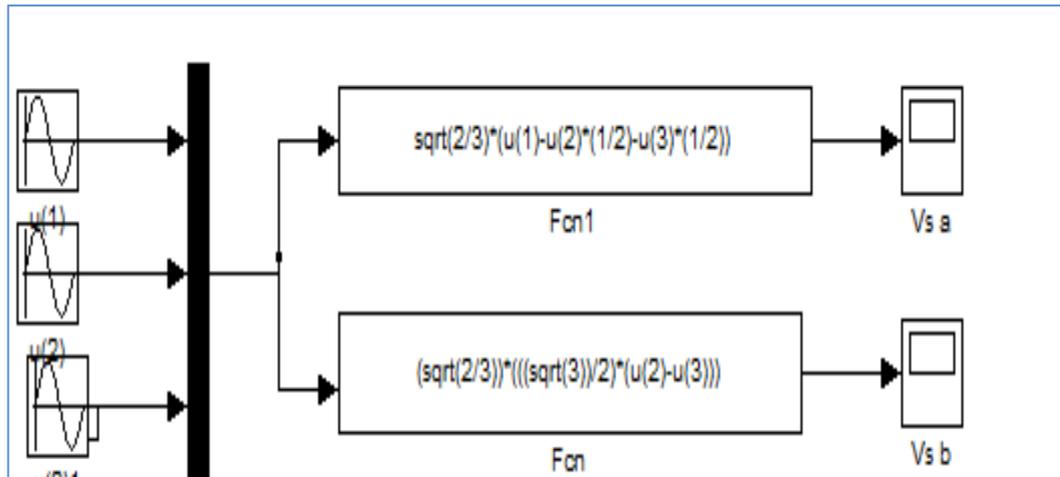


Fig.III.4 Schéma sur simulink Matlab de transformation de Concordia.

III.5.1.2 Le bloc de la transformation de module :

Les équations (II.10) peuvent être mises sous un schéma Simulink à base de blocs fonction, intégrateur et Mux



Fig.III.5 Schéma modèle simulation du moteur à induction sur Matlab

III.6 Alimentation direct de la MAS par réseau triphasé

Le moteur est alimenté directement par le réseau 220/380,50Hz, puis nous avons appliqué un couple résistant ($C_{res} = 0 \text{ N.m}$) à $t = 1 \text{ S}$.

III.6.1 Démarrage à vide

Résultats de simulation du MI démarrage à vide suivie d'une application de charge de $C_r = 0 \text{ N.m}$.

A vide :

