



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'enseignement Supérieur

et de la Recherche scientifique

Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued



Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Étude

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Thème

Commande Vectorielle d'une Machine à Induction

Réalisé par : Encadré par :

*Alia Salim

* Dr. TIR Zoheir

*GueddaSmail

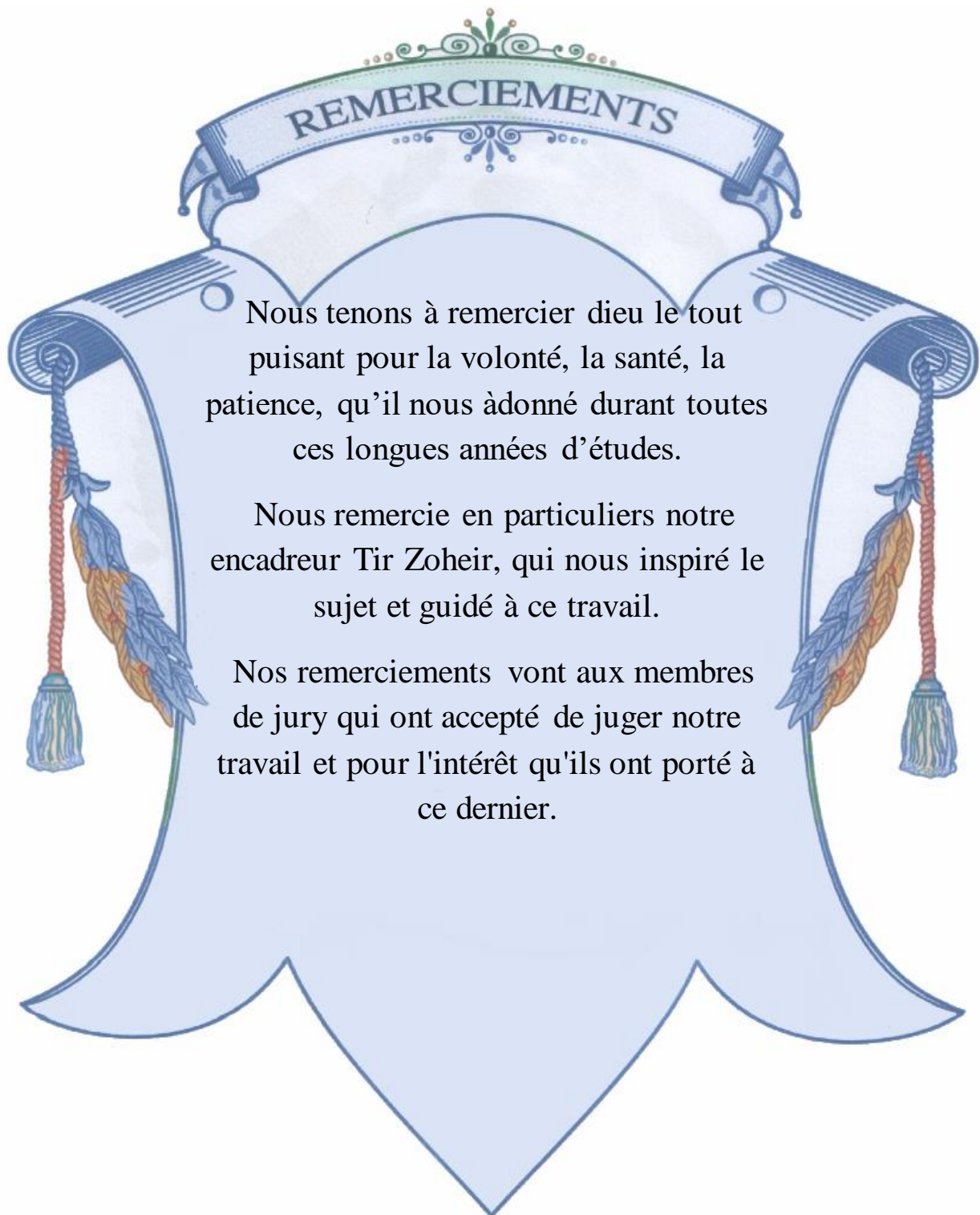
Devant le jury composé de :

Dr . Allal Abderrahim Président

Dr . Serhoud Hicham Examineur

Dr . Tir Zoheir Encadreur

Soutenu en Mai 2018



Sommaire

Introduction générale01

CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone

I-1 Introduction04

I-2 Définition de la machine asynchrone04

I-3 Description de la machine asynchrone triphasée05

I-4 Avantages et inconvénients la machine asynchrone06

I-5 Modélisation de la machine asynchrone06

I-5.1

Hypothèse simplificatrices06

I-5.2 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc07

I-5.3 Équations générales de la machine asynchrone triphasée07

a- Equations électriques07

b- Equation magnétiques09

c- Equations mécaniques 10

I-6 Transformation de Park10

I-6.1 Différents repères.....11

I-6.2 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq11

I-6.3 Equation électrique13

a- Equation de tension13

b- Equation magnétique13

c- Equation mécanique14

I-7 la machine asynchrone alimentée en tension14

I-8 Modèle du moteur asynchrone sous forme d'état14

I-9 Simulation du modèle de la machine asynchrone16

I-9.1 Résultats de la simulation17

I-9.2 Interprétation des résultats de simulation18

I-10 Conclusion19

CHAPITRE II : Modélisation et Simulation du Convertisseur de Fréquence

II.1 Introduction.....	21
II.2 Modélisation de l'alimentation	21
II.3 Modélisation de la redresseuse triphasée double alternance à diodes	22
II-4. Modélisation de filtre	23
II.5. le processus onduleur-machine	24
- Modélisation de l'onduleur de tension	25
II .6 Contrôle des tensions par MLI	26
II.6.1 généralité sur les MLI triphasées	27
II.6.2 les critères de performance	27
- Index de modulation	27
- Harmoniques de courant	27
- Spectre des harmoniques de courant	28
- Ondulation du couple	28
- Pertes à la commutation	28
II.7 Les techniques de commande des onduleurs triphasées	28
II.7.1 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle	29
II.8 Etude de simulation	30
II.8.1 Résultats de simulation à vide	31
II-8.2Interprétation des courbes.....	31
II.8.3 Résultats de simulation avec l'application de la charge	32
II.9 conclusion	33

CHAPITRE III : Commande vectoriel de la machine asynchrone

III-1 Introduction.....	35
III-2 La Commande vectorielle par orientation du flux(CV-OF)	35
III -3 Principe du contrôle par flux oriente	36
III-4Types de la commande vectorielle	40
III-4.1Commande vectorielle directe	40
III-4.2 Commande vectorielle indirecte	40
III-5Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension	41

III-5.1	Expression générale du moteur	41
III-5.2	Système d'équations liées au flux rotorique	41
III-5.3	Découplage entré-sortie	42
III-5.3.1	Découplage par compensation	43
III-6	Regulation	44
III-6.1	Régulation de Courant	45
III-6.1	Régulation De Vitesse	47
III-7	Mode Dé fluxé	47
III-8	Simulation numérique	48
III-9	Présentation des résultants de simulation	49
III-9.1	Simulation avec variation de la vitesse	49
III-9.2	Simulations avec l'inversion de vitesse	50
III-9.3	Simulation avec variation de la charge	51
III-10	Conclusion	53
	Conclusion générale	54

Annexe

Annexe 55

Références bibliographiques

Références bibliographiques 57

Fig I.1 Constitution de La machine asynchrone.....	05
Fig I.2 Représentation schématique d’une machine asynchrone triphasée.....	07
FigI.3 Référentiel tournant d’axes (d– q).....	12
Fig I.4 Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.....	14
Fig I.5 Schéma de simulation de la MAS.	16
Fig I.6 schéma bloc du modèle de la machine asynchrone.....	17
FigI.7 Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage à vide.....	17
Fig I.8 Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage en charge.....	18
Fig II.1 Schéma de principe de l’association convertisseur –machine.....	21
Fig II.2 Représentation de la redresseuse triphasée double alternance à diodes.....	22
Fig II.3 Tension redresséeUch.....	23
Fig II.4 Représentation d’un filtre passe bas.....	23
Fig II.5 Représentation de l’ensemble onduleur MAS.....	24
Fig II.6 principe de la commande enMLI.....	27
Fig II.7 illustration de la MLI sinus-triangle.....	29
Fig II.8 Schéma de simulation de l'onduleur MLI.....	30
Fig II.9 Schéma de simulation de la MAS alimentée en tension avec onduleur.....	30
Fig II.10 Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension.....	31
Fig II.11 Résultats de simulation du démarrage en charge de la MAS alimentée en tension.....	32

Fig III. 1 Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).....	36
Fig III.2 Analogie de la machine asynchrone avec le moteur à courant continu.....	39
Fig III.3 Description des couplages.....	41
Fig III.4 structure de la commande par orientation du flux rotorique.....	42
Fig III.5 Reconstitution des tensions.....	43
Fig III.6 commande par orientation du flux avec découplage entrée sortie.....	44
Fig III.7 Caractéristiques de la réponse des systèmes.....	45
Fig III.8 Boucle de courant après découplage.....	45
Fig III.9 Boucle de régulation de vitesse à structure PI.....	47
Fig III.10 Boucle de régulation de vitesse structure IP.....	47
Fig III.11 Opération en mode défluxé.....	48
Fig III.12 Schéma d'une commande vectorielle directe du flux d'une MAS alimentée en tension.....	49
Fig III.13 Simulation avec variation de vitesse.....	50
Fig III.14 Simulations avec l'inversion de vitesse.....	51
Fig III.15 Simulation avec variation de la charge.....	52

MAS Machine Asynchrone

S, R Indice correspondants au stator et au rotor

A, B, C Indice correspondants aux trois phases du stator

a, b, c Indice correspondants aux trois phases du rotor

d, q Axe correspondants au référentiel lié au champ tournant

θ Angle électrique

$i_{S\alpha}, i_{S\beta}$ Courant statorique dans le référentiel (α, β)

i_{Sd}, i_{Sq} Courant statorique dans le référentiel (d, q)

i_S Courant statorique

i_R Courant rotorique

$v_{S\alpha}, v_{S\beta}$ Tension statorique dans le référentiel (α, β)

v_{Rd}, v_{Rq} Tension statorique dans le référentiel (d, q)

v_S Tension statorique

f_s Fréquence statorique

$\phi_{R\alpha}, \phi_{R\beta}$ Flux rotorique dans le référentiel (α, β)

ϕ_{Rd}, ϕ_{Rq} Flux rotorique dans le référentiel (d, q)

ϕ_R Flux rotorique

ϕ_S Flux statorique

ω_S Vitesse électrique du rotor

ω_R Vitesse électrique du rotor

ω_{gl} Vitesse de glissement

Ω Vitesse mécanique du rotor

P Nombre de paire de pôle

C_e Couple électromagnétique

C_r Couple résistant imposé à l'arbre de la machine

cvof Commande vectorielle par orientation du flux

J Moment d'inertie de la partie tournante

M Inductance cyclique mutuelle stator-rotor

L_S, L_R Inductance cyclique propre statorique et rotorique par phase

R_S, R_R Résistances par phase du stator et du rotor

T_R Constante de temps rotorique

T_S Constante de temps statorique

σ Coefficient de dispersion total

$[P(\theta_{obs})]$ Matrice de PARK

Introduction Générale :

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles. La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse.

De part sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe.

De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone à cage. L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple.[1]

La commande vectorielle a été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté, (Field Oriented Control : FOC). Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances de rotor et du stator.[2]

L'application de la commande vectorielle nécessite l'utilisation de régulateur de flux nécessite un capteur de flux, souvent très onéreux. Son montage dans les systèmes d'entraînement est très délicat et demande beaucoup de précision pour aboutir à des résultats performants. Afin d'éliminer cet handicap, il est nécessaire d'appliquer les techniques de l'automatique, permettant la reconstruction de flux. Ces procédés sont appelés l'estimateur ou l'observateur.[2]

Structure du mémoire

Notre projet est consacré à l'application de la commande vectorielle à la machine asynchrone.

Le mémoire est structuré en trois chapitres comme suit.[3]

- Dans Le premier chapitre, nous allons présenter la modélisation de la Machine à Induction commandée en tension, le modèle adopté est basée sur la transformation de Park, l'application de cette dernière à la machine asynchrone permettra d'avoir un modèle à deux axes représente l'image du modèle triphasé, le modèle sera testé par simulation, et évalué à travers les différents résultats.
- Dans Le deuxième chapitre, nous allons présenter la modélisation du convertisseur de fréquence, en termes de l'onduleur de tension, commandé par MLI, l'association machine-convertisseur sera simulée pour voir les impacts de ce convertisseur sur la machine,
- Le troisième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle indirect par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique [2]
- Finalement, on va clôturée ce travail par une conclusion générale, exposant les différents résultats obtenus.

Chapitre I

Modélisation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction:

Modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS). Dans un premier lieu, on donnera de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (Equations électriques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel, biphasé cette fois. Dans un dernier lieu, on donnera la simulation numérique des différentes grandeurs de la MAS[4]. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent[5].

La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps [6]. Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite «transformation de Park», qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse[3].

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

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

I.2 Définition de la machine asynchrone :

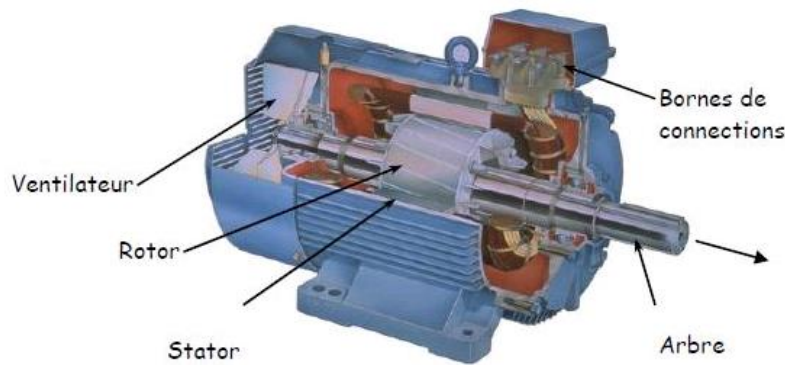
On appelle machine asynchrone toute machine, qui, ayant $(2p)$ pôles et étant reliée à un réseau de fréquence f_s , ne tourne pas exactement à la vitesse asynchrone $(60 f_s / \pi)$. On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir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

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types[7]:

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

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator) f_s [8].

I.3 Description de la machine asynchrone triphasée :



FigI.1 Constitution de La machine asynchrone

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieure de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier [9].

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [10].

