



**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET
POPULAIRE**
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique**
CENTRE UNIVERSITAIRE D'EL OUED
Département Génie Electrique

Mémoire de Fin d'Etudes

*Diplôme Ingénieur d'Etat
Electrotechnique*

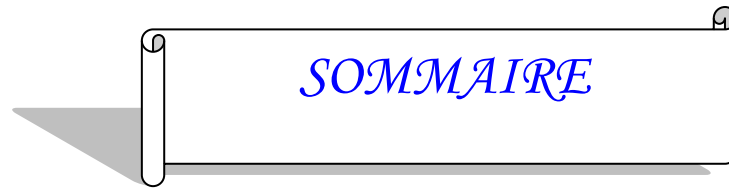
Commande Vectorielle Directe du Moteur Asynchrone

Présenté par :
Medjouel Nassima
Tria Fatma Zohra

Encadré par :
Mr. Zeguab Boubaker.

2008/2009

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



↪ Remerciements

↪ Dédicaces

↪ Sommaire

↪ Notations

Introduction générale 1

CHAPITRE I

Généralités sur la Machine Asynchrone Triphasée

1. Introduction	03
2. Structure de la machine asynchrone triphasée	03
2.1. Le stator	04
2.2. Le rotor	05
2.2.1. Rotor à cage	05
2.2.2. Rotor à cage spéciale	05
2.2.3. Rotor bobiné (ou à bagues)	06
3. Principe de fonctionnement	06
4. Glissement et vitesse de rotation	08
5. Caractéristiques	08
5.1. Fonctionnement à vide	08
5.2. Fonctionnement en charge	09
5.3. Caractéristique mécanique $C_u = f(N)$	09
6. Le bilan des puissances pour le moteur asynchrone	09
7. Le schéma équivalent du moteur à cage	11
8. Principales caractéristiques	12
8.1. Plaque signalétique	12
8.2. Plaque à bornes	12
8.3. Couplage	12
8.4. Symbole général	13

9. Moteur triphasé sur réseau monophasé	14
9.1. Schéma de câblage en triangle	14
9.2. Schéma de câblage en étoile	14
9.3. Choix du condensateur	15
10. Démarrage des moteurs asynchrones	15
10.1. Démarrage direct	15
10.2. Démarrage statorique à résistances	16
10.3. Démarrage étoile/triangle	17
11. Bobinage du moteur triphasé	18
11.1. Les types de bobinage	18
Conclusion	19

CHAPITRE II

Modélisation de la Machine Asynchrone

1.Introduction	21
2.Hypothèses simplificatrices	21
3.Mise en équations du modèle de la MAS	22
3.1.Équations électriques	22
3.2.Equations magnétiques	23
3.3.Équation mécanique	23
4.Transformation de Park	24
4.1.Équations électriques d'un enroulement dans un axe u- v	25
4.2.Équations magnétiques d'un enroulement triphasé dans un axes u- v	27
4.3.Équation de la puissance instantanée	27
4.4.Équation du couple électromagnétique	28
5. Applications de la transformation de Park à la MAS	28
5.1. Référentiel immobile par rapport au stator	29
5.2. Référentiel immobile par rapport au rotor	29
5.3. Référentiel immobile au champ tournant	30
6. Equation d'état du Modèle de la machine Asynchrone	31
6.1. Représentation d'état du modèle de la MAS dans le repère α, β	32
6.2. Résultats de la simulation	33
Interprétation des courbes	35
Conclusion	

CHAPITRE III**Modélisation de l'alimentation de la MAS**

1. Introduction	37
2. Modélisation de l'alimentation	37
2.1. Modélisation du redresseur	38
2.2. Modélisation du filtre	39
2.3. Onduleur de tension triphasée	40
2.3.1. Structure de l'onduleur de tension	40
2.3.2. Modèle de commande de l'onduleur de tension	41
2.3.3. Stratégie de commande des onduleurs	42
A .La technique de commande par hystérésis	43
B .Technique de commande M.L.I	44
3. Résultats de simulation	46
Interprétation des courbes	48
Conclusion	

CHAPITRE IV**Commande vectorielle directe de la MAS**

1. Introduction	50
2. Principe du découplage	50
3. Procédé d'orientation du flux	51
3.1. Orientation du flux rotorique	52
3.2. Orientation du flux statorique	53
3.3. Orientation du flux d'entrefer	54
4. Différentes méthodes de la commande vectorielle	54
4.1. Méthode indirecte	55
4.2. Méthode directe	56
4.2.1. En utilisant des capteurs de flux	56
4.2.2. En utilisant des estimateurs du flux	57
5. Principe du découplage par compensation	59
6. Schéma bloc de la commande vectorielle directe	60

7.Calcul des régulateurs	60
7.1. Régulateur de vitesse	60
7.2. Régulateur de couple	61
7.3. Régulateur du flux	63
8.Résultats de simulation	64
8.1. Essai à vide	64
8.2. Essai en charge nominale après un démarrage à vide	65
8.3. Tests de robustesse pour l'inversion du sens de rotation	66
Conclusion	66
Conclusion générale	67
Annexe A	
Annexe B	
Annexe C	
Bibliographies	

Remerciements

Nous tenons à remercier tout d'abord, الله Seigneur de l'univers, qui a permis à ce travail de voir la lumière. Louange à Lui seul .