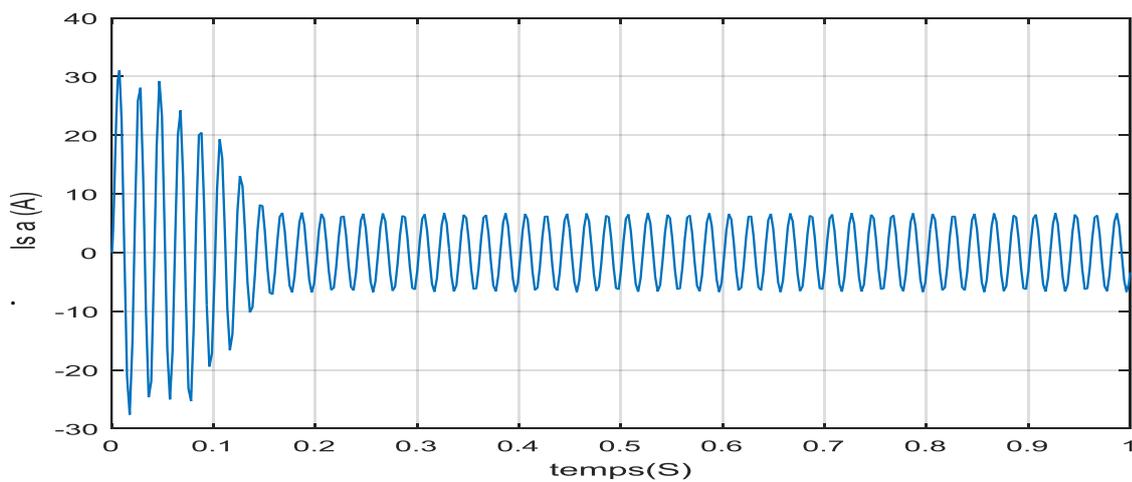


Fig.III.6 Courant $i_{s\alpha}$

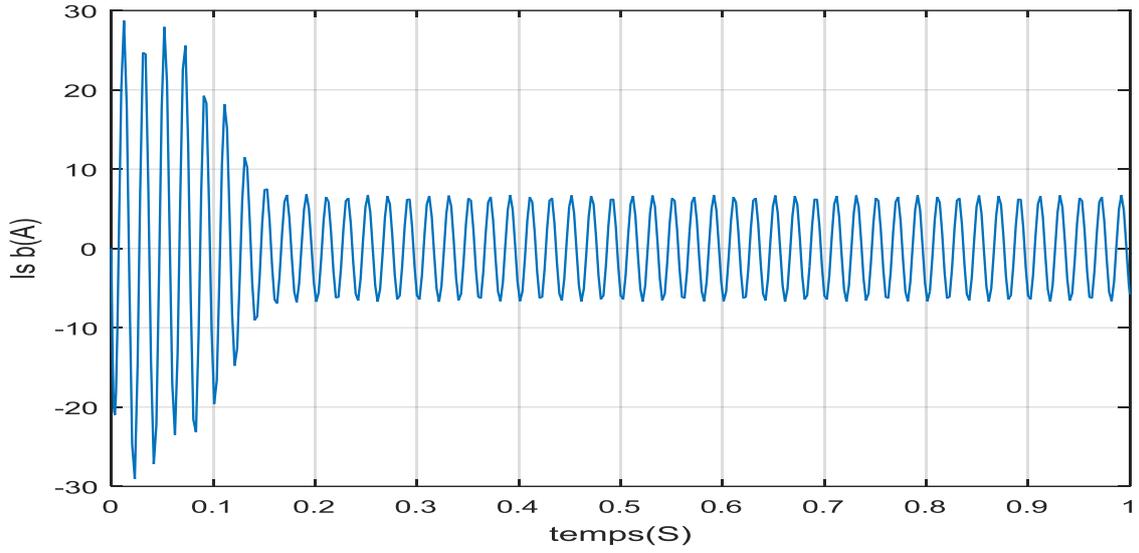


Fig.III.7 Courant $i_{s\beta}$

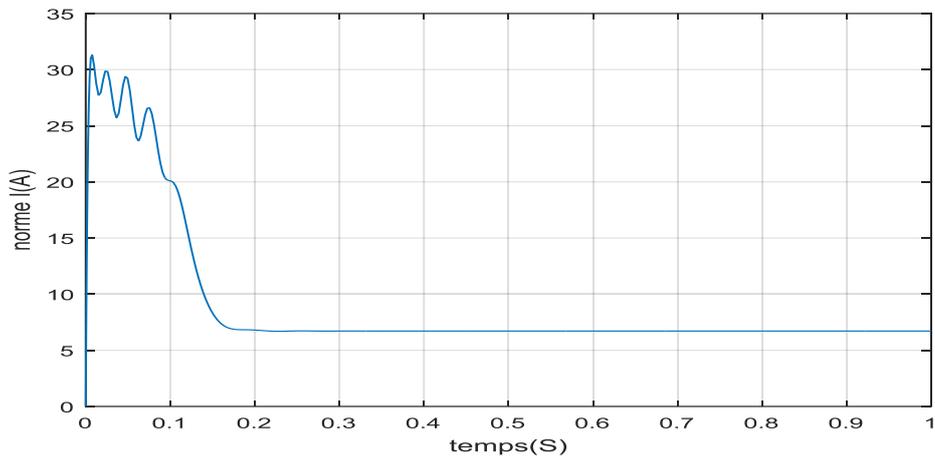


Fig.III.8 La norme du courant

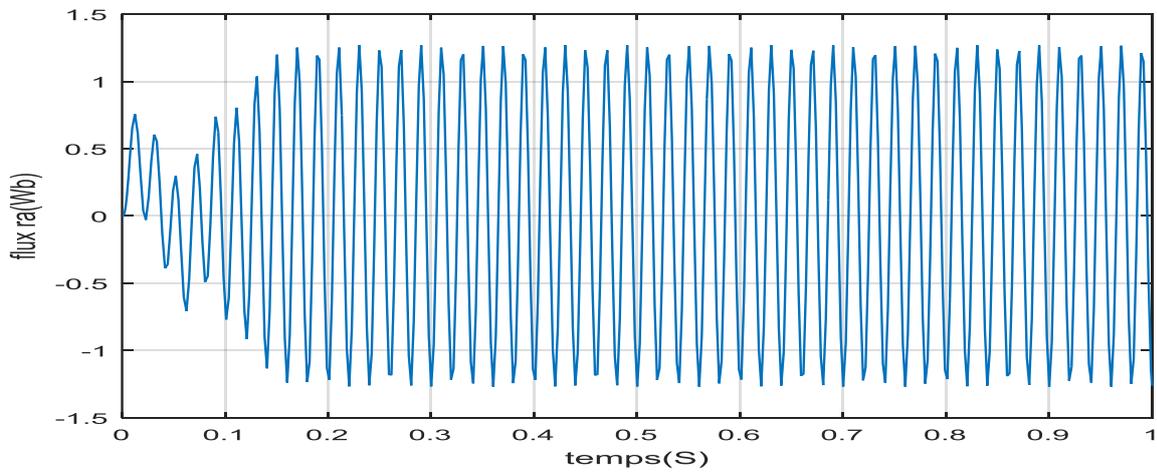


Fig.III.9 Flux de $\varphi_{r\alpha}$

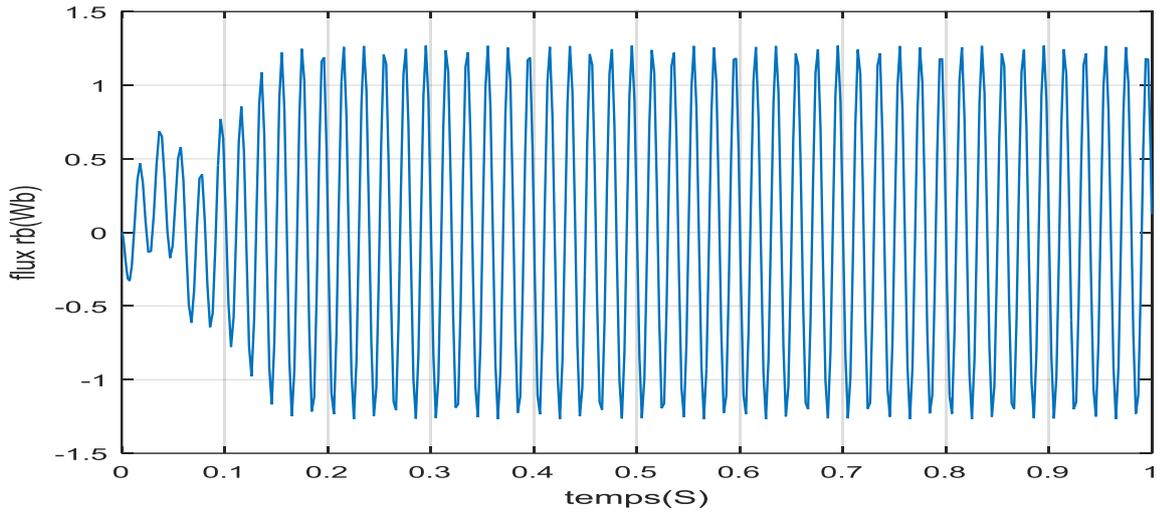


Fig.III.10 Flux de ϕ_{rb}

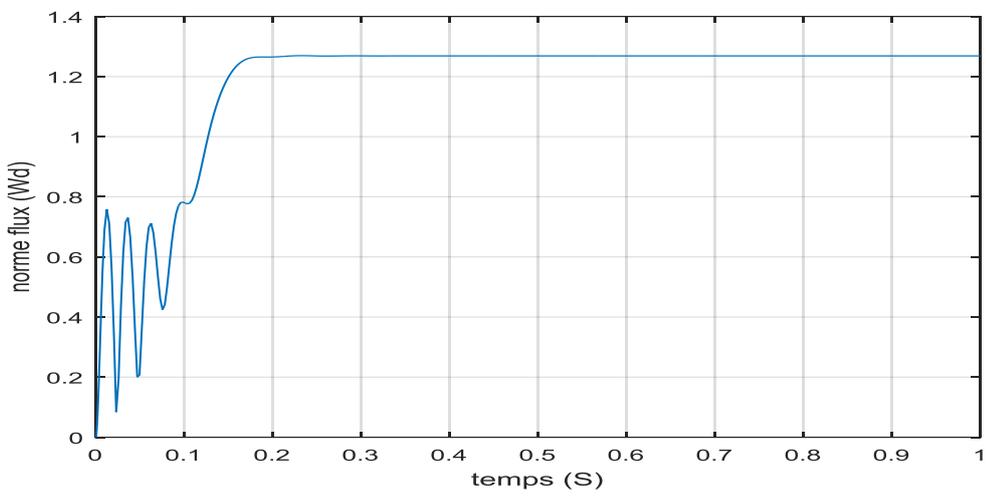


Fig.III.11 Courbe de norme de ψ

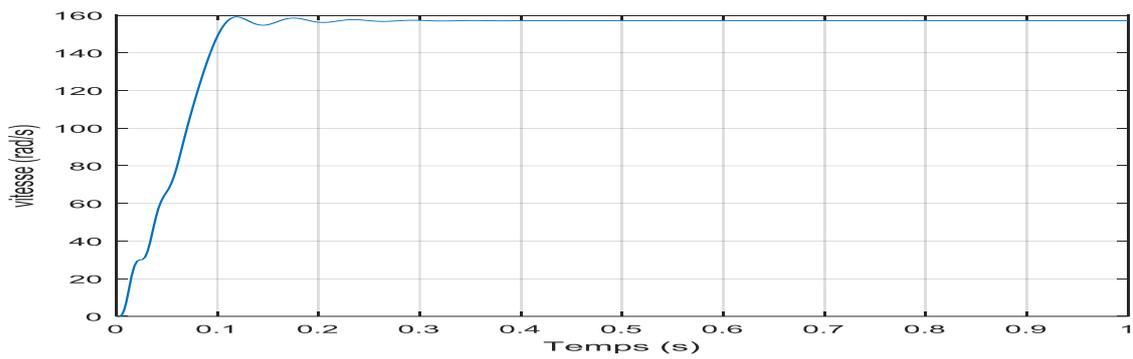


Fig.III.12 Courbe de vitesse

A vide $C_{res}=0$ N.m

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.2 S la vitesse de rotation se stabilise à une valeur constante (157 rad/s) puisque le moteur possède 2 paires de pole.

La courbe de couple présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très importante, après 0.2 S le couple tend vers zéro.

Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (28A) jusqu'à (0.15 S),

Aux premiers instants, les flux rotoriques présentent des fluctuations excessives de faible amplitude dues au régime transitoire qui disparaissent au bout de quelques alternances et stabilisant les flux.

Résultats de simulation du moteur à induction alimentée en tension avec application de charge

III.6.2 Démarrage en charge

Résultat de simulation du MI démarrage à charge suivie d'une application de $C_{res}=50N.m$