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

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{I-1})$$

Avec :

ω_s : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

p : nombre de paires de pôles de la force magnétomotrice résultante.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à Ω_s , et on note : [11]

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

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (\text{I-2})$$

I-4 Avantages et inconvénients la machine asynchrone :

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

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

Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement est en générale ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent. Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

Par contre dans le moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator.

L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier) [12].

I-5 Modélisation de la machine asynchrone:

I-5-1 Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont:

- Les circuits magnétiques sont symétriques.
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- L'entrefer est constant.
- On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants .
- L'effet de l'encochage est négligeable .

- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

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

I.5.2 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc :

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure I.2 et dont les phases sont repérées respectivement par SA, SB, SC. L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases SA et Ra choisis comme axes de référence [9].

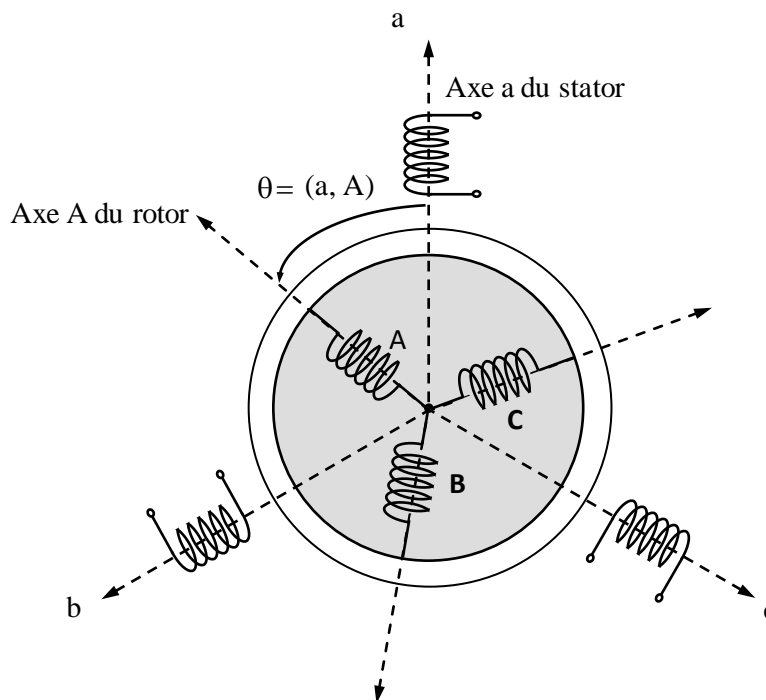


Fig I.2 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I.5.3 Équations générales de la machine asynchrone triphasée :

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont[13]:

a-Équations électriques :

es équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \text{ (I-3)} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \text{ (I-4)} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases}$$

En désignant par:

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Flux totaux à travers ces enroulements.

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions rotoriques

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants rotoriques

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Flux rotoriques

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique

Les équations (I-2) et (I-3) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \text{ (I-5)}$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{s(abc)}] = [R_s][i_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s(abc)}] \text{ (I-6)}$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \text{ (I-7)}$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{r(abc)}] = [R_r][i_{r(abc)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{r(abc)}] \text{ (I-8)}$$

b-Equation magnétiques :

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit :

[14]

Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

Telque:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

On désigne par:

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s M_s M_s \\ M_s l_s M_s \\ M_s M_s l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r M_r M_r \\ M_r l_r M_r \\ M_r M_r l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

Ainsi :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

Avec :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisis comme axes des références.

M : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase

Correspondent du rotor

c-Équations mécaniques :

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire du variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse)

[15] :

$$C_e = P [i_{s(abc)}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{r(abc)}] \quad (\text{I-14})$$

Pour avoir un modèle complet de la machine il nécessite d'introduire l'équation du mouvement de la machine est exprimée comme suivant :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (\text{I-15})$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω_r : Vitesse rotorique.

C_e : Couple électromagnétique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

Les équations (I.4) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.3). Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres.

I-6 Transformation de Park :

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements

équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [16].

I-6.1 Différents repères :

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux [10]:

- 1) Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha - \beta) \rightarrow \omega_{\text{obs}} = 0$.
- 2) Référentiel immobile par rapport au rotor : $(x - y) \rightarrow \omega_{\text{obs}} = \omega_R$.
- 3) Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d - q) \rightarrow \omega_{\text{obs}} = \omega_S$.

Où :

ω_{obs} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

I-6.2 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq:

Du fait de l'existence des termes trigonométriques continus dans la matrice des inductances mutuelles [Msr], les coefficients des équations différentielles sont variables et la résolution analytique du système se heurte à des difficultés pratiquement insurmontables. Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en deux enroulements biphasés orthogonaux dq selon la transformation de PARK. La conversion implique la transformation des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. La figure (I-3) représente la transformation des enroulements réels abc en enroulements orthogonaux d-q [13].

- ♦ Direct selon l'axe (d).
- ♦ Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
 - ♦ Homopolaire (o).

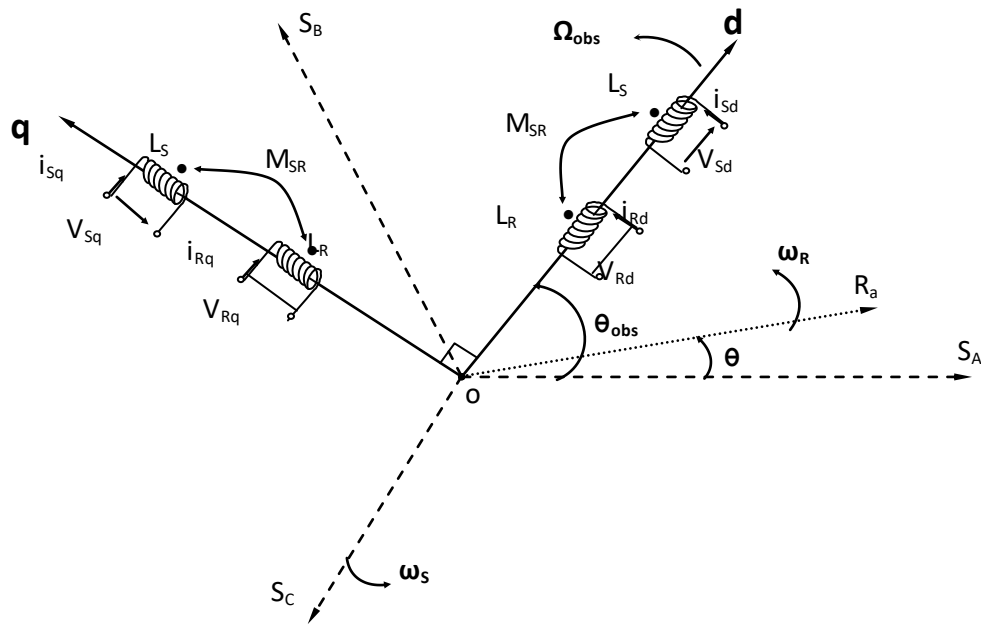


Fig I.3 Référentiel tournant d'axes (d-q).

Où :

$\theta_{obs} = \int \omega_{obs} dt$: est une position quelconque d'observation entre les systèmes d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

La application de la transformation de Park à la machine asynchrone correspond à une transformation des trios bobine (statorique et rotorique) à deux bobine équivalente reprenant les mémés considération ou aspects en terme, de flux, de couple, de courant ou du mois une image qui leur sera parfaitement proportionnelle[3].

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants[5] :

- L'équivalent de tension : $[\mathbf{V}_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][\mathbf{V}_{abc}]$
- L'équivalent de courant : $[\mathbf{i}_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][\mathbf{i}_{abc}]$ (I-16)
- L'équivalent de flux : $[\Phi_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][\Phi_{abc}]$

Ou :

$[P(\theta_{obs})]$: est la matrice de Park

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [\mathbf{V}_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [\mathbf{V}_{dq0}] \\ [\mathbf{i}_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [\mathbf{i}_{dq0}] \\ [\Phi_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [\Phi_{dq0}] \end{cases} \quad (\text{I-17})$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrive alors :

$$[P(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

Le facteur $(\sqrt{\frac{2}{3}})$: est là pour conserver la puissance électrique instantanée[14].

$$[P(\theta_{obs})]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) - \sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) - \sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) - \sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-19})$$

Lorsque l'angle θ_{obs} est attribué à la valeur zéro, la transformation de Park est dite Transformation de Clarke et la matrice de passage s'écrit comme suit:

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-20})$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (I-3)et (I-4), et magnétiques, (I-5), (I-6), permet d'obtenir les équations suivantes:

I-6.3 Equation électrique[17] :

a- Equations des tensions :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sq} \\ \Phi_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{I-21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rq} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-22})$$

b -Equation magnétique :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-23})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-24})$$

Avec:

$L_s = l_s - M, L_r = l_r - M$; Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor

c-Equation mécanique :

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I-9) devient :

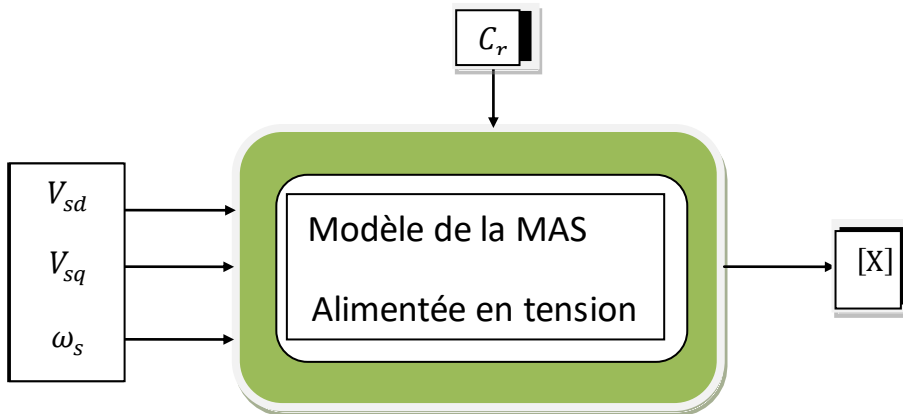
$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sd} - \Phi_{rq} i_{sq})$$

L'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation (I-10).

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r - f \Omega_r$$

I-7 la machine asynchrone alimentée en tension[18] :

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique i_s et le flux rotorique Φ_R comme variables d'état, et la pulsation ω_s et les tensions V_{sd} , V_{sq} , comme grandeur de commande et le couple C_r comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, « Fig. I-4 ».



FigI.4 Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

Le vecteur de sortie $[X]$, peut avoir une des formes des différentes expressions :

$$[X] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \text{ Ou } [X] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \text{ ou } [X] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \text{ ou } [X] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}$$

I-8 Représentation d'état du modèle de la MAS[18]:

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

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \text{ (I-25)}$$

Avec :

$$[X] = [i_{s\alpha} i_{s\beta} \Phi_{s\alpha} \Phi_{s\beta}]^T : \text{Vecteur d'état}$$

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

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

[B] : Matrice du système de commande

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_t}{L_s\sigma}\right)i_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma}\Phi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega\Phi_{r\beta} + \frac{1-\sigma}{L_s\sigma}V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_t}{L_s\sigma}\right)i_{s\beta} + \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma}\Phi_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega\Phi_{r\beta} + \frac{1-\sigma}{L_s\sigma}V_{s\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r}i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r}\Phi_{r\alpha} - \omega\Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{M}{T_r}i_{s\beta} + \omega\Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}\Phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{I-26})$$

Avec :

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$ et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constante de temps statorique et rotorique

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

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_s\sigma} & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma} & -\frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega \\ 0 & -\frac{R_t}{L_s\sigma} & -\frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega & \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r}\omega & \\ 0 & 0 & \frac{M}{T_r} & \omega - \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I-27})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-28})$$

Pour le référentielle lié au champ tournant (d,q), la matrice [A] devient

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_s\sigma} & \omega_s & \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma} & -\frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega \\ -\omega_s & -\frac{R_t}{L_s\sigma} & -\frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega & \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r}(\omega_s - \omega) & \\ 0 & 0 & \frac{M}{T_r}(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I-29})$$

Le couple électromagnétique développé par la machine asynchrone donné par la relation suivante :

$$C_e = \frac{PM}{L_r}(\Phi_{r\alpha}i_{s\beta} - \Phi_{r\beta}i_{s\alpha}) \quad (\text{I-30})$$

Magnétique.

I- 9 Simulation du modèle de la machine asynchrone :

La machine asynchrone est normalement alimentée directement à partir du réseau industriel par un système de tensions triphasées équilibrées.

Dans certaines applications pour les quelles la variation de la vitesse est nécessaire, le moteur sera alimenté par un système de tensions triphasées ou par un système de courants triphasés (injectés) dans les enroulements du stator, par l'intermédiaire d'un convertisseur électronique de puissance placé entre le moteur et le réseau industriel électrique [19].

La figure (I.5) représente le schéma bloc du modèle obtenu, ce dernier sera simulé à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB. Les paramètres de la MAS utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe.

La simulation sera faite dans les deux référentielles (d,q) et (α,β) pour un essai en charge nominale après un démarrage à vide.