La présentation de ce modeste travail nous offre l'opportunité d'exprimer notre gratitude et reconnaissance à notre encadreur Mr
ZEGUAB BOUBAKER

pour son suivi et ses judicieux conseils qui nous ont permis de mener à bien notre mémoire

Nous exprimons nos reconnaissances et remerciements aux membres du jury de soutenance pour avoir accepté l'évaluation de notre projet. . Nous remercions également tous les enseignants qui ont contribué à notre formation sans exception.

Nous exprimons notre sympathie et nos vifs remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de cet ouvrage., Qu'ils soient tous assurés de notre profonde reconnaissance et trouvent dans ces mots l'expression de nos sincères remerciements

Dédicaces

*A ma très chère mère, pour les sacrifices qu'elle a endurés depuis
qu'elle m'a mise au monde,*

A mon cher père pour son aide précieuse et son soutien sans relâche,

Pour tout ce qu'ils ont fait pour que je puisse les honorer,

A mon grand père,

A mes oncles et tantes,

A mon cher frère Kheireddine , mes sœurs, surtout les petites ,

*A mes cousins surtout : Abderraouf , Nabil et Abdelfattah pour leur
aide,*

A tous mes professeurs ,

*A toutes mes amies particulièrement Fatima, Afafe, Soumia, Dhaouia,
Meriême et Messaouda, Souad.*

Aux filles de la 4-ème année ,

Enfin à toute ma promotion 2009,

Je dédie ce modeste travail.

Nassima

Liste de notations et symboles

X^*		: Grandeur de référence
$\hat{X}$		: Grandeur estimée
A, B, C		: Indices des phases rotorique
a, b, c		: Indices des phases statorique
s, r		: Indice relatif au stator et rotor respectivement
d		: Indice de l'axe direct
q		: Indice de l'axe en quadrature
o		: Indice de l'axe homopolaire
[P]		: Matrice de Park
$[P^{-1}]$		: Matrice inverse de Park
$[L_{ss}]$		: Matrice d'inductance statorique
$[L_{rr}]$		: Matrice d'inductance rotorique
$[M_{rs}]$		: Matrice inductance mutuelle rotor-stator (influence du stator sur le rotor)
$[M_{sr}]$		: Matrice inductance mutuelle stator-rotor (influence du rotor sur le stator)
$[V_s]$		: Vecteur tension statorique
$[V_r]$		: Vecteur tension rotorique
$[I_s]$		: Vecteur courant statorique
$[I_r]$		: Vecteur courant rotorique
$[\Phi_s]$		: Vecteur flux statorique
$[\Phi_r]$		: Vecteur flux rotorique
$[V_{AC}]$		: Tensions alternatives équilibrées
$[V_{dc}]$		: Tensions continues
V	[V]	:Tension
I	[A]	:Courant
Φ	[Wb]	:Flux
M	[H]	: Inductance mutuelle maximale lorsque l'axe A coïncide avec l'axe a ($\theta=0$)
l_s	[H]	: Inductance propre d'une phase statorique
l_r	[H]	: Inductance propre d'une phase rotorique
M_s	[H]	: Inductance mutuelle entre deux phases statorique

Liste de notations et symboles

M_r	[H]	: Inductance mutuelle entre deux phases rotorique
J	[kg.m ²]	: Moment d'inertie des masses tournantes
f	[N.m.sec/rad]	: Coefficient de frottement visqueux
p		: Nombre de paire de pôles
L_s	[H]	: Inductance cyclique propre du stator ($l_s - M_s$)
L_r	[H]	: Inductance cyclique propre du rotor ($l_r - M_r$)
M	[H]	: Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor ($3/2$)M
R_s	[Ω]	: Résistance statorique
R_r	[Ω]	: Résistance rotorique
T_s	(L_s/R_s)	: Constante du temps statorique
T_r	(L_r/R_r)	: Constante du temps rotorique
σ		: Coefficient de dispersion de Blondel
Ω	[rad/sec]	: Vitesse de rotation mécanique
ω	[rad/sec]	: Vitesse de rotation électrique ($\omega = p\Omega$)
ω_s	[rad/sec]	: Pulsation électrique statorique
ω_{sl}	[rad/sec]	: Pulsation de glissement ($\omega_c - \omega$)
ω_c	[rad/sec]	: La vitesse angulaire du système d'axe (d, q) par rapport au système d'axes triphasé (statorique)
θ	[rad]	: La position angulaire du rotor par rapport au stator
θ_{sl}	[rad]	: L'angle électrique entre A et d ($\theta_c - \theta$)
θ_c	[rad]	: L'angle électrique entre a et d
C_e	[N m]	: Couple électromagnétique
C_r	[N m]	: Couple résistant imposé à l'arbre de la machine
f_Ω	[N m]	: Couple de frottement visqueux
f_c	[Hz]	: Fréquence de commutation