A charge

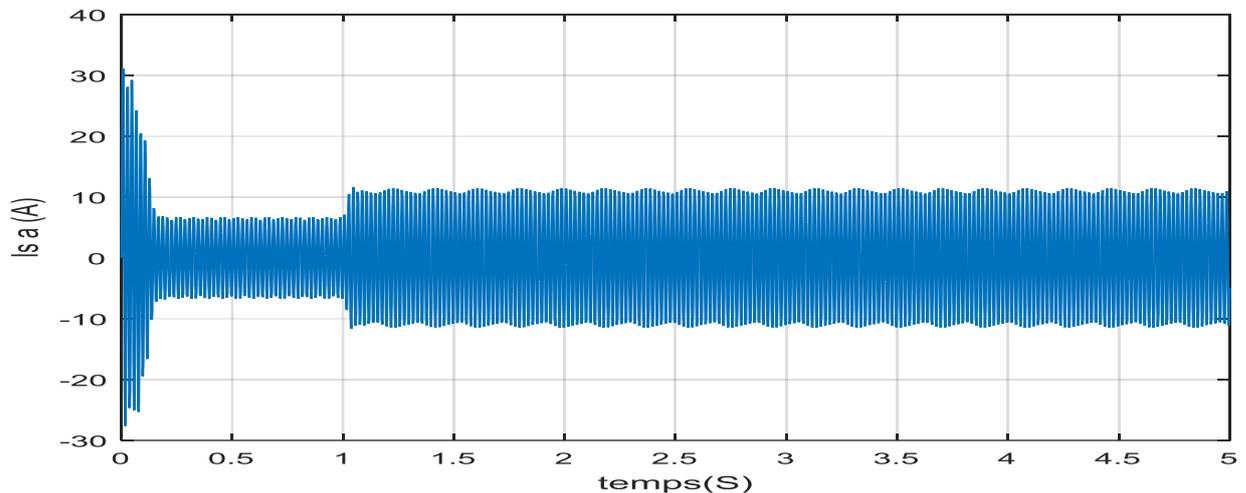


Fig. III.13 Courante $i_{s\alpha}$

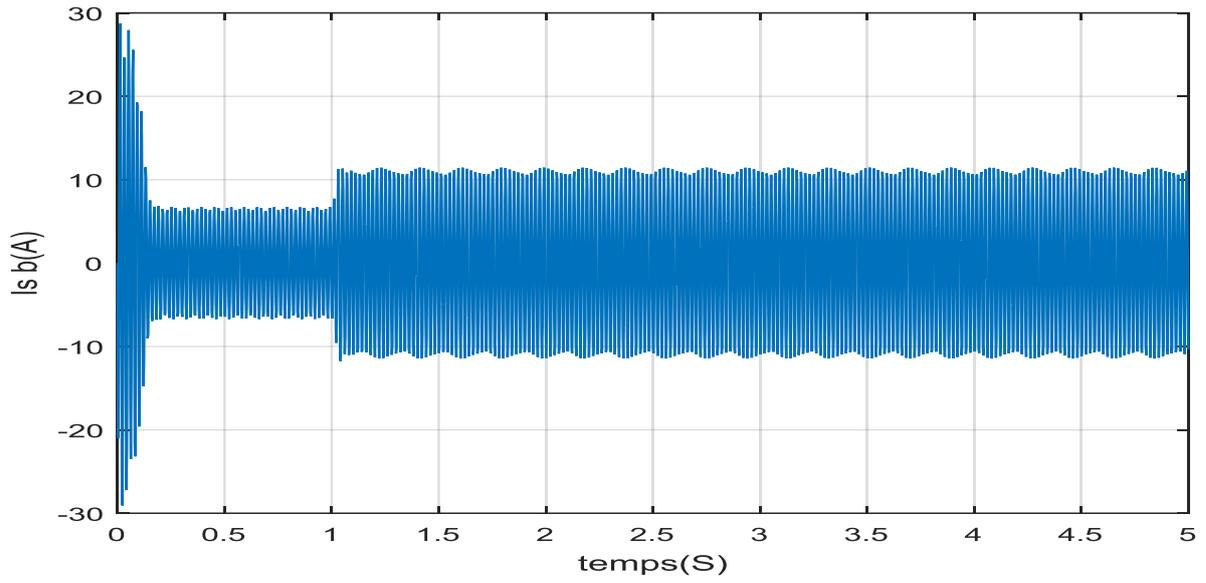


Fig.III.14 Courante $i_{s\beta}$

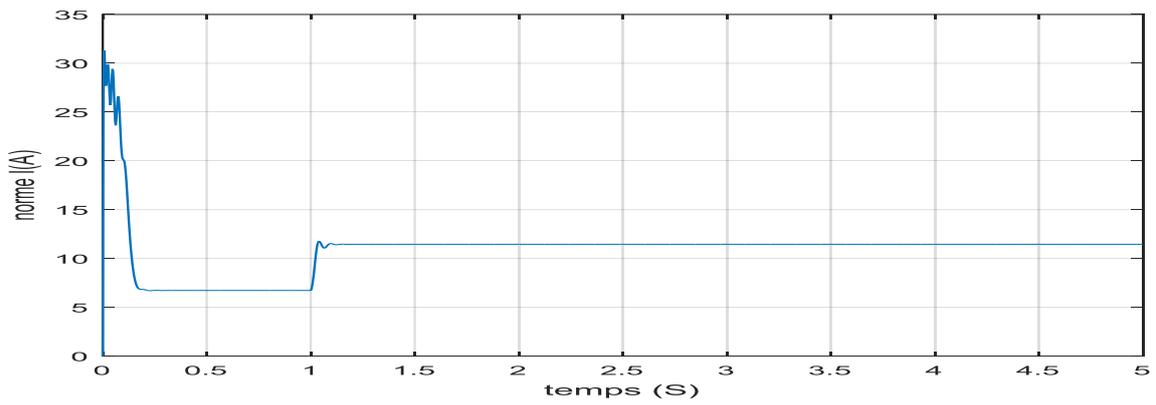


Fig. III.15 La norme de courant

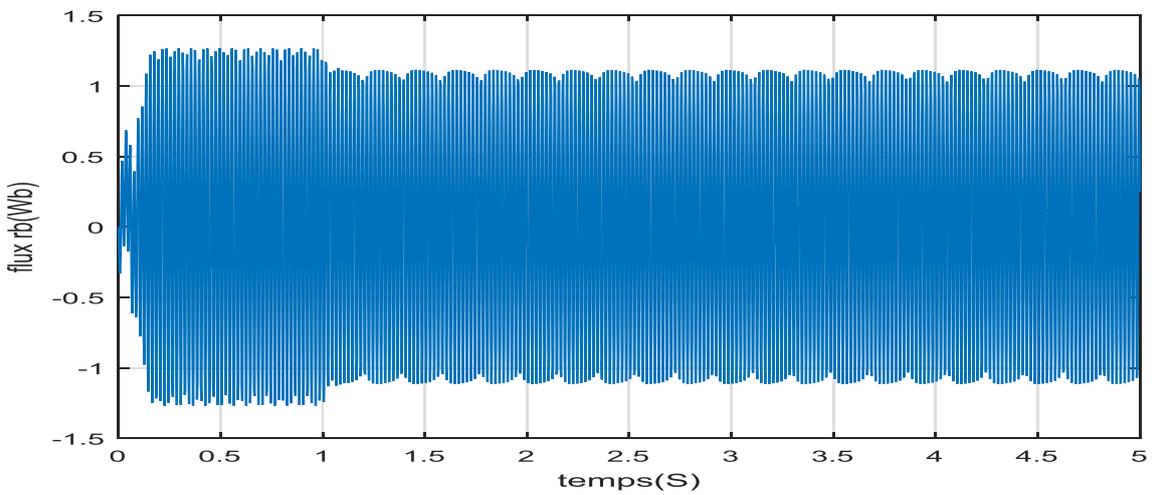


Fig.III.16 Courbe de ϕ_{ra}

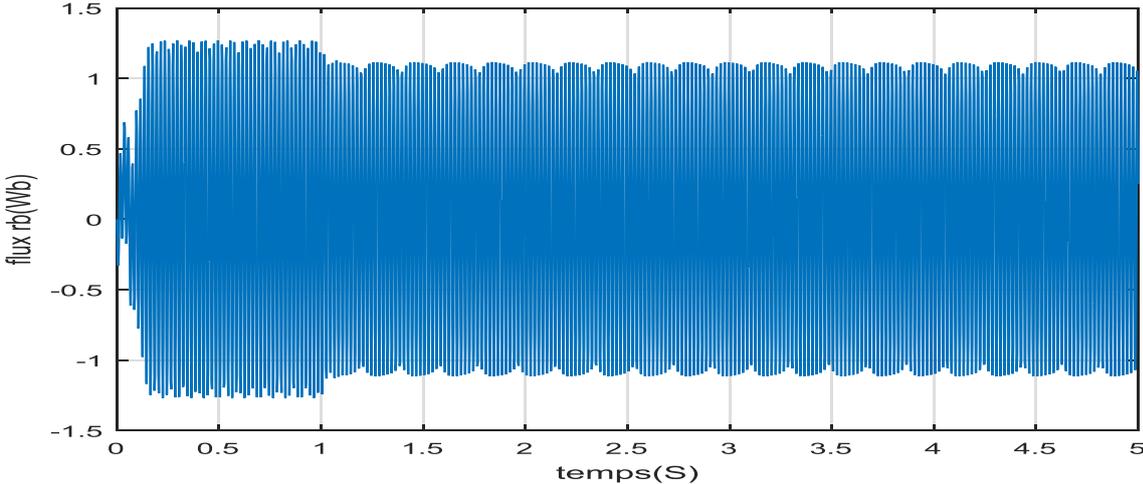


Fig.III.17 Flux de $\phi_{r\beta}$

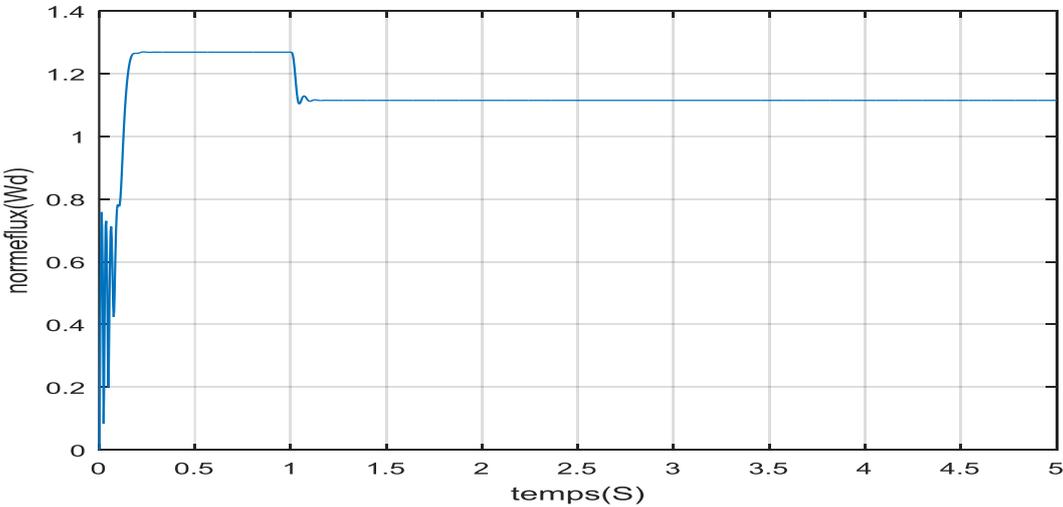


Fig.III. 18 la norme de flux ψ

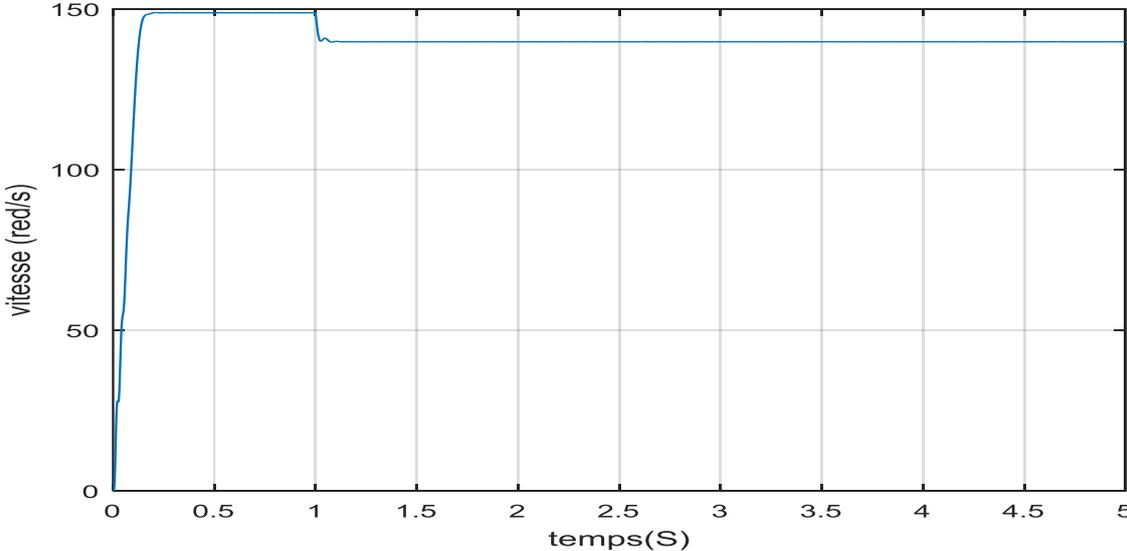


Fig.III.19 Courbe de vitesse

A charge :

Nous avons appliqué à l'arbre du moteur à induction un couple résistant

($C_{res} = 50 \text{ N.m}$), nous constatons que :

Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (1 N.m) appliqué.

La diminution de flux durant l'application de la charge ce que prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

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

III.7 Bloc simulation de la commande non linéaire du moteur à induction

Le schéma bloc sous simulink de commande non linéaire est présenté par la

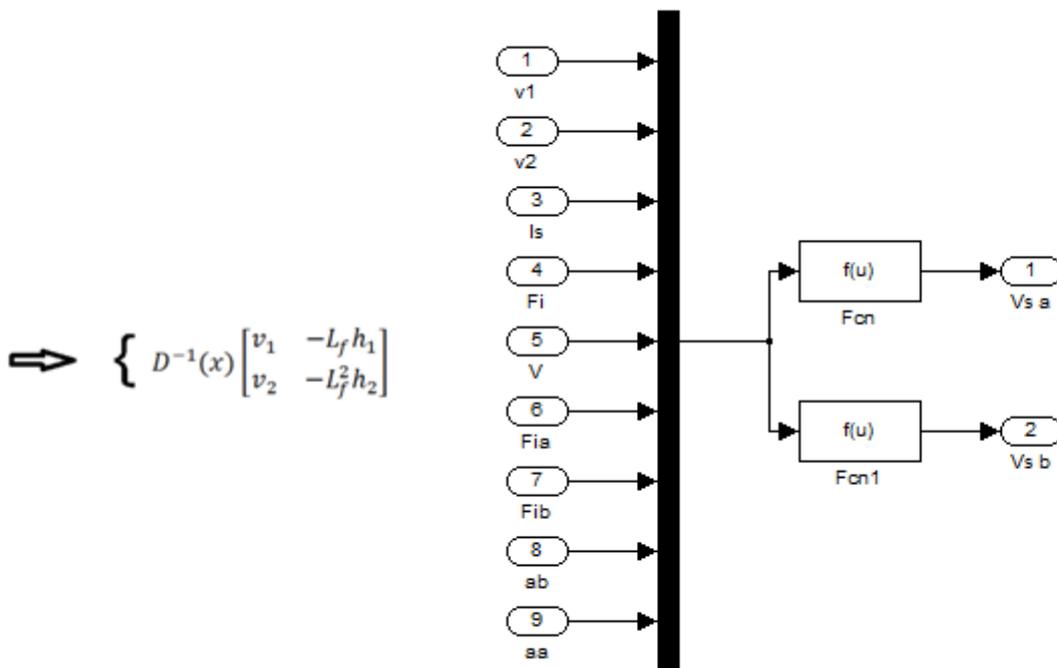


Fig.III.20 Schéma de bloc simulink de commande non linéaire

III.8 Commande non linéaire du moteur à induction

La figure (II.22) représente le schéma de principe de la commande non linéaire indirecte d'un moteur à induction alimentée par un onduleur de tension contrôlé.