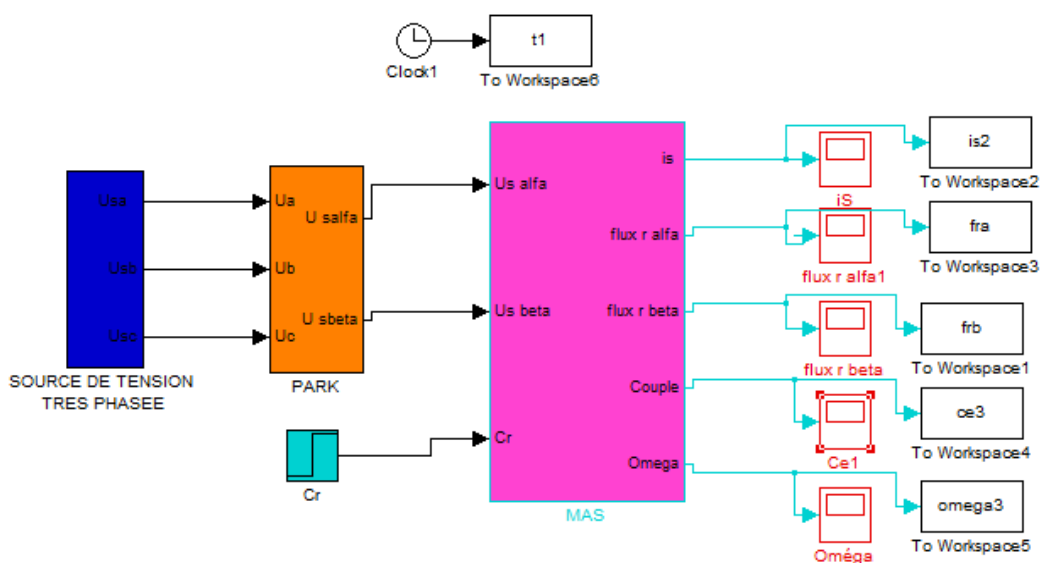
Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes, elles peuvent être présentées comme suite :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{2}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{2}\right) \end{cases} \text{(I-31)}$$

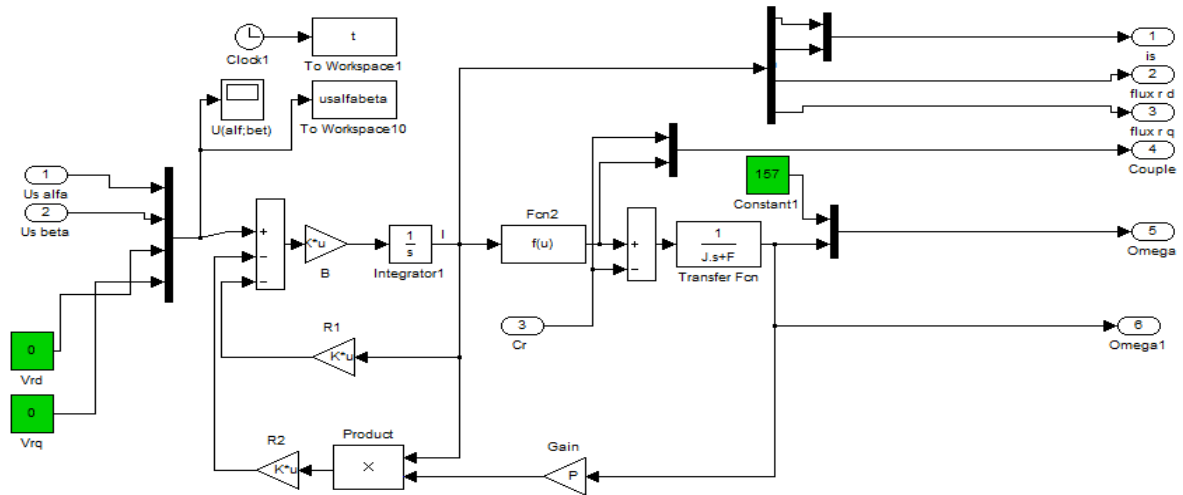
Avec :

V_s : Valeur efficace de tension

ω_s : Pulsation d'alimentation



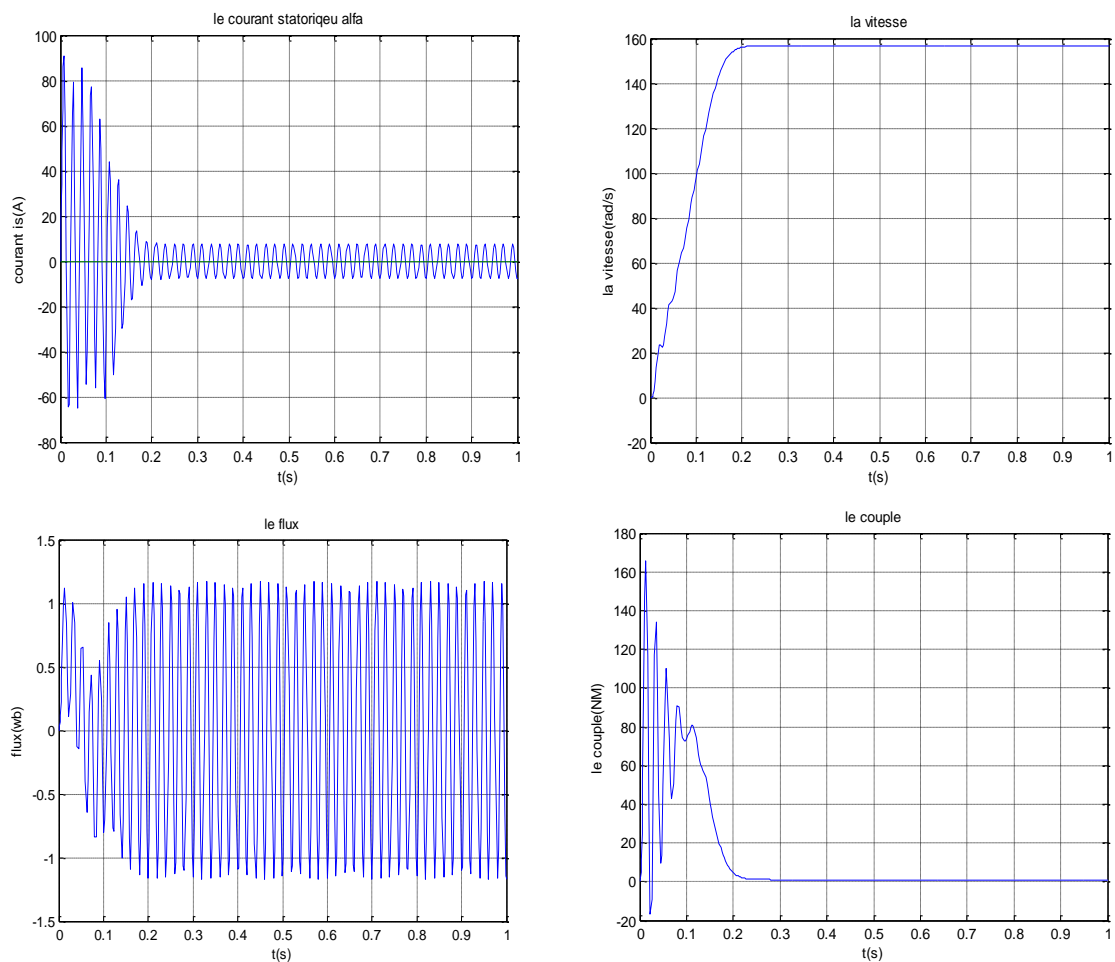
FigI.5 Schéma de simulation de la MAS.



FigI.6 schéma bloc du modèle de la machine asynchrone

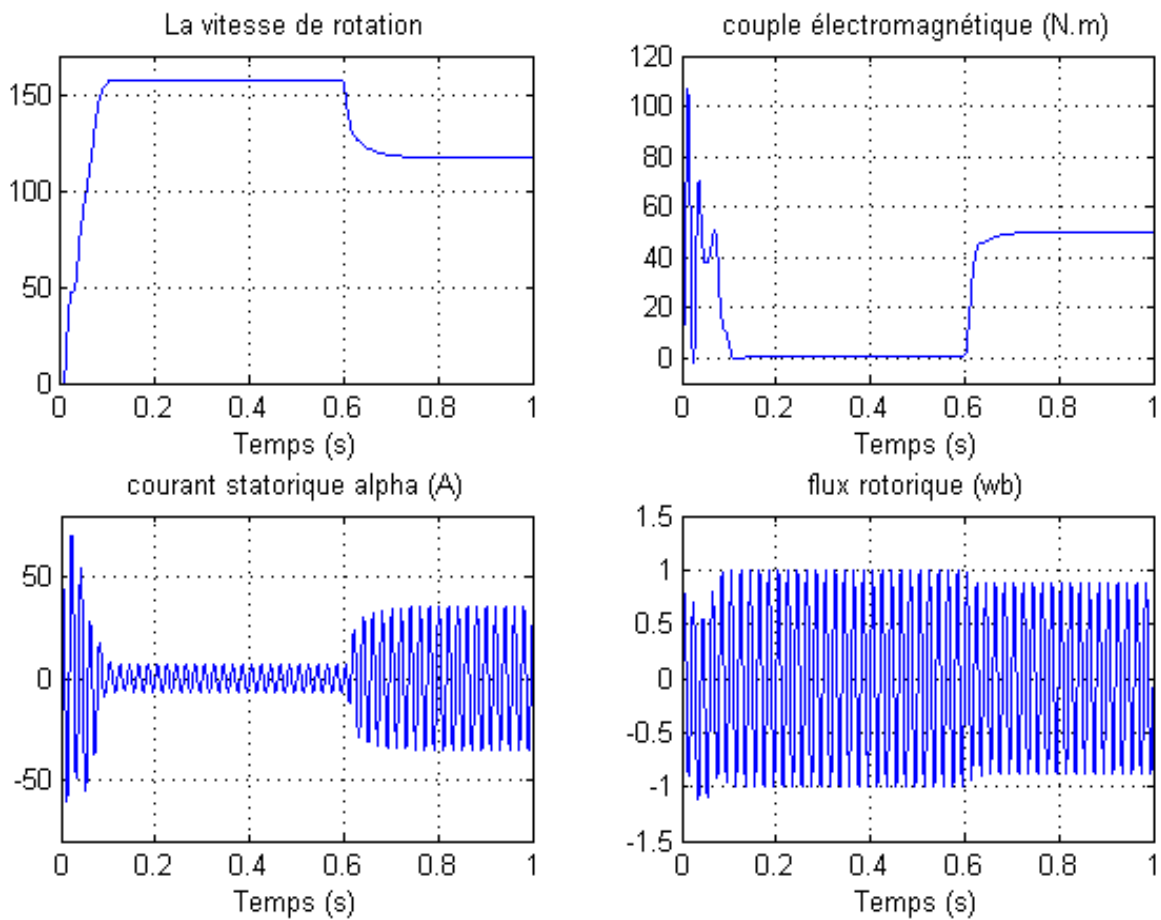
I.9.1 Résultats de la simulation :

- Démarrage à vide :



FigI.7 Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lorsde démarrage à vide

- En charge : ($C_r=20$ N.m)



FigI.8 Résultats de simulation du modèle en tension de la
MAS en charge

I-9-2 Interprétation des résultats de simulation :

Notons que les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe (A). En première étape on va simuler numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation ($C_r=0$).

L'examen des courbes de la figure (I.7) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir:

Aux premiers instants, les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances, le régime

permanent est atteint, ces oscillations peut être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excessives.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présentes aux premier instants de démarrages des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r=20\text{N.m}$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t=0.6\text{s}$) et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (I.8):

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée.

Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluant selon la charge appliquée à l'arbre du moteur

I-10 Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons fait la modélisation de la machine asynchrone cette modélisation basée sur la théorie de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le problème dans le modèle triphasé.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de Park de la machine asynchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Malgré cela, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable.

Chapitre II

Modélisation et simulation du convertisseur defréquence

II.1 Introduction :

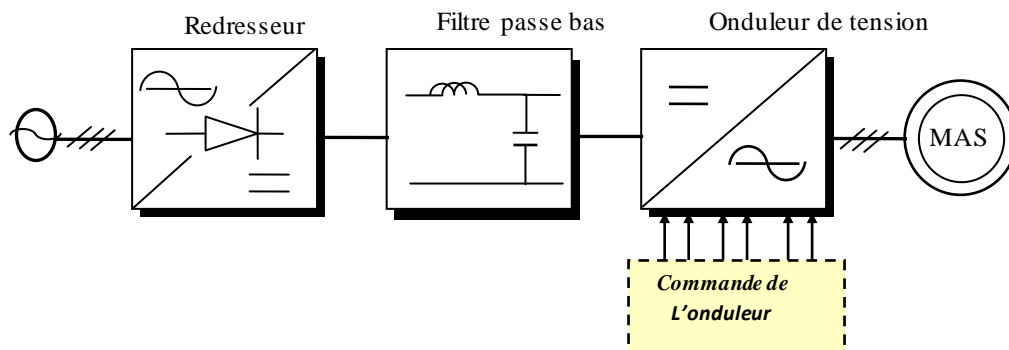
Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Il transforme le signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants, la conception assistée par ordinateur (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques.

Les harmoniques à la sortie du convertisseur causent l'échauffement de la machine ainsi que les pulsations de couple. Par contre, les harmoniques à l'entrée provoquent des perturbations sur le réseau.

Avec la disponibilité des transistors de puissance à coût moindre et le développement des algorithmes MLI, il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur et par conséquent minimiser des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple[3].

II.2 Modélisation de l'alimentation :

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la Fig.II.1 sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir du secteur (220V/380V) via un redresseur à diodes et un filtre LC[19].



FigII.1 Schéma de principe de l'association convertisseur –machine

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

II.3 Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes :

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continu » [20], Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative, il est représenté par la Fig.II.2.

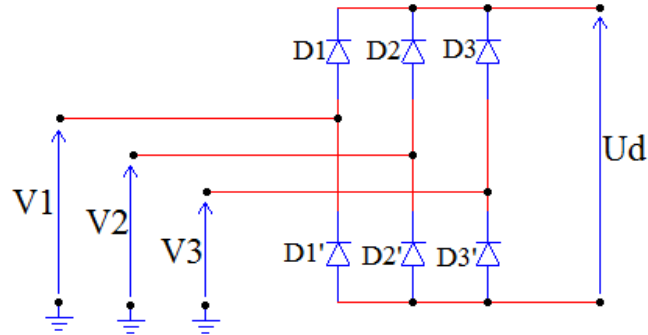


Fig II.2 Représentation de la redresseuse triphasée double alternance à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes ($D1, D2, D3$) à cathode commune assurant l'aller du courant I_d et trois diodes ($D1', D2', D3'$) à anode commune assurant le retour du courant I_d . Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$V1 = V_m \sin(2\pi ft)$$

$$V2 = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{II-1})$$

$$V3 = V_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3})$$

Le pont de Graëtz à diodes triphasé alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. La séquence de conduction des diodes est définie comme suit:

D_i Conduit si $V_i = \max(V_j)$; $j=1,2,3$; $i=1,2,3$.

D'_i Conduit si $V'_i = \max(V_j)$; $j=1,2,3$; $i=1,2,3$.

La tension U_d à la sortie de redresseur est :

$$U_d = V_i - V'_i = \max(V_j) - \min(V_j)$$

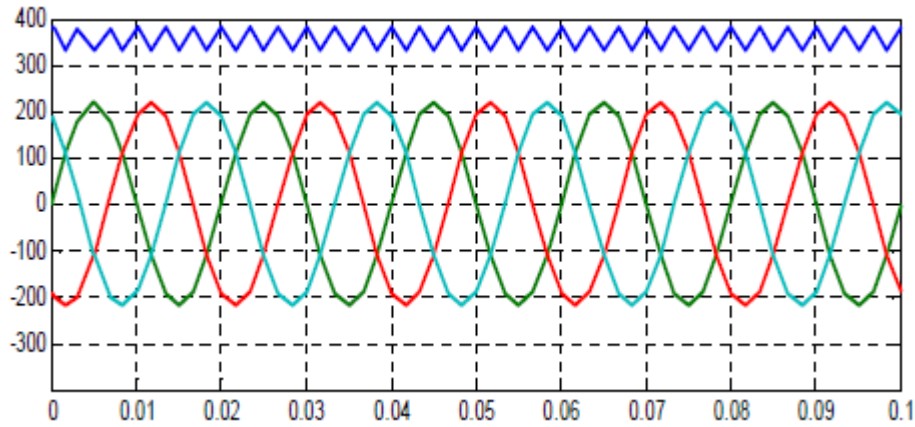


Fig II.3 Tension redressée Uch

Avec :

$D_i; D'_i$: Les diodes en conduction

V_i : La tension à l'anode de D_i

V'_i : La tension à la cathode de D'_i

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$Ud_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \text{ (II-2)}$$

II-4. Modélisation de filtre :

Pour améliorer la qualité de la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C_f , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_d et le courant I , ainsi elle supprime les brusques variations de U_{dc} lors de la commutation, par contre, pour réduire l'ondulation du courant I et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance de courant, on place en série une inductance de lissage L_f (de résistance interne R) l'ensemble L-C constitue un filtre passe bas[21].

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas (LC) pour éliminer les hautes fréquences. Le schéma représentatif est donné par (FigII.4)

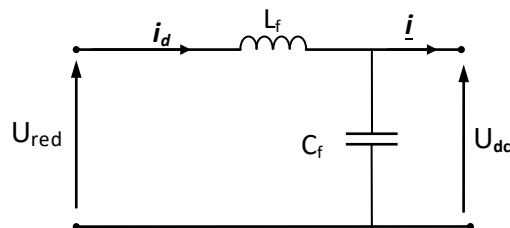


Fig II.4 Représentation d'un filtre passe bas

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant :

$$U_d = L_f \frac{di_d(t)}{dt} + U(t) \quad (\text{II-3})$$

$$\frac{dU(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d(t) - i(t)) \quad (\text{II-4})$$

Les deux équations précédentes, nous donnons la fonction de transfert $F(s)$ du filtre sous la forme :

$$F(S) = \frac{U(S)}{U_d(S)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (\text{II-5})$$

Le rôle de la capacité C_f est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance L_f est de lisser le courant i_d . Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{II-6})$$

II.5. le processus onduleur-machine :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquence variables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz. Après redressement, la tension filtrée U_{dc} est appliquée à l'onduleur.

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la (Fig II.5) Chaque groupe transistor-diode assemblé en parallèles forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation. Bras de commutation

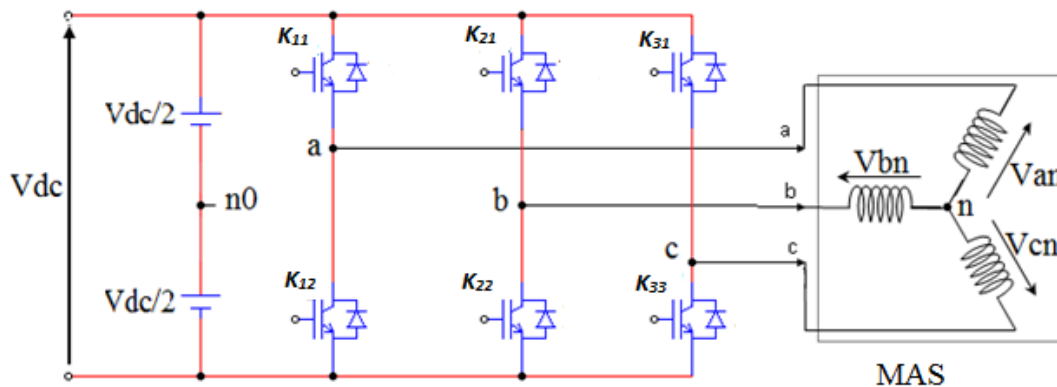


Fig II.5 Représentation de l'ensemble onduleur –MAS

Les couples d'interrupteurs doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors.

* Modélisation de l'onduleur de tension

Les hypothèses simplificatrices :

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

On a, donc :

Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \text{(II-7)}$$

Tel que V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tensions continues. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée. On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \text{(II-8)}$$

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative),

V_{no} : Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « o ».

Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \text{(II-9)}$$

La substitution de (3.22) dans (3.21) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \text{(II-10)}$$

En remplaçant (3.23) dans (3.21), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{3}{2}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{2}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{2}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \text{(II-11)}$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu-alternatif.

$$[V_{AC}] = [T][V_{DC}] \quad (\text{II-12})$$

Telle que :

$$[V_{AC}] = [V_{an} V_{bn} V_{cn}]^T$$

$$[V_{DC}] = [V_{ao} V_{bo} V_{co}]^T$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

Commutation supposée idéale : $S_i = (1 \text{ ou } 0) \{ i=1,2,3 \}$.

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II-13})$$

II .6 Contrôle des tensions par MLI :

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion), qui consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, Fig.II.6.

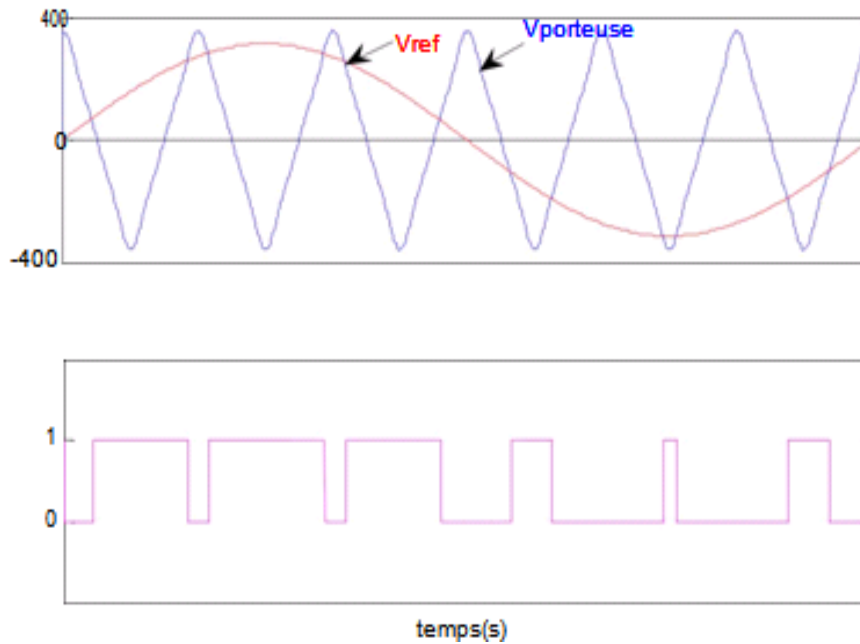


Fig II.6 principe de la commande en MLI

II.6.1 généralité sur les MLI triphasés:

Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités de différentes techniques de MLI.

II.6.2 les critères de performance:

➤ Index de modulation:

L'index de modulation correspond à la valeur normalisée du fondamental V_1 de la tension réalisée par une séquence de MLI. Il est défini par la formule suivant:

$$m = V_1 / V_{1-po}$$

Où, V_1 : est la valeur fondamentale de la tension de l'onduleur.

V_{1-po} : c'est la valeur de tension lorsque l'onduleur fonctionne en plein onde.

➤ Harmoniques de courant:

Les harmoniques de courant sont à l'origine de pertes joules qui représentent une grande partie de pertes de la machine, elles ne permettent pas d'évaluer les performances d'un MLI, puisqu'elles dépendent aussi des impédances de la machine. Pour éliminer cette dépendance, on introduit le facteur de distorsion harmonique qui permet de caractériser la qualité d'une séquence de MLI en termes de

minimisation de distorsion harmonique de courant, indépendamment de la charge connectée à l'onduleur [9].

➤ **Spectre des harmoniques de courant :**

Le spectre harmonique typique des MLI à fréquence de commutation constante présente des raies d'amplitude importante autour de cette fréquence, et de ses multiples. Ceci entraîne des problèmes de bruit acoustique, pouvant être amplifié par des phénomènes de résonances mécaniques. L'analyse par FFT (fast Fourier transformation) du courant ou du tension donne son spectre d'harmonique, qui est une caractéristique plus détaillée que le facteur de distorsion harmonique global.

Pour évaluer et comparer les performances de MLI, le spectre harmonique de courant s'avère être le critère principal.

➤ **Ondulation du couple :**

Les ondulations du couple électromagnétique d'une machine est créée par une séquence de MLI, telles que certaines applications imposent une ondulation du couple faible, parce qu'il existe des MLI optimisées dans ce sens.

➤ **Pertes à la commutation :**

Elles dépendent de la tension U_0 du bus contenu, du courant dans la charge, et la fréquence commutation f_c , c'est pour cela qu'en forte puissance, le nombre de commutations par période du fondamental est faible. Elles dépendent aussi, pour certaines MLI, du facteur de puissance de la charge

II.7 Les techniques de commande des onduleurs triphasés :

Nous allons recevoir dans cette partie les différentes techniques de MLI, Parmi ces techniques, nous trouvons (la MLI sinus- triangle).

II.7.1 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle :

La technique de modulation de la largeur d'impulsions consiste à multiplier le nombre d'impulsions renvoyées aux interrupteurs de l'onduleur.

Ce procédé présente l'avantage de repousser les harmoniques de rangs faibles à des rangs d'ordre plus élevé ce qui facilite leur filtrage. Il permet aussi la variation à la fois de l'amplitude de fondamentale de la tension de sortie et sa fréquence.

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on fait appel à la technique MLI qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection de trois tensions de références sinusoïdales et une tension de modulation triangulaire.

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) correspond à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée.

Cependant, l'essor de la modulation MLI est lié aux progrès du développement des interrupteurs semi conducteurs de puissance, la montée en fréquence de découpage limite la puissance transmise et augmente les pertes par commutation.

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont :

- L'indice de modulation m égale au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence

$$f_r \text{ de la fréquence : } m = \frac{f_p}{f_r}$$

- Le coefficient de réglage en tension r égale au rapport de l'amplitude V_m de la référence à tension crête U_{pm} de la porteuse : $r = V_m / U_{pm}$

La commande triangulaire-sinusoïdale de base, consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou plusieurs ondes de modulation ou porteuses, généralement triangulaire ou en dents de scie, unipolaire ou bipolaire. Cette technique exige une commande séparée pour chaque phase de l'onduleur. La détermination des instants d'ouvertures et de fermeture des interrupteurs est réalisée en temps réel par une électronique de commande analogique ou numérique ou parfois. La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique. [22]

II.8 Etude de simulation:

La simulation numérique de l'association convertisseur statique – MAS est donnée aux figures (II.10) à (II.11).

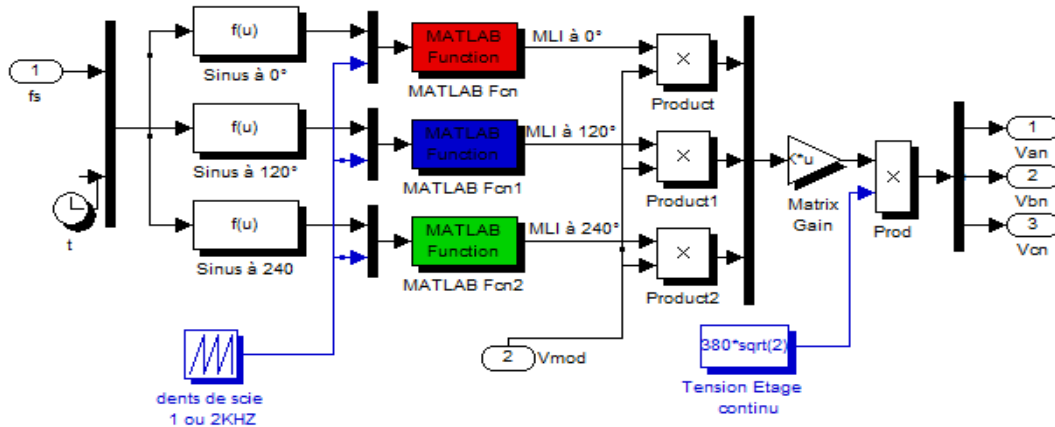


Fig II.8 Schéma de simulation de l'onduleur MLI

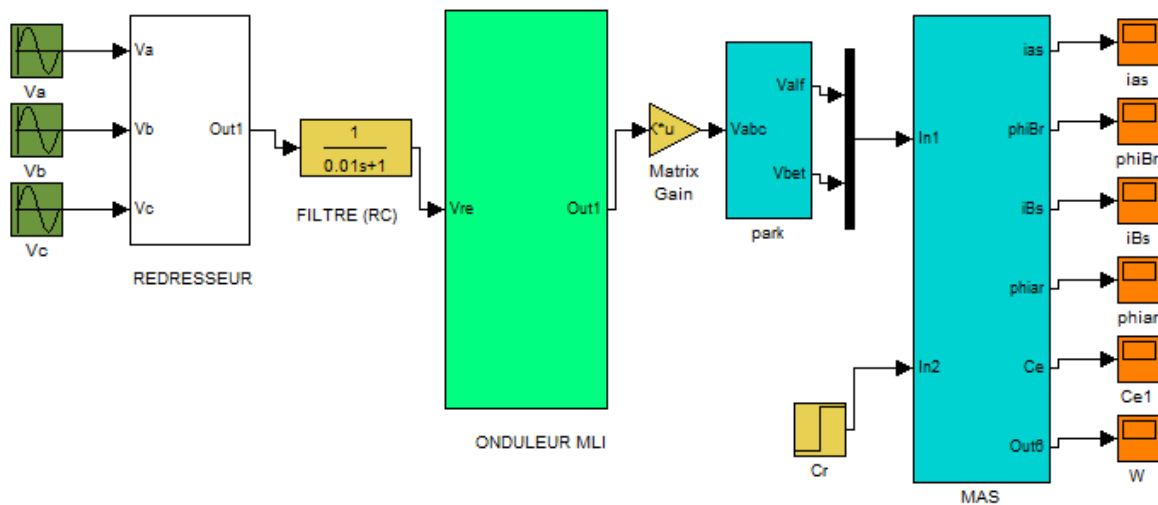


Fig. II.9 Schéma de simulation de la MAS alimentée en tension avec onduleur

II.8.1 Résultats de simulation à vide :

Les résultats suivants sont obtenus à une fréquence de porteuse de $f_c=2\text{kHz}$