Les différentes parties constituant ce schéma sont :

- le bloc du moteur à induction
- le bloc de la commande non linéaire du moteur à induction.
- le bloc MLI et contrôleur

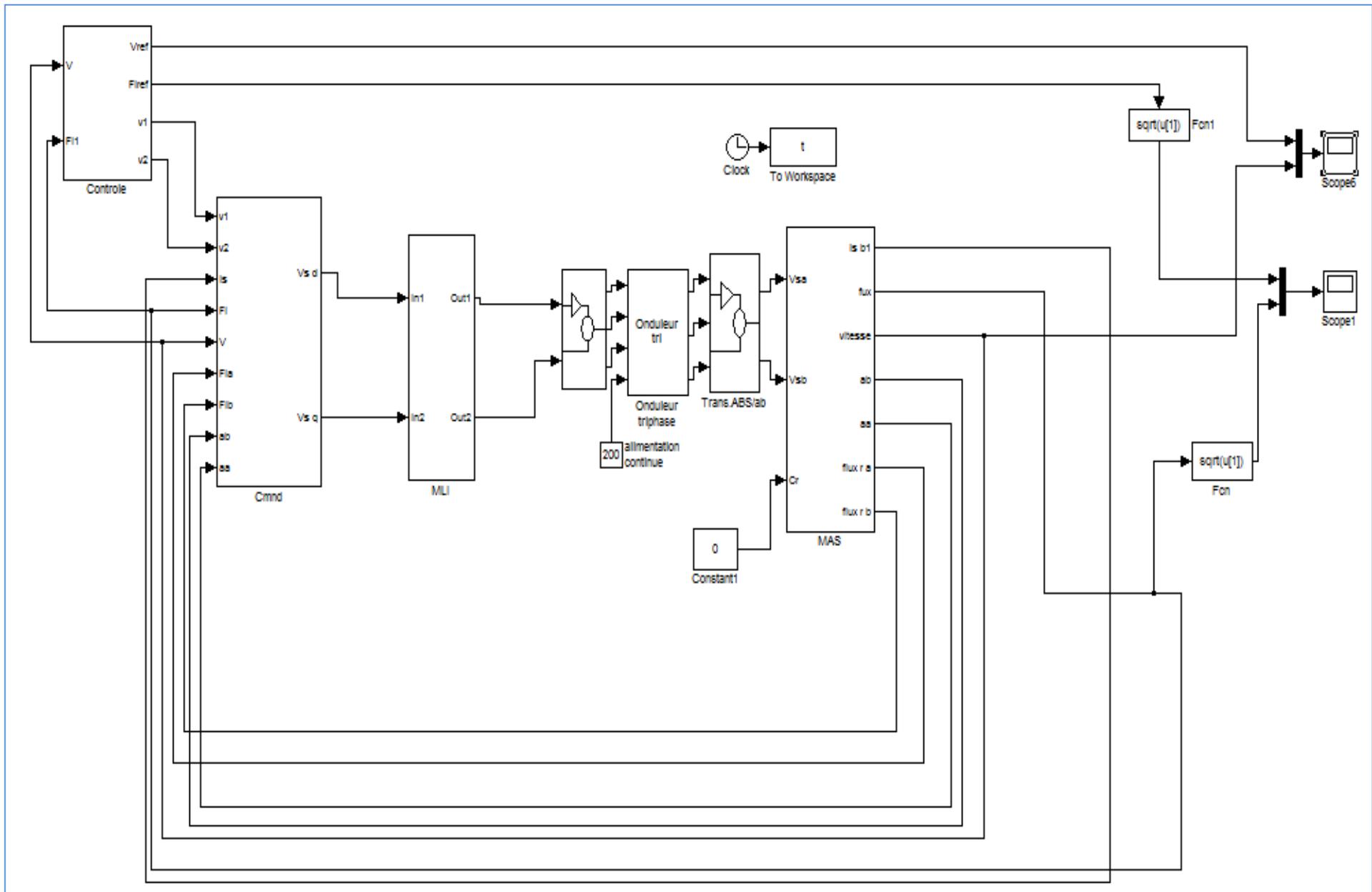


Fig.III.21 Schéma sous simulink Matlab d'une commande non linéaire du MAS

Les figures (fig.III.22) et (fig.III.23) présentent les performances de la commande non linéaire pour des coefficients de réglage $k_a=120000$, $k_{b1}=2000000$ et $k_{b2}=12000$