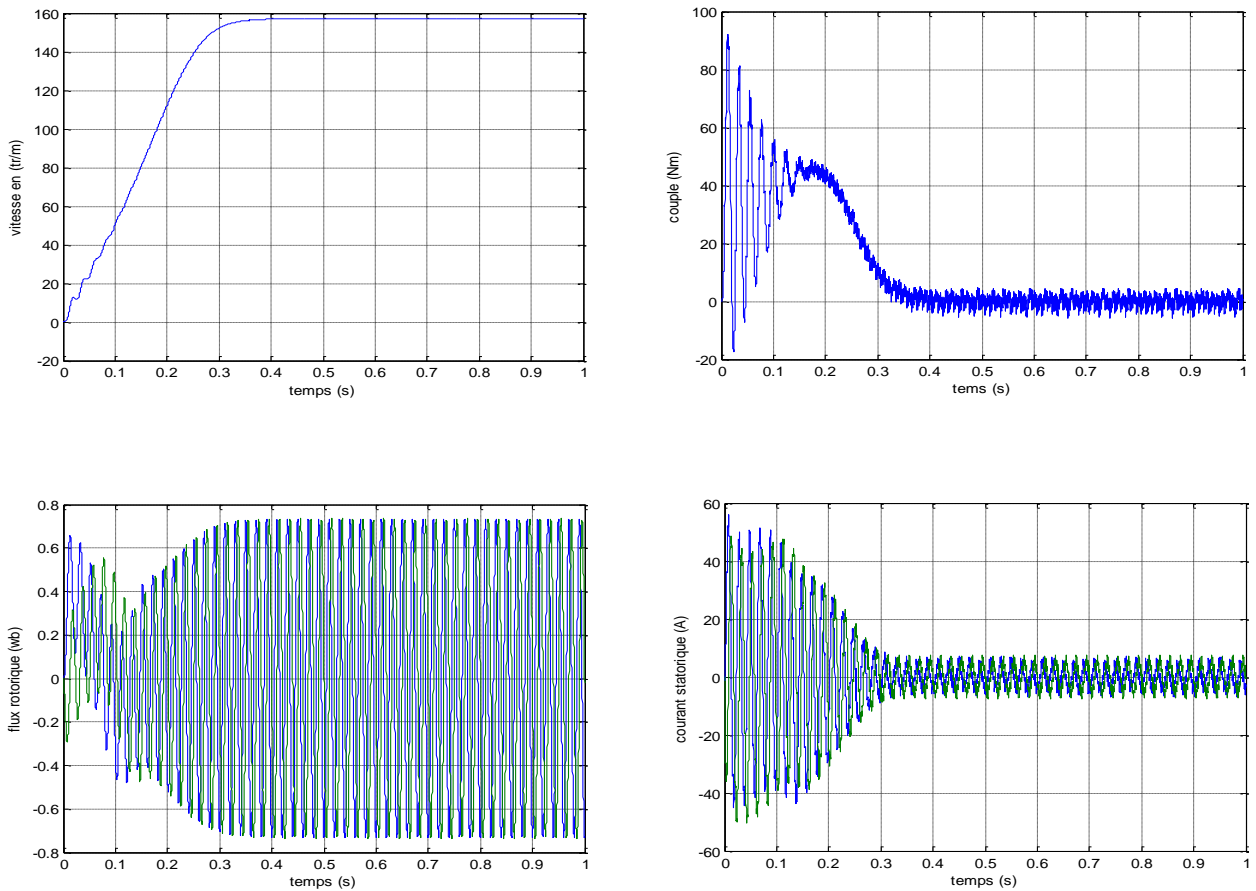


Fig II.10 Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension

II-8.2 Interprétation des courbes :

➤ **Courbe (Ce [Nm]) :**

L'oscillation de couple est l'élément marquant de cet oscillogramme pendant une durée de 0.2 s, puisque le couple nominal du moteur est très inférieur. Il faudra donc prendre garde au dimensionnement du couple mètre utilisé si on ne veut pas le détruire. Après disparition du régime transitoire, le couple tend vers zéro avec beaucoup d'ondulations.

➤ **La vitesse :**

Les oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 157 rad/s après 0.25 avec beaucoup d'ondulations.

➤ **Le courant statorique I_s :**

On reconnaît le classique appel de courant au démarrage égale à 5 fois environ le courant nominal (le courant est mesuré en A) . Après sa disparation, le régime permanent est atteint et il reste le

➤ **Le flux rotorique :**

D'après cette courbe on constate que les ondulations du courant affecte aussi le flux, aussi que le flux passe par une période transitoire ensuite il atteint sa valeur finale suivant une onde sinusoïdale

II.8.3. Résultats de simulation avec l'application de la charge :

La fréquence de porteuse est $f_c = 2kHz$ avec l'application de la charge :

On a appliquer une charge de 25 Nm et une fréquence de 2kHz , cette dernière provoque une diminution de vitesse et en flux et une augmentation dans le courant statorique et le couple garde sa valeur permanent avec des ondulations à cause de pollution harmonique.

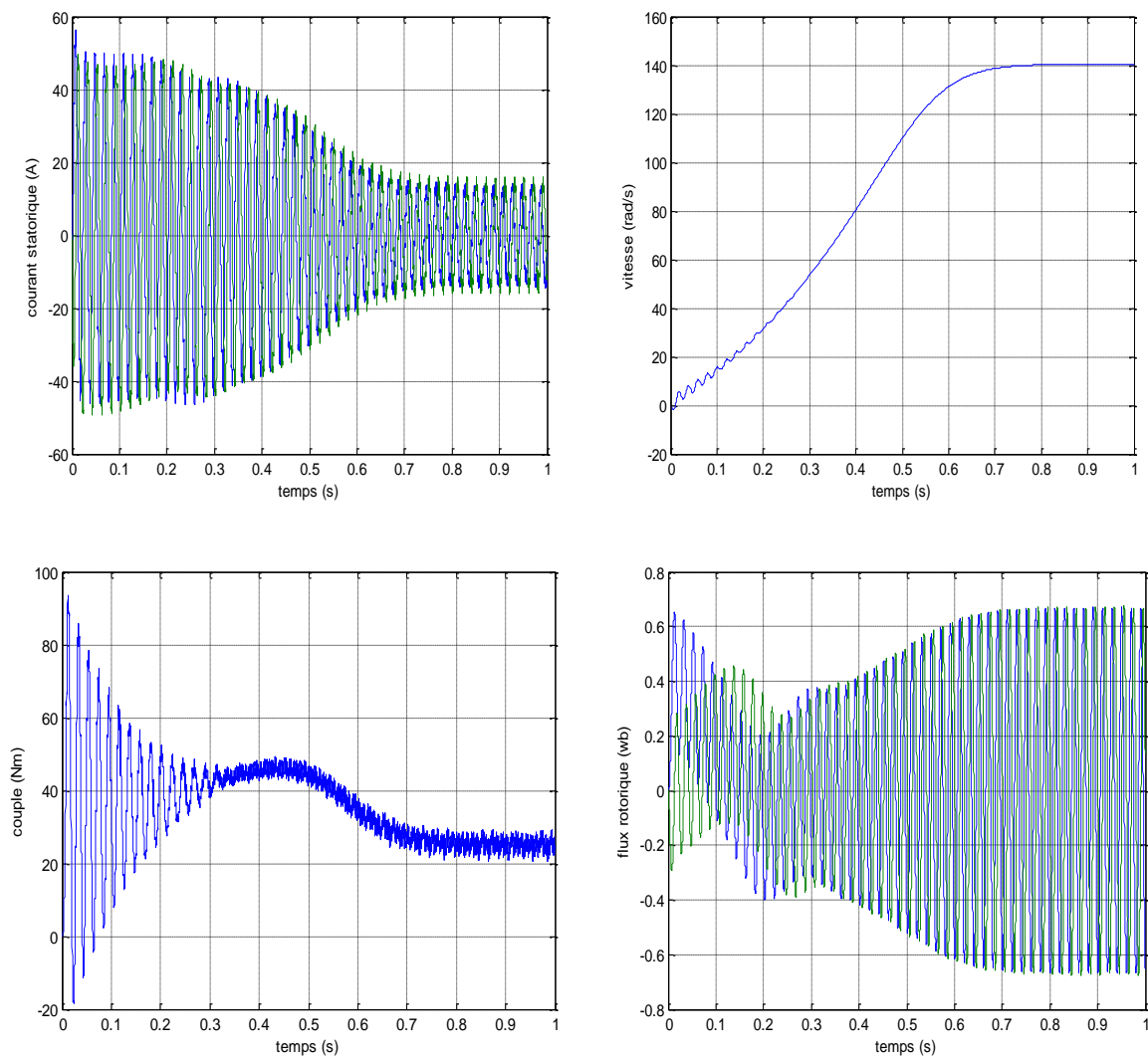


Fig II.11 Résultats de simulation du démarrage en charge de la MAS alimentée en tension

Pour la figure II.8 on appliqué une charge de 25 Nm et une fréquence de commutation de 2 KHz, cette dernière provoque une diminution en vitesse, en flux et une augmentation dans le courant statorique, avec un couple qui tend vers sa valeur finale de 25 Nm avec des ondulations à cause de la pollution harmonique.

II-9 conclusion

Dans ce chapitre est consacré pour la modélisation du convertisseur de fréquence, qui est représenté par l'onduleur de tension, commandé par une MLI naturelle. L'association machine-convertisseur est simulée avec alimentation en tension pour mettre en évidence les impacts de ce convertisseur sur la machine, avec l'utilisation des différentes fréquences dans le cadre de la MLI naturelle

Chapitre III

Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone

III.1 Introduction:

Une véritable mutation de l'industrie mondiale imposée par la robotisation de plus en plus intense fait appel aux variateurs de vitesse avec des machines à courant alternatif [23].

A l'heure actuelle, le moteur asynchrone, de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue synchrone couvrant ainsi une plage de puissance de quelque watts jusqu'à quelques mégawatts.

Ces dernières décennies, les recherches universitaires et industrielles se sont orientées afin d'aboutir à un contrôle du variateur asynchrone équivalent à celui d'un moteur à courant continu. Dans ce contrôle, le flux et le couple sont, deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment, idée mise en existence par BLASCHKE en 1971 sous le nom « commande vectorielle », et propulsée par le développement spectaculaire de la micro-informatique et de l'électronique de puissance [24].

Le but de ce chapitre est de présenter les orientations du flux dans une machine asynchrone triphasé commandée en tension. La simulation à été faite pour l'orientation du flux rotorique seulement, pour une machine alimentée en tension.

III.2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF):

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine[2].

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée[2].

Commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d, q». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d, q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (III.1) [25].

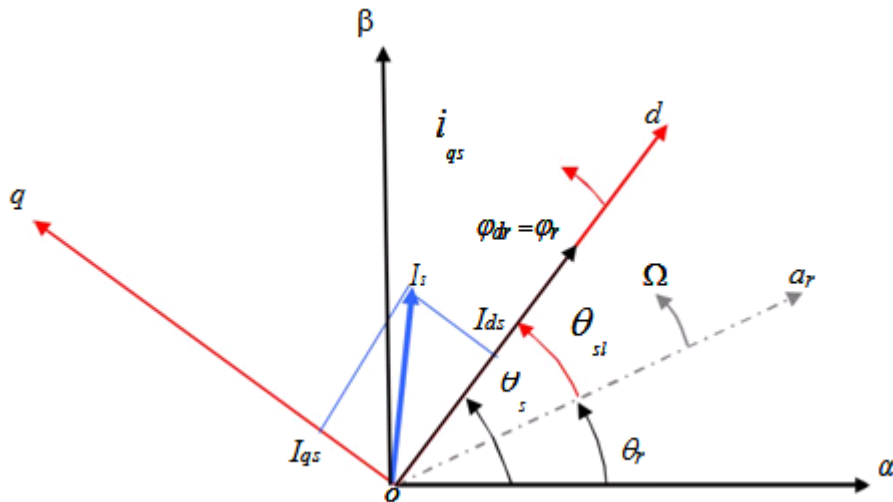


Fig III. 1 Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)[26]

Choix d'orientation de flux:

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

* $\Phi_{rq} = 0$ et $\Phi_r = \Phi_{rd}$: c'est le flux rotorique qui orienté.

* $\Phi_{sd} = 0$ et $\Phi_s = \Phi_{sq}$: c'est le flux statorique qui orienté.

* $\Phi_{mq} = 0$ et $\Phi_m = \Phi_{md}$: c'est le flux d'entrefer qui orienté.

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique. [25]

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

III.3 Principe du contrôle par flux orienté

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe «d» d'une référence solide au champ tournant de vitesse (ω_s), donc on peut remarquer les propriétés suivantes[2]:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle. ($\Phi_{rq} = 0$)
- L'axe «d» est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique. ($\overline{\Phi_r} = \Phi_{rd}$)

- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant. ($\Phi_r = cst \rightarrow i_{rd} = 0$)

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \Phi_s + j\omega_s \Phi_s \\ 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \rightarrow \bar{i}_r = \frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M \bar{i}_s}{L_r} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Avec : $\bar{X} = X_d + jX_q$ (\bar{X} représente le flux, les courants et les tensions)

Pour écrire le modèle de la MAS avec l'état $(\bar{i}_s, \bar{\Phi}_r)$ on réalise les changements suivants :

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + \frac{M \bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M^2}{L_r} \bar{i}_s = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right) \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \quad (\text{III.3})$$

$$\bar{\Phi}_s = \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \quad (\text{III.4})$$

(III.4) dans l'équation de la tension statorique et (III.5) dans l'équation de la tension de la tension rotorique donne :

$$\bar{i}_r = \frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M \bar{i}_s}{L_r} \quad (\text{III.5})$$

$$\begin{cases} V_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \right) + j\omega_s \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \right) \\ 0 = R_r \left(\frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M \bar{i}_s}{L_r} \right) + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \bar{i}_s + \left(\frac{R_r}{L_r} + j\omega_r \right) \bar{\Phi}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r \quad (\text{III.7})$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \bar{i}_s + \left(\frac{R_r}{L_r} + j\omega_r + S \right) \bar{\Phi}_r ; \bar{\Phi}_r = \Phi_{dr} \quad (\text{III.8})$$

On décompose l'équation en partie réelle et imaginaire, on aura :

$$\begin{cases} 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{ds} + \left(\frac{R_r}{L_r} + S\right) \bar{\Phi}_r \\ 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{qs} + \omega_r \bar{\Phi}_r \rightarrow i_{qs} = \frac{\omega_r L_r}{R_r M} \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{S + \frac{R_r}{L_r}}{\frac{MR_r}{L_r}} \bar{\Phi}_r = \frac{S + \frac{1}{T_r}}{\frac{M}{T_r}} \bar{\Phi}_r = \frac{T_r S + 1}{M} \bar{\Phi}_r \\ i_{qs} = \frac{T_r \omega_r}{M} \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

La relation de i_{ds} signifie que dans le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) à flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante directe du courant statorique i_{ds} moyennant une dynamique du premier ordre avec la constante de temps T_r

$$\bar{V}_r = 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (\text{III.11})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} = 0 & (1) \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} = 0 & (2) \end{cases}$$

$$(1) \rightarrow 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \quad (\text{III.12})$$

$$\Phi_{dr} = cte \rightarrow \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = 0 \quad (\text{III.13})$$

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{cases} \Phi_{qr} = 0 \\ \Phi_{dr} = \Phi_r = cst \\ i_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

On remplace ce système dans les équations des flux, on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_r = M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{rq} + M i_{qs} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

A partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (\text{III.16})$$

On remplace le système (III.14) dans la formule de couple électromagnétique on aura :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{sq} \text{ (III.17)}$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = K_2 i_{sd} i_{sq} \text{ (III.18)}$$

Avec :

$$K_2 = \frac{PM^2}{L_r} \text{ (III.19)}$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. La figure (III.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone[2].

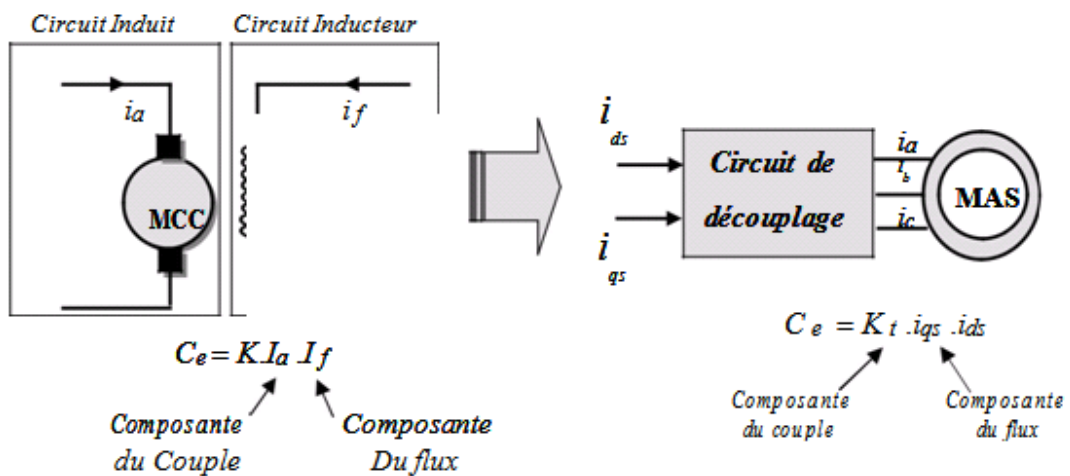


Fig III.2 Analogie de la machine asynchrone avec le moteur à courant continu[26]

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante [27] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega = P\Omega_r + \omega$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$

III.4.Types de la commande vectorielle:

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui à été développé par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K.Hasse[2].

III.4.1.Commande vectorielle directe:

Pour déterminer le position et la norme du flux (contrôler par contre réaction) il faut utiliser les capteurs à effet HALL placés sur les dents de stator (ceci nécessite des moteur spéciaux), ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que les vibrations et. Les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:

- La non fiabilité de la mesure du flux

- problème de filtrage du signal mesuré.

- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

- Le coût de production élevé (capteurs+filtre) [28].

Afin de pouvoir utiliser une machine standard les capteurs de flux doivent être remplacés par estimateur de flux.

Nous appliquons la commande vectorielle directe à la machine asynchrone alimentée en tension avec convertisseur.

III.4.2 Commande vectorielle indirecte:

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

- *Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

*Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [29].

III.5 .Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension:

III.5.1. Expression générale du moteur[30] :

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axes (d,q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction de Φ_r [31]. Le flux Φ_r étant orienté sur l'axe d, l'équation d'état $[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$ nous permet d'exprimer V_{ds} et V_{qs} , Φ_r et ω_s avec $\Phi_{rq} = 0$ et $\overline{\Phi_{rd}} = 0$:

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r^2} R_r \Phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r^2} P \Omega \Phi_r \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{sd} \\ \omega_s = P \Omega + \frac{M i_{sq}}{T_r \Phi_r} \end{cases} \quad \text{(III.20)}$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des moteurs asynchrones alimentés en tension mais V_{sd} et V_{sq} influent à la fois sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple (Figure III.3). Il est donc nécessaire de réaliser un découplage[30].

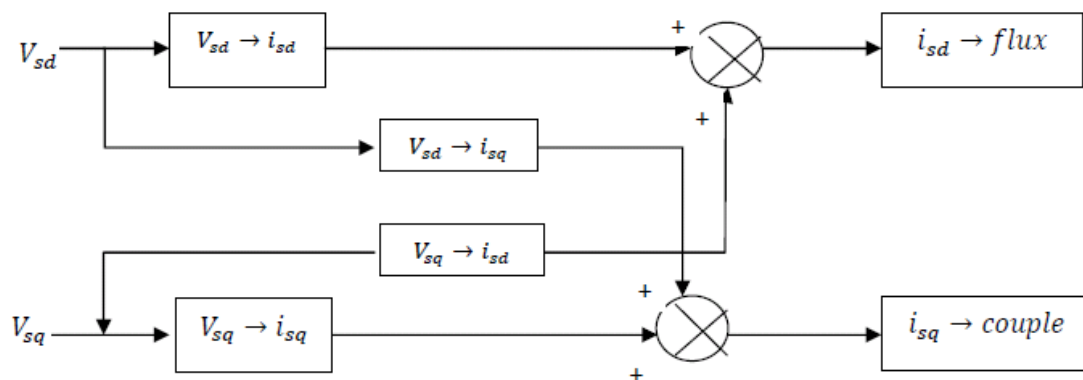


Fig III.3 Description des couplages[30].

III.5.2 Système d'équations liées au flux rotorique:

Les équations(III.20), munies de la contrainte ($\dot{\Phi}_{rq}=0$) se simplifient:

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (\text{III. 21})$$

$$V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r \quad (\text{III. 22})$$

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} \quad (\text{III. 23})$$

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{III. 24})$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \quad (\text{III. 25})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (\text{III. 26})$$

Les équations (III.23) et (III.24) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux, i_{sd} et le courant producteur du couple i_{sq} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple. La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (III.23), (III.24) et (III.25). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la fig(III.4).

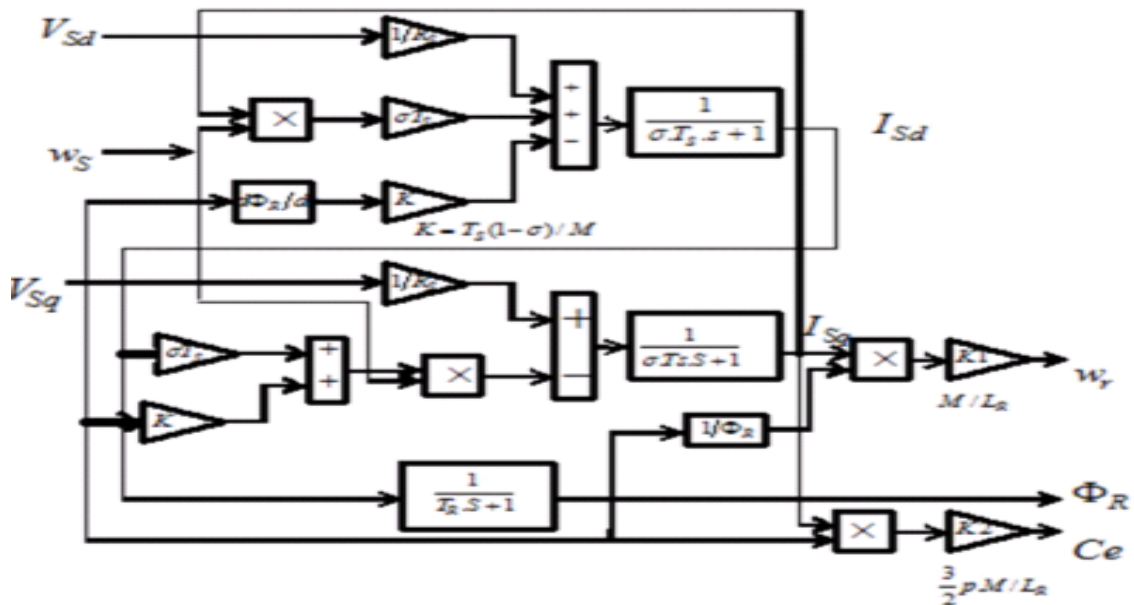


Fig III.4 structure de la commande par orientation du flux rotorique[2]

III.5.3 Découplage entré-sortie:

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation [23].

III.5.3.1 Découplage par compensation:

Définissons deux nouvelles variables de commande V_{sd}^* et V_{sq}^* telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd}^* - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq}^* - e_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r^2} R_r \Phi_r \\ e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{M}{L_r^2} P \Omega \Phi_r \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstitué a partir des tensions V_{sd}^* et V_{sq}^* (Figure III.5)

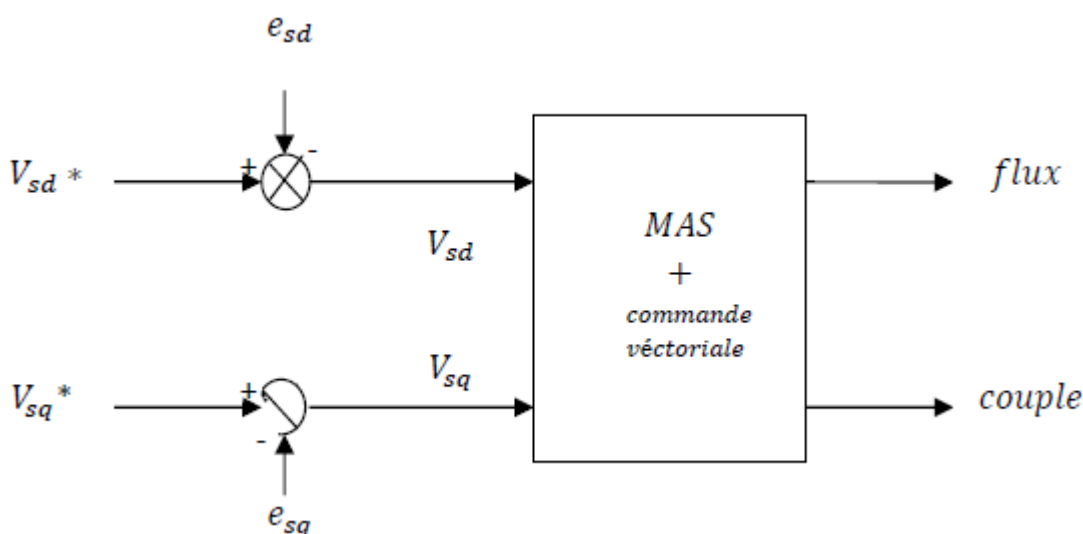


Fig III.5 Reconstitution des tensions[40]

La Fig. (III.6) donne le schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique avec un découplage entrée sortie.

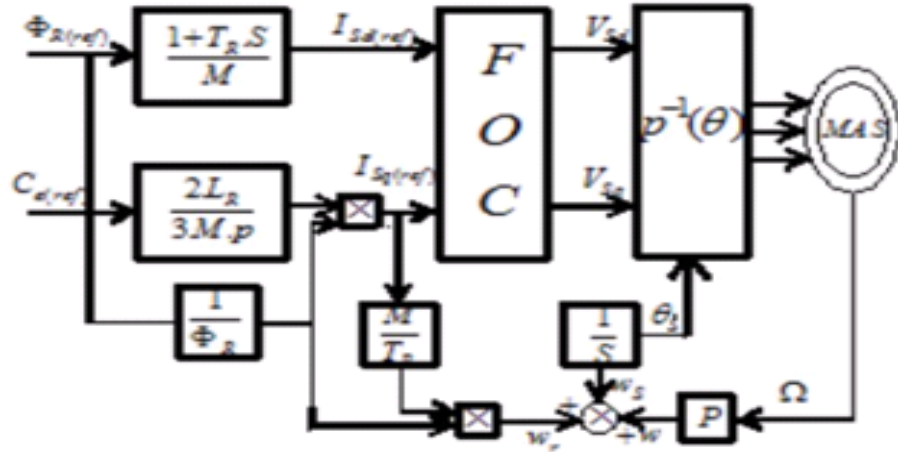


Fig III.6 commande par orientation du flux avec découplage entrée sortie[2]

III.6 Régulation:

L'objectif de la commande, en général, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis [26], [32], [33]; à savoir :

- Précision en poursuite.
- Précision en régulation :
 - Temps de montée.
 - Temps de réponse.
 - Dépassement.
 - Stabilité.
- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie)
- Sensibilité à la variation de paramètres.

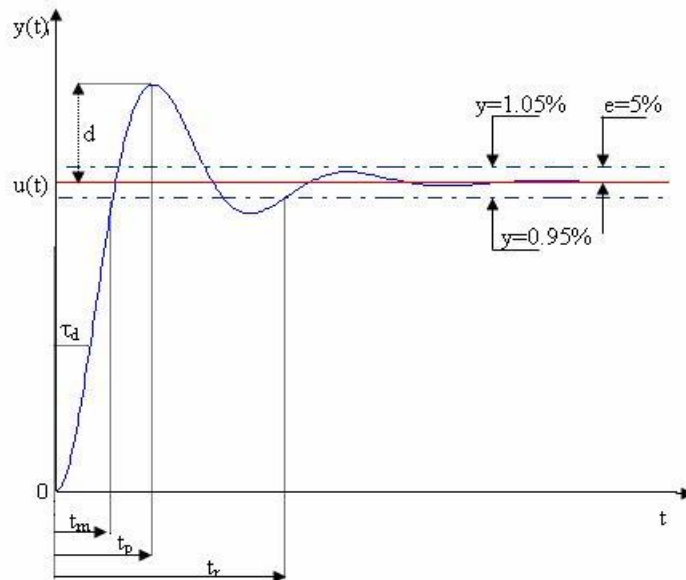


Fig III.7 Caractéristiques de la réponse des systèmes.

A partir de ce point, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser les régulateurs type proportionnel et intégral PI dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander[34].

III.6.1 Régulation de Courant :

Du découplage proposé à la figure (III.8), on aboutit au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.

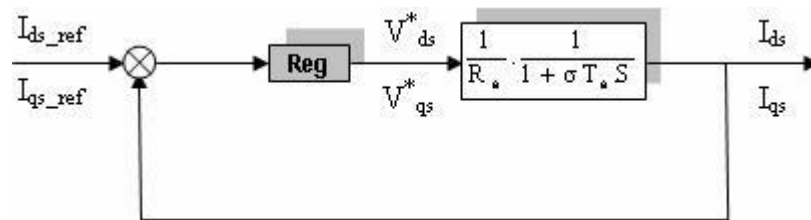


Fig III.8 Boucle de courant après découplage.

Chaque boucle de courant est dotée d'un régulateur proportionnel intégral (PI) classique, il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et sa propre consigne[35],[36].