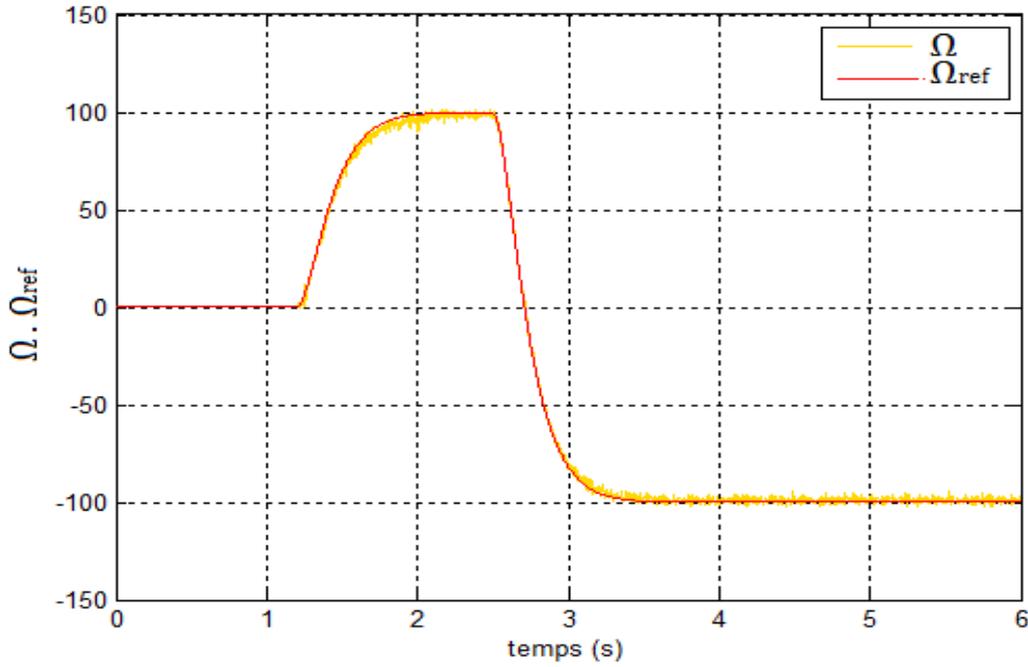


Fig. III .22 Vitesse référence et vitesse

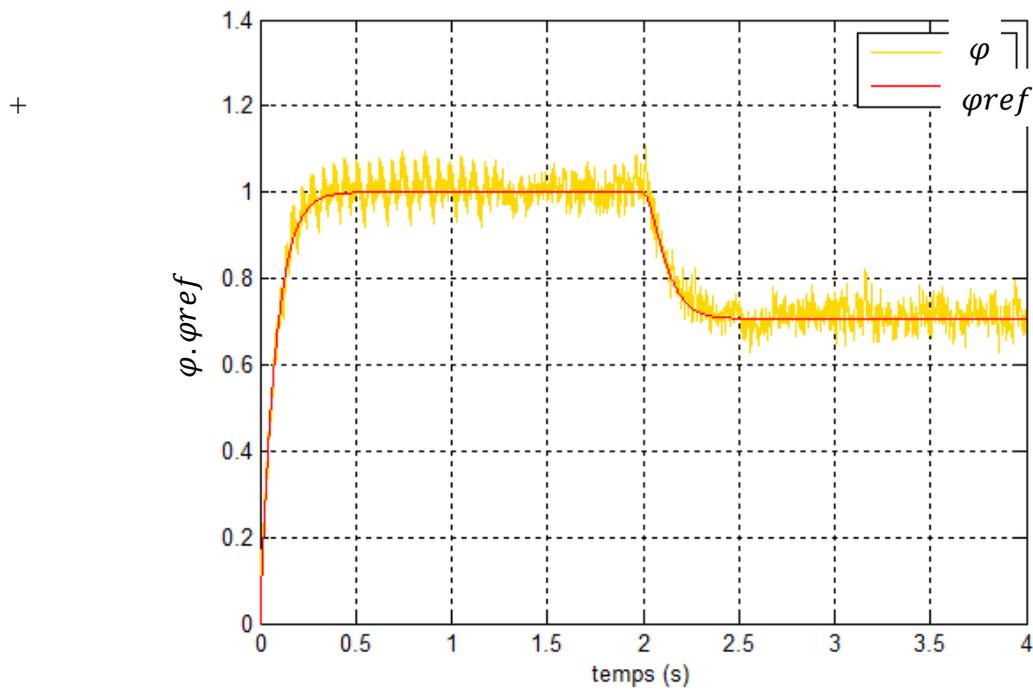


Fig. III.23. Flux référence et flux

Conclusion

Dans ce troisième chapitre on a représenté la commande non linéaire du moteur à induction, avec l'association des comparateurs à hystérésis pour le modèle en courant

Le découplage est assuré entre les deux sorties choisies vitesse et flux comme il a été prouvé par l'application de commande non linéaire sur le module du moteur à induction.

Le système est découplé partiellement ou, il y a une dynamique interne rendue inobservable, donc la commande non linéaire représente un outil efficace pour le découplage entre les variables de sortie.

Mais la commande reste toujours sensible aux variations paramétriques de la machine.

Conclusion

Générale

Conclusion Générale

Conclusion générale

Le travail réalisé dans ce mémoire présente une étude sur l'approche de la commande non linéaire du moteur à induction. Grâce à cette technique de commande on peut réaliser le découplage entre les variables de sortie du modèle de moteur à induction, par conséquent le contrôle du flux et de vitesse sera plus simple. La représentation d'état du système commandé par cette technique se transmet vers une autre représentation d'état par bouclage.

Dans Le premier chapitre, on a présenté le modèle du moteur à induction commandé en tension et le principe de la transformation de Park est appliqué sur ce modèle.

Le deuxième chapitre donne l'application de la commande non linéaire au moteur à induction en utilisant un modèle en tension puis un modèle en courant. L'application de la linéarisation entrée/sortie sur le modèle du moteur à induction a entraîné un changement de variables par bouclage.

Le troisième chapitre illustre simulations et résultats de la commande non linéaire du moteur à induction, Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé.

Bibliographie

Bibliographie

- [I.1] Mr dissa Abdenour, " Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire," thèse de magister, université el hadj lakhbar Batna,
- [I.2] Radouane Bousseksou, " Modélisation analytique des machines asynchrone application au diagnostic ", thèse de Magister, Université Mentouri Constantine, 2007.
- [I.3] Radouane Bousseksou, " Modélisation analytique des machines asynchrone application au diagnostic ", thèse de Magister, Université Mentouri Constantine, 2007.
- [I.4] Akkouchi Kamel, " Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone", thèse de magister, université Badji Mokhtar-Annaba, 2007.
- [I.5] BENDAHA Yesma 'CONTRIBUTION A LA COMMANDE AVEC ET SANS CAPTEUR MECANIQUE D'UN ACTIONNEUR ELECTRIQUE' UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ORAN MOHAMED BOUDIAF 2013
- [I.6] Sadki nour elhouda, " Simulation des défauts statorique d'un moteur a asynchrone ", thèse de master, université kasdi merbah Ouargla ,2015.
- [I.7] Mr Tarek ben Miloud " Commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques", thèse de doctorat, université Mohamed Boudiaf ,2012.
- [I.8] Ben Si Ali Nadia, " Contribution a l'amélioration des performances statiques et dynamiques d'un moteur asynchrone alimente par un convertisseur de fréquence ", thèse docteur, université de Badji Mokhtar Annaba » ,2008.
- [I.9] Carlos Canudas de Wit « Modélisation, Contrôle Vectoriel, et DTC», T1, Hermès Science Publication, Paris, 2000.
- [I.10] Abdelhadi Elbacha Zakaria Boulghasoul, « Electrotechnique Approfondie et Commande des moteurs à induction », Cours, Université Cadi Ayyad, Ecole Nationale des Sciences Appliquées, Marrakech, 2010/2011.
- [I.11] mouad oubidar et sedik bendaoud " Module des sciences appliquées machine synchrone /asynchrone ", université du Québec en Abitibi-Témiscaminque, 2010.

Bibliographie

[I.12] Y.A. Chapuis, D. Roye et S. Courtine, « Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique », J. Phys. III France 5 (1995) p.863-880, Juin 1995.

[I.13] BENDAHA Yesma 'CONTRIBUTION A LA COMMANDE AVEC ET SANS CAPTEUR MECANIQUE D'UN ACTIONNEUR ELECTRIQUE' UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ORAN MOHAMED BOUDIAF 2013

[I.14] Malek Ghanes' OBSERVATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE SANS CAPTEUR MÉCANIQUE' <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00117094v1> Submitted on 30 Nov 2006 (v1), last revised 13 Dec 2007 (v2)

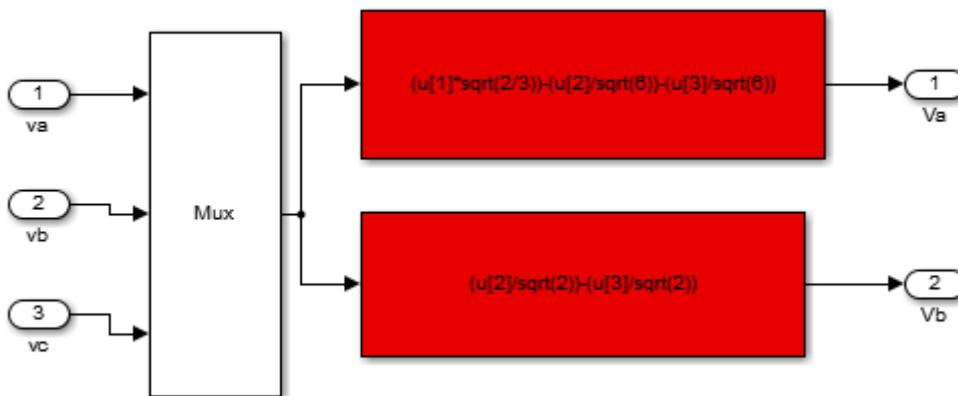
[II.1] Adel Merabet' Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone' L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À CHICOUTIMI COMME EXIGENCE PARTIELLE DU DOCTORAT EN INGÉNIERIE Mai 2007