Le régulateur PI (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I. La fonction du régulateur PI en continue est :

$$c(t) = k_p \left(\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau \right) \text{(III.29)}$$

La fonction de transfert en S est :

$$C(S) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i S} \right) = k_p + \frac{k_i}{S} \text{(III.30)}$$

Avec k_p : constante de proportionnalité

$k_i = \frac{k_p}{T_i}$: constante d'intégration, T_i : constante de temps d'intégration, elle est choisie d'une manière à satisfaire un compromis stabilité-rapidité .

On calcule la fonction de transfert en boucle ouverte, de la figure (III.8) :

$$G_0(S) = \left(k_p + \frac{k_i}{S} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \sigma T_s \cdot S} \right)$$

par compensation on aura: $\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s}$

$$= k_p \left(S + \frac{k_i}{k_p} \right) \cdot \frac{1}{S} \cdot \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{S + \frac{R_s}{\sigma L_s}}$$

Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée :

$$F(S) = \frac{G_0(S)}{1 + G_0(S)} = \frac{\frac{k_p}{\sigma L_s} \cdot \frac{1}{S}}{1 + \frac{k_p}{\sigma L_s} \cdot \frac{1}{S}}$$

Après calcul et développement on trouve :

$$F(S) = \frac{1}{\tau_i \cdot S + 1}$$

Avec: $\tau_i = \frac{\sigma L_s}{k_p}$: constante de temps des courants dans les deux boucles.

On choisit la dynamique de la boucle de courant qui est rapide par rapport à celle de la vitesse on déduit k_p et enfin k_i .

Les mêmes valeurs de coefficients sont adoptées pour les deux boucles de courant.

III.6.2 Régulation De Vitesse :

Le schéma de régulation de la vitesse avec un régulateur PI est le suivant :

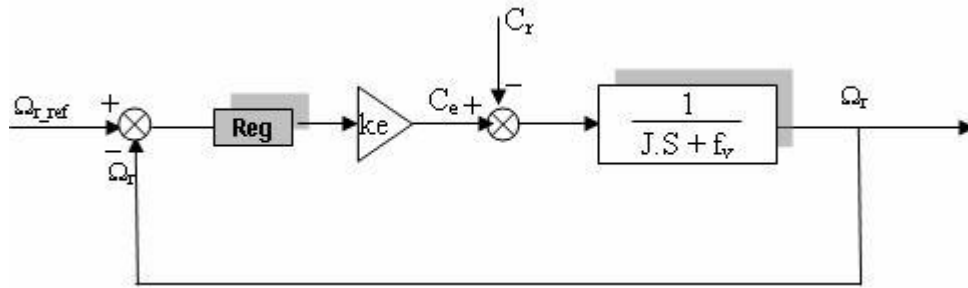


Fig III.9 Boucle de régulation de vitesse à structure PI

$$ke = p \frac{M}{L_r} \Phi_{r-ref} : \text{Constante du couple électromagnétique .}$$

Avec cette structure de régulation (PI) de vitesse, on n'a pas pu avoir de bonnes performances à la fois pour l'asservissement (réponse par rapport à la consigne) et pour la régulation (réponse par rapport à la perturbation).

Alors, on est amené à utiliser la structure de régulation de vitesse IP, tel que schématisée sur la fig (III.10).

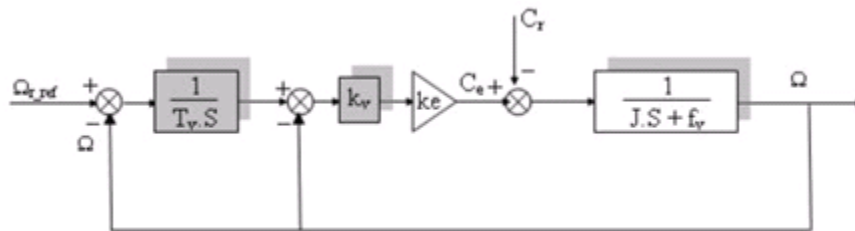


Fig III.10 : Boucle de régulation de vitesse structure IP

Dans cette structure, on a deux boucles en cascade, le calcul des coefficients du régulateur est développé en annexe .

III.7 Mode Défluxage :

Plusieurs applications, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Or, pour assurer un tel fonctionnement, dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant un moteur asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette sur demande en tension, on réduit le flux de référence aux vitesses élevées. De plus, pour optimiser la demande du courant de magnétisation de la machine à induction, il est nécessaire de défluxer de manière à offrir à la machine le flux dont elle a besoin pour produire son couple maximal

sans aucune violation des contraintes thermique imposées sur la machine et sur les composants de puissances du convertisseur [37].

Le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal au flux nominal et en le faisant varier sur une plage pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale.

$$\Phi_{r_ref} = \Phi_{r_nom} : \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom}$$

$$\Phi_{r_ref} = \frac{\Omega_{r_nom} \Omega_{nom}}{|\Omega|}$$

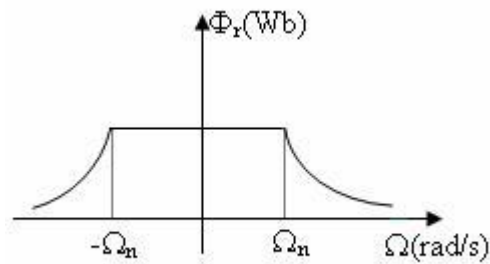
Avec :

Φ_{r_ref} : flux rotorique de référence .

Φ_{r_nom} : flux rotorique de nominal.

Ω_{ref} : vitesse de référencé .

Ω_{nom} : vitesse de rotation nominal .



FigIII.11 Opération en mode défluxé

III. 8 Simulation numérique:

A partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux orienté, dans ce chapitre, nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation du procédé. Le schéma d'ensemble est donné par la fig(III.12)

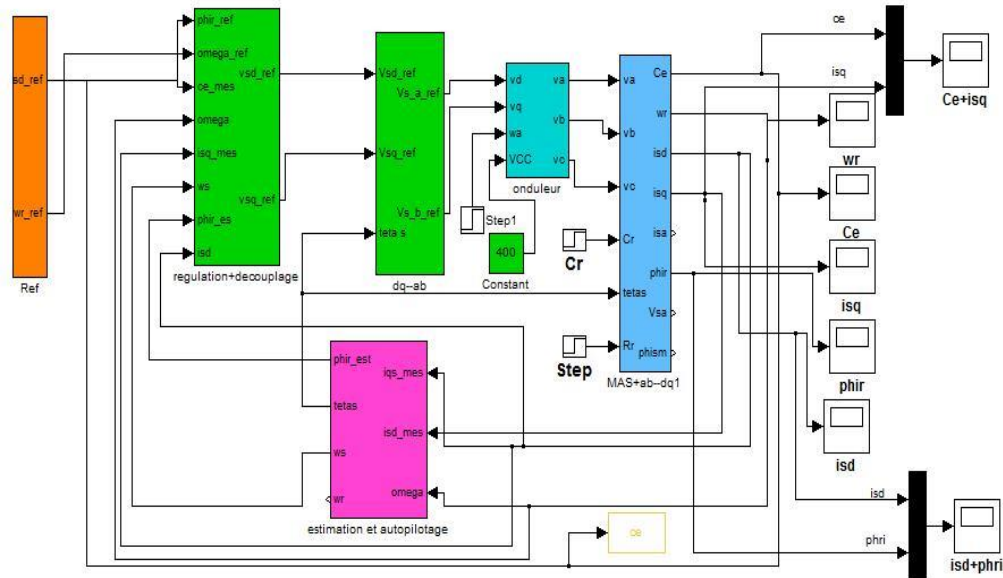


Fig III.12 Schéma d'une commande vectorielle indirecte du flux d'une MAS alimentée en tension

III.9 Présentation des résultats de simulation:

Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe en tension. Nous avons simulé le système dans d' différents cas de fonctionnement tels que la variation de charge, de la vitesse et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique.

III.9.1 Simulation avec variation de la vitesse :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ($\Omega_{ref}=100, 60, 100$ rad/s) de la fig (IV.13) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influx sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suite sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste.

Le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.

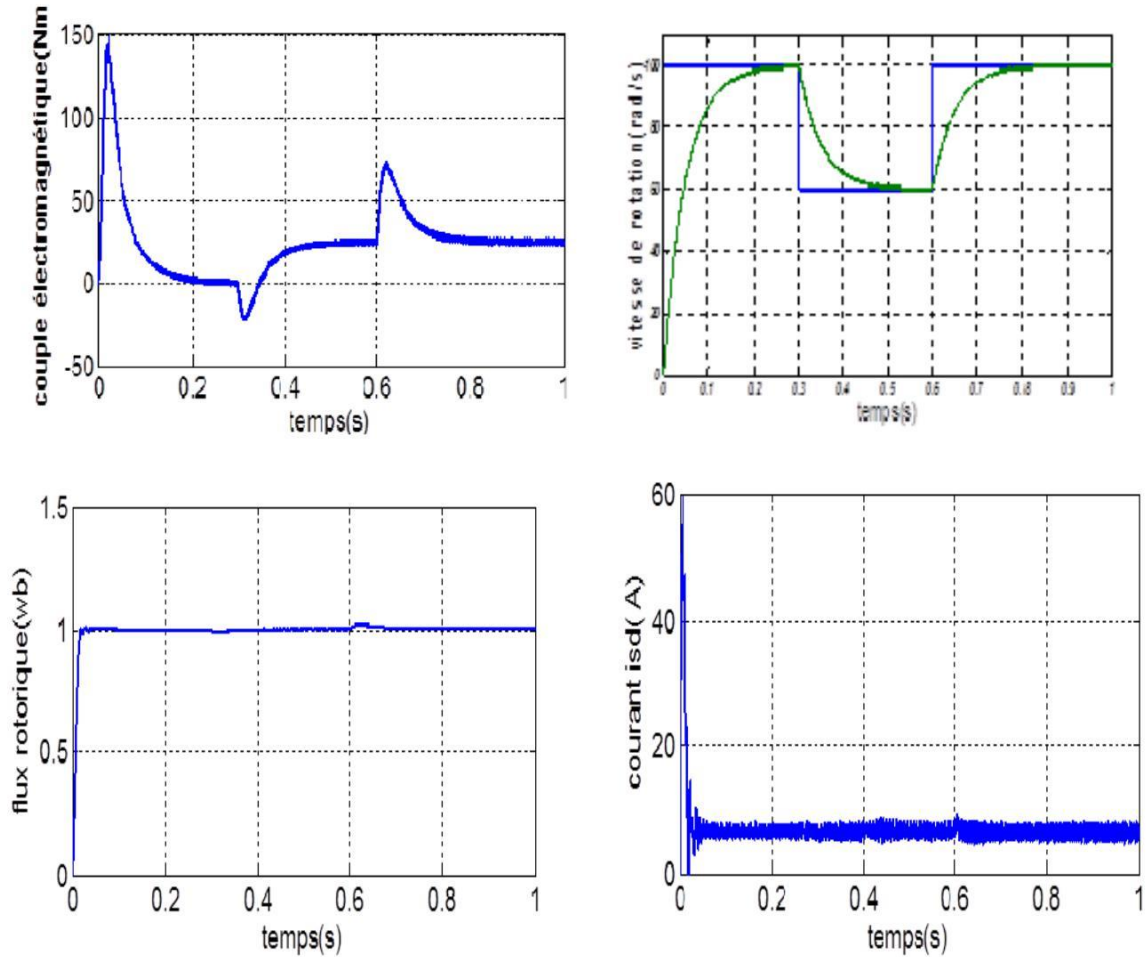


Fig III.13 Simulation avec variation de vitesse

III. 9 .2 Simulations avec l'inversion de vitesse:

Suivant ce test de l'inversion du sens de rotation de la vitesse (150 rad/s à -150 rad/s) avec une charge, les résultats montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une erreur nulle.

Le couple suit la valeur de charge imposée avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre. Le couplage entre le flux et le couple est intact lors de ce test.

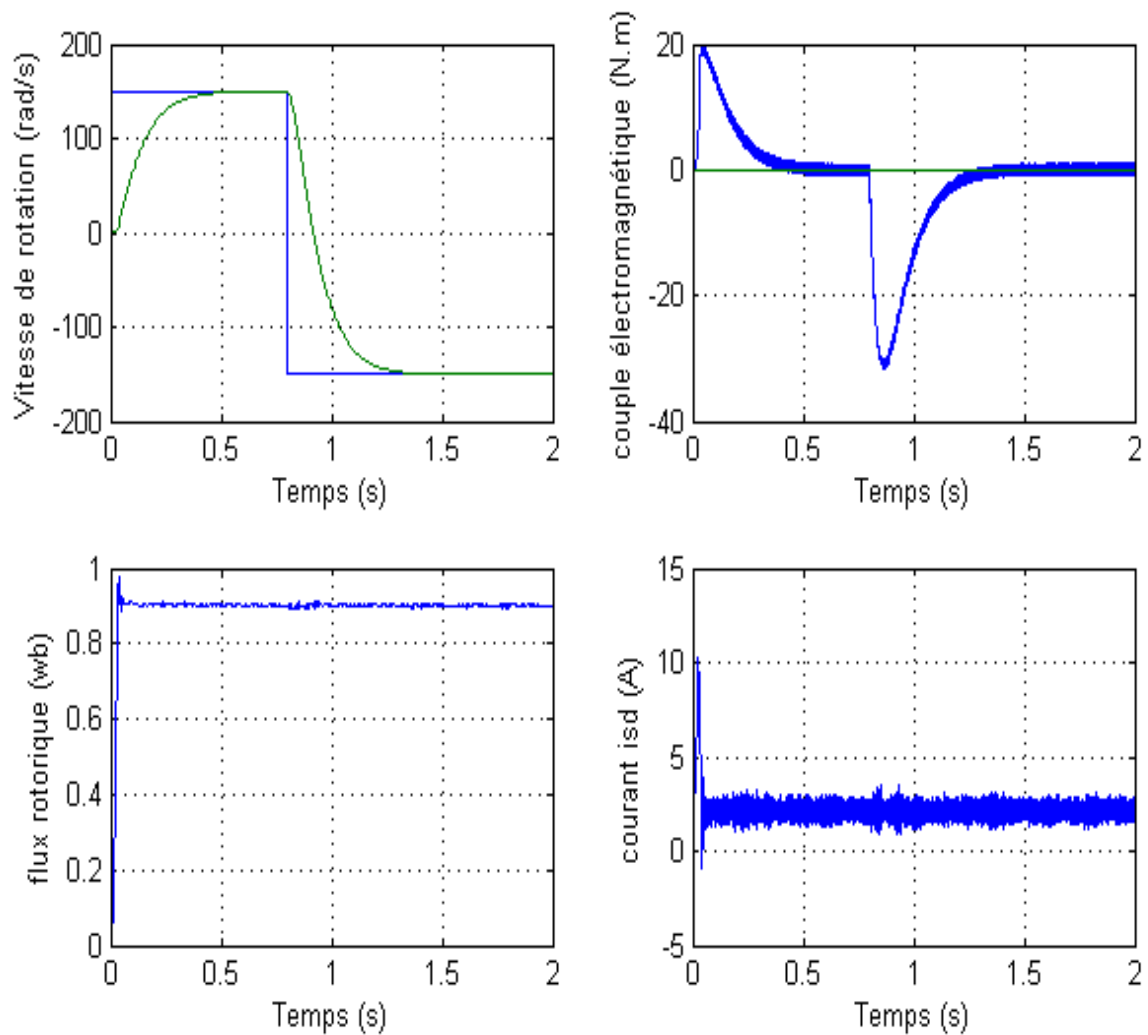


Fig III.14 Simulations avec l'inversion de vitesse

III. 9 .3 Simulation avec variation de la charge:

Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge fig (III. 15), les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation où le système est parfaitement commandé.

La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique C_e et le flux rotorique, le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_{sq} à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé ($\Phi_{rq} = 0$)

Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne, le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge.

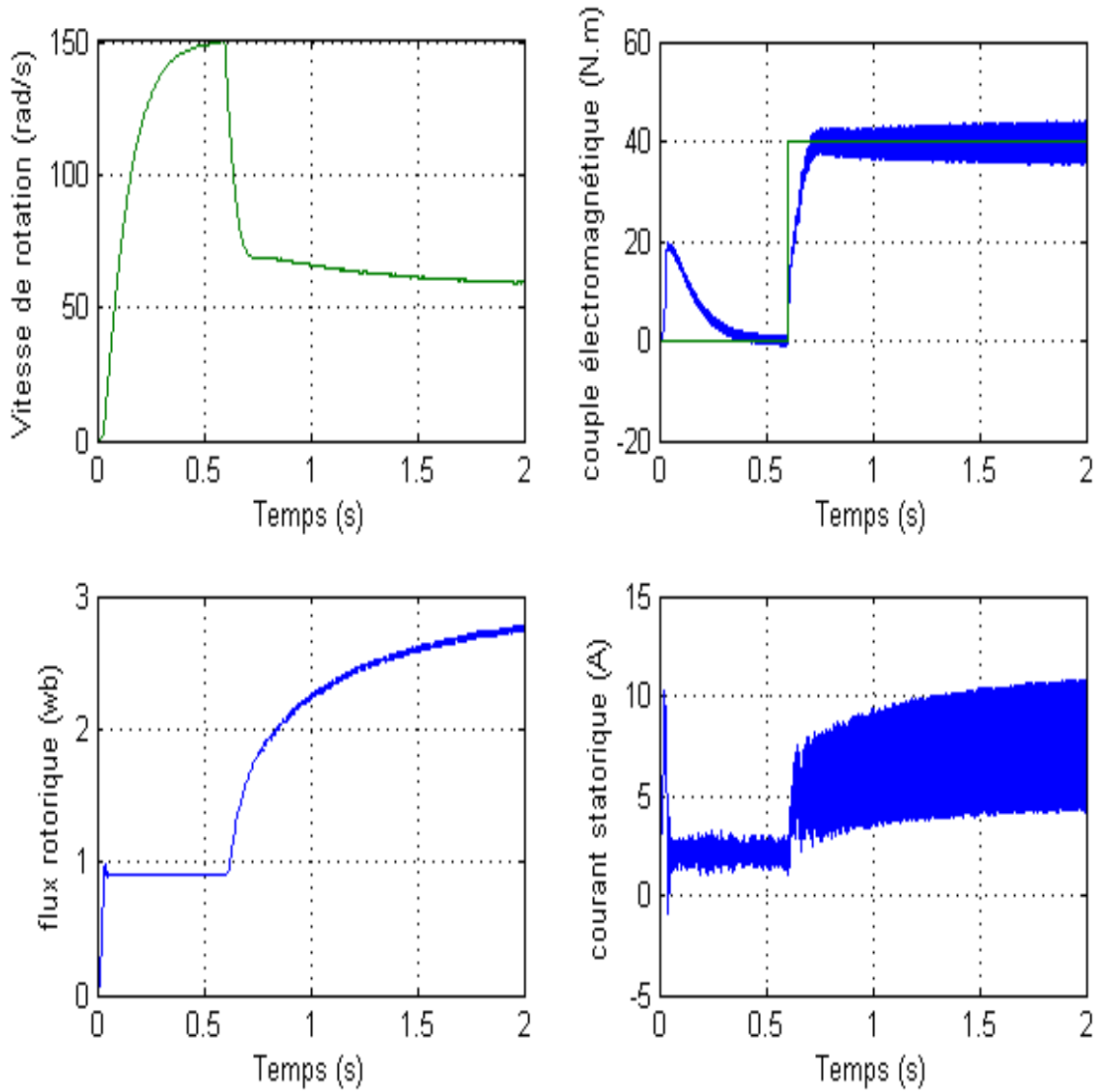


Fig III.15 Simulation avec variation de la charge

III.10 Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple

On a commence par montrer comment calculer les différents régulateurs, puis on a effectue le test de robustesse pour la variation de vitesse, la charge et la variation .

Les résultats montrent que la commande vectorielle est sensible à la variation .

Conclusion Générale:

Le travail réalisé dans ce mémoire présente une étude sur l'approche de la commande vectorielle indirect des machines électriques. Le but de commander la machine asynchrone avec le maximum de dynamique selon un modèle bien spécifique, au régime transitoire, avec un découplage entre le flux et le couple qui est basé sur des termes de compensations. Ces derniers sont calculés à partir du flux consigne ou de du flux estimé.

- Dans Le premier chapitre, on a abordé la modélisation de la machine à induction commandée en tension. Le principe de la transformation de Park est appliqué sur le modèle de la machine à induction, où on a pu avoir un modèle représentant le modèle triphasé. Ce modèle est testé par simulation dont les différents résultats ont prouvé la justesse du modèle utilisé.
- Le second chapitre est consacré pour la modélisation du convertisseur de fréquence, qui est représenté par l'onduleur de tension, commandé par une MLI naturelle. L'association machine-convertisseur est simulée avec alimentation en tension pour mettre en exergue les impacts de ce convertisseur sur la machine, avec l'utilisation des différentes fréquences dans le cadre de la MLI naturelle.
- Le troisième chapitre, Les principes de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique ont été résumés, avec un calcul des différents gains des régulateurs classiques (PI) utilisés dans la commande. Différentes applications numériques sont mises en œuvre afin de visualiser la robustesse de cette commande. On a vu que la connaissance de la constante de temps rotorique est très importante car elle intervient directement dans la relation de l'autopilotage. Or, la dérive de cette dernière altère la commande et provoque la perte du découplage. La recherche bibliographique, nous a permis de voir que plusieurs études sont portées dans ce contexte.

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

La machine utilisée est une machine asynchrone a cage d'écureuil standard. Ses caractéristiques principal sent les suivantes:

Puissance nominal	4KW
Tension nominal	220/380 V
Courant nominal	15A
Number de pole	2
Cos φ	0.8
La vitesse de rotation	1500 tr/min

Parameters électrique:

Résistance statorique	1.2 Ω
Rrésistance rotorique	1.8 Ω
Inductance cyclique du stator	0.1554 H
Inductance cyclique du rotor	0.1568 H
Inductance mutual	0.15 H

Parameters mécaniques:

Moment de d'inertie du rotor	0.07 Kg.m ²
Coefficient de frottement physique	0.00 SI

- [1] Akkouchi Kamel , " Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone ", Thèse de magister , Université Annaba.
- [2] Chekima Djamel," Commande d'une machine asynchrone par logique floue", Thèse de master, Université de El-Oued 2014.
- [3] G. Brahim," Commande non linéaire de la machine à induction ",Thèse de master, Université de Batna,2012.
- [4] BouakazOuahid "contribution à l'analyse des onduleurs multi niveaux " Thèse de magistère, Batna année 2005.
- [5] Lamine M, Traoré.A, "Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/Simulink " ,msas_pp038_45
- [6] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de LF, RN,AG". Thèse de doctorat, université Henri poicaré, Nancy-1,1999.
- [7] Hamadi Safi Allah," Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut ", Thèse de master ,Université –Msila.
- [8] Abdelli, R " Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec défauts au stator et au rotor ", mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2007.
- [9] TamrabetHanene" Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone " Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006.
- [10] DissaAbdennour,"Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire ", thèse de magister ,Université de Batna.
- [11] Guy Strutzer, Eddie Samigil, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés. Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs".

- [12] Abed Khoudir, "Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone", Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 22/06/2010.
- DSP". Ellipses, Mars 2000.
- [13] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.
- [14]Benyahia. M, "commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone " thèse de magister ,Université de Batna 2001.
- [15] R.Mohamed, "Simulation et réalisation d'un onduleur de tension monophasé à trois niveau". Mémoire de fin d'étude, institut d'électrotechnique, université de Batna 2002.
- [16] "Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone ". PFE, Université M'sila, 2003.
- [17] Messai Med Brahim et Redouani Med Mokhtar ," Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone ", Thèse de master , Université d'El-Oued,2014.
- [18] Zaidi Saida ," Commande non linéaire du moteur à induction ", thèse de magister ,Université de Batna.
- [19] Paul-Etienne Vidal, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [20] Hamadi Safi Allah, "commande par retour d'état linéarisante d'une machine asynchrone avec et sans défaut ", Université Mohamed Boudiaf-M'sila, 2015.
- [21] K.Kouzi, " Commande Vectorielle d'moteur à induction sans Capteur de Vitesse par un Réglage PI- Flou à Gains-Flou Adapté Associa un Observateur par Modes de Glissement " Thèse de magistère, Batna, 16.09.2002.

- [22] Djamila Ait Kaid "Commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique, à l'aide de régulateurs fractionnaires", Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2011.
- [23] Bazi Smail, " Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension, mémoire ingénieur d'état", Université de Batna, 1995.
- [24] A. Essadki, A. Oukassi, M. Maaroufi, M. Cherkaoui, "Orientation de flux d'une machine asynchrone à cage alimentée en courant « estimation du flux rotorique », IEEE, 2000.
- [25] Y. D. Landau, "Adaptive Control ". The Model Reference Approach. Inc., New York, 1979.
- [26] Mezian Salima, " Commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone ", Thèse de doctorat, Mentouri de Constantine 2009.
- [27] B. Tark "Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST" Mémoire d'ingénieur, université de Batna, 2003.
- [28] Choubar Khoutir "modélisation de la machine asynchrone" Mémoire d'ingénieur l'université de m'sila, 2006.
- [29] P. Krishnamurthy, F. Khorrami, "Adaptive Partial-State Feedback Control for Induction Motors, American control conference, Denver, Colorado, June 4-6, 2003.
- [30] Faddane Mohamed Sadadik, " Commande optimale d'une moteur asynchrone muni d'un pilotage vectoriel ", Thèse de master, université de Kasdi Merbah Ouargla, 2016
- [31] Gabriel Buche, "*commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel matlab/simulink*", Mémoire de fin d'étude, C.U.E.F.A de Grenoble, France, 2001.
- [32] Michael A. Johnson & Mohammad H. Moradi, PID Control New Identification and Design Methods, Springer-Verlag London Limited, 2005.
- [33] Katsuhiko Ogata, Modern Control Engineering, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1997.

[34] M ,BaziSmail," Contribution à la commande robuste d'une machine asynchrone par technique PSO ", Thèse de magister , université de Batna, 2009.

[35] Baghli Lotfi: Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université Henri Poincaré, Nancy I, en génie électrique,1999

[36] SorinGusia," Modélisation des systèmes électroniques puissance à commande MLIApplication aux actionnements électriques", Université catholique de Louvain , Thèse de doctorat 2005.

[37] Tarbouchi Mohamed," Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone,régime défluxé". Thèse présentée pour l'obtention du grade de (P.H.D) à l'université de Laval . Québec,1997

Résumé

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à l'étude et à l'analyse des performances de la commande de vitesse et de couple avec orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone.

Cet article présente en particulier un nouveau schéma de commande d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Cette commande est constituée de deux régulateurs PI indépendants, qui règlent le flux rotorique et la vitesse, les sorties de ces régulateurs sélectionnent directement les composantes du vecteur tension approprié à travers une modulation vectorielle, les résultats obtenus par simulation numérique montrent l'efficacité de la méthode de commande proposée.

La vitesse du moteur et le flux sont régulés sur une large plage de fonctionnement :

ω_s : vitesse angulaire du champ tournant par rapport au stator.

ω_r : vitesse angulaire du champ tournant par rapport au rotor.

Mots clés Machine asynchrone, Commande vectorielle, Découplage du flux , Machine à Induction, Convertisseur de fréquence.

المخلص

في هذا العمل نحن مهتمون بدراسة وتحليل أداء السرعة وعزم الدوران مع اتجاه تدفق دوران المحرك الغير المتزامن . تقدم هذه المقالة على وجه الخصوص نظام تحكم جديد للمحرك غير متزامن مدعوم بعكس معدل النبض

(MLI).

تتكون هذه السيطرة من اثنين من أجهزة التحكم المستقلة PI والتيتنظم تدفق

الدوارن والسرعة وتحدد مخرجات هذه العملية من مكونات ناقل الجهد المناسب من خلال تشكيل ناقل لنتائج التي تم الحصول عليها عن طريق محاكاة عددية تظهر كفاءة طريقة التحكم المقترحة .

يتم تنظيم سرعة المحرك والتدفق على مدى نطاق تشغيل واسع :

ω_s : السرعة الزاوية للحقل الدوار بالنسبة إلى الجزء الثابت

ω_r : السرعة الزاوية للحقل الدوار فيما يتعلق بالنسبة إلى الجزء المتحرك

الكلمات المفتاحية آلة غير متزامنة، تحكم اشعاعي، فصل التدفق، آلة حثية، محول التردد.

Summary:

In this work, we are interested in studying and analysing the performance of the speed and torque control with rotor flux orientation of an asynchronous motor. This article presents in particular a new control scheme of an asynchronous motor powered by a pulse width modulated (PWM) inverter.

This control consists of two independent PI controllers, which regulate the rotor flux and the speed, the outputs of these regulators directly select the components of the appropriate voltage vector through a vector modulation, the results obtained by numerical simulation show the efficiency of the proposed control method .

Motor speed and flow are regulated over a wide operating range :

ω_s : angular velocity of the rotating field relative to the stator .

ω_r : angular velocity of the rotating field relative to the rotor.