Annexes

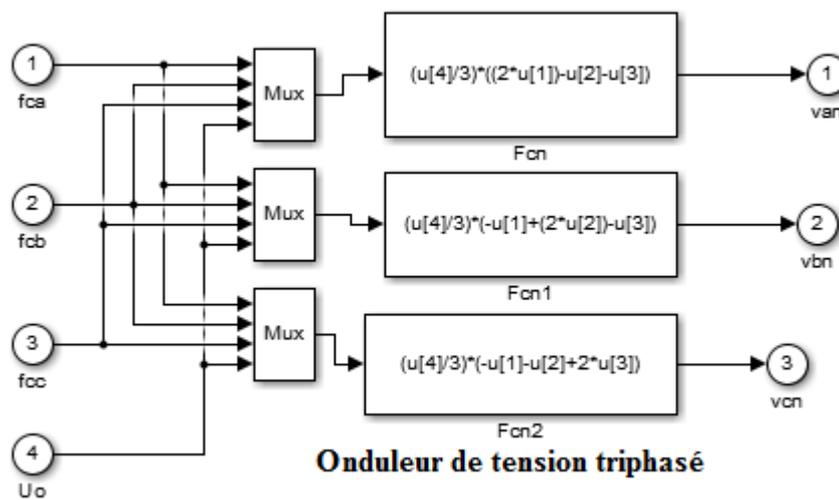
Annexe A

A.1 Modèles simulink

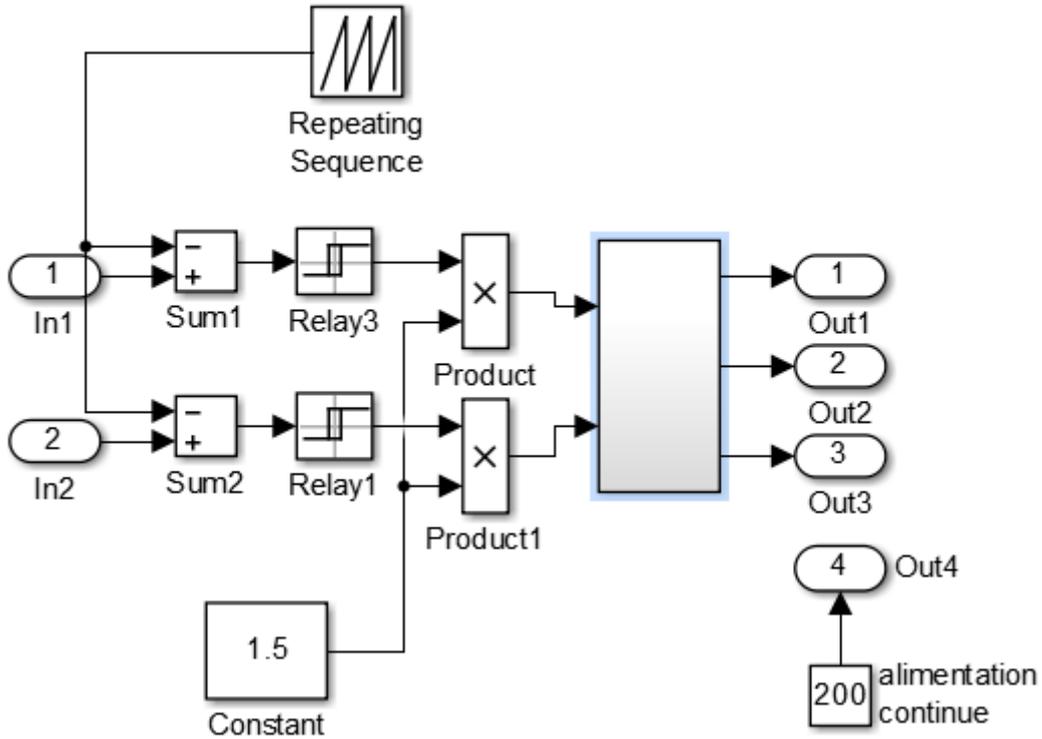
A.2 abc var ab



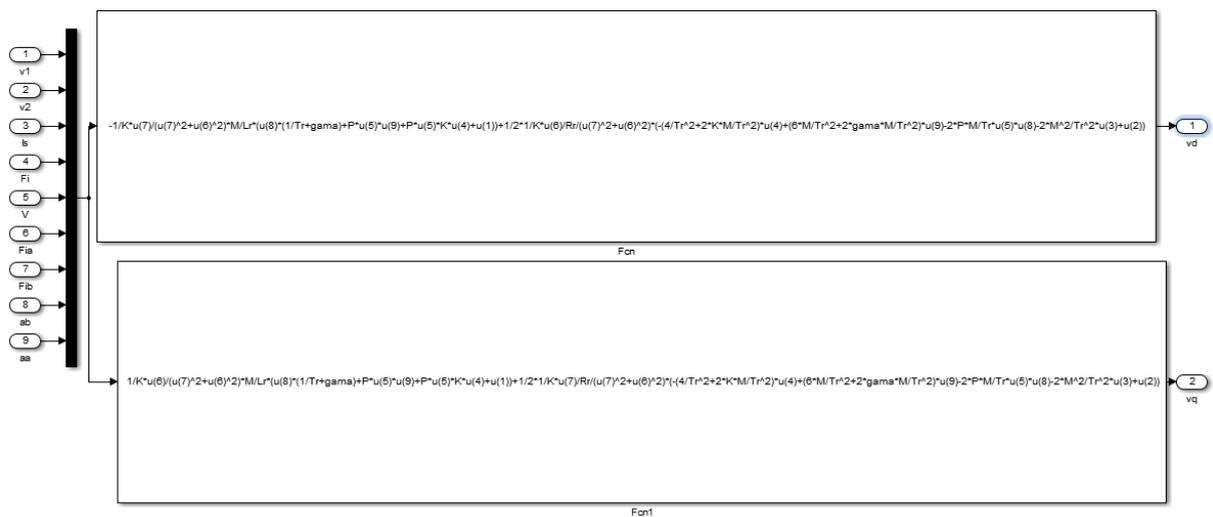
A.3 Onduleur de tension triphasé



A.4 MLI



Commande



A.5 Control