Sigles utilisés :

MAS	: Machine Asynchrone
CVD	: Commande Vectorielle Directe
FOC	: Field Oriented Control

Introduction générale

En tous les temps, les trois machines "à courant continu, synchrone et asynchrone " ont servi les besoins de l'industrie .Traditionnellement, ces machines électriques ont été commandées manuellement et les équipements pour ces opérations complexes. Durant ces trois dernières décennies est apparue une intense activité de recherche sur le développement de l'entraînement électrique à vitesse variable des machines électriques Comparés aux moteurs à courant continu et synchrones, les moteurs asynchrones sont de plus en plus utilisés dans le monde de l'industrie moderne en raison de:sa, robustesse ,sa fiabilité,et son cout. (applications dans: robotique , véhicule. hydrauliques ,pneumatiques , aérospatial , ports métro, etc). En plus les enroulements du moteur asynchrone, court-circuités, ne nécessitent pas d'alimentation externe.

Malgré la simplicité structurelle du moteur asynchrone, l'absence du découplage naturel entre les différentes variables d'entrée et de sortie lui a imposé un modèle non linéaire, fortement couplé , conduisant à une commande très compliquée Ainsi la voie à plusieurs stratégies de commande est ouverte dont la plus connue est la commande vectorielle.

En 1972, la commande vectorielle dite à flux orienté, (Field Oriented Control : FOC) a vu le jour grâce à Blaschke, dont le principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit, permettant d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu. Mais les incertitudes des paramètres mesurés comme la vitesse ,ou variant en cours de fonctionnement comme les résistances du rotor et du stator. ont révélé les limites et faiblesses de cette méthode L'application de la commande vectorielle nécessite l'utilisation d'un régulateur et d'un capteur de flux souvent très onéreux.,un montage dans les systèmes d'entraînement très délicat et des résultats performants difficiles à obtenir. Afin d'éliminer ces handicaps, l'application des techniques de l'automatique (estimateur) ,s'impose pour permettre la reconstruction du flux.

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande vectorielle directe par l'orientation du flux rotorique d'une MAS associée à un estimateur de flux.

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

- Le premier chapitre expose une généralité sur les moteurs asynchrones,(constitution et principe de fonctionnement et les différents types de démarrage utilisations couplage, bobinageetc.)
- Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone

alimentée en tension, en utilisant la forme d'état puis la présentation du modèle sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation du modèle qui sera présenté.

- Dans le troisième chapitre nous allons présenter la modélisation du convertisseur de fréquence, en terme de l'onduleur de tension, commandé par une MLI naturelle. L'association machine-convertisseur sera simulée pour voir les impacts de ce convertisseur sur la machine.
- Enfin le quatrième chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle directe à flux orienté. Celle-ci a pour but de remédier au problème de couplage qui rend la machine difficilement commandable. Un calcul de différents régulateurs est détaillé et des tests de robustesse sont présentés en fin de chapitre.

Chapitre I

Généralités sur la machine asynchrone triphasée

I.1 Introduction

Au début des années 1880 de nombreux moteurs à courant alternatif avaient été mis au point en partant du principe de réversibilité des générateurs précédemment inventés .

L'obstacle majeur résidait dans la difficulté de leur démarrage ou dans leur commutateur mécanique qui s'usait très rapidement a cause des coupures inductives.

En 1878 Nicola Tesla avait déjà suggéré la fabrication d'un moteur sans commutateur après observation d'une dynamo de Gramme étincelante. En 1883 il construisait le premier prototype de moteur asynchrone .Parallèlement en Italie (1879-1883) Galilo Ferraris effectuait des expériences sur le sujet et établissait la théorie du champ tournant .Il publia la théorie du moteur asynchrone et montra que le couple était proportionnel au glissement. En 1888 les brevets de Tesla et Ferraris avaient été achetés par la société Westinghouse.

La lutte commença pour le choix du courant continu ou alternatif, l'issue de cette polémique est bien connue aujourd'hui .Le moteur asynchrone réalisé par Michael DOLVO-DOBROWOLSKI en 1889 est actuellement largement utilisé a cause de sa simplicité, sa fiabilité dans l'industrie, sa robustesse et son peu d'entretien.

I.2. Structure de la machine asynchrone triphasée



Fig.(I.1) : Moteur asynchrone triphasé.

Le moteur asynchrone triphasé est constitué d'un stator (inducteur) alimenté en courant alternatif et d'un rotor (induit) soit en court-circuit, soit bobiné aboutissant à des bagues dans lesquelles le courant est créé par induction. Ces moteurs ont la particularité de fonctionner grâce à un champ tournant.[1]

I.2.1. Le stator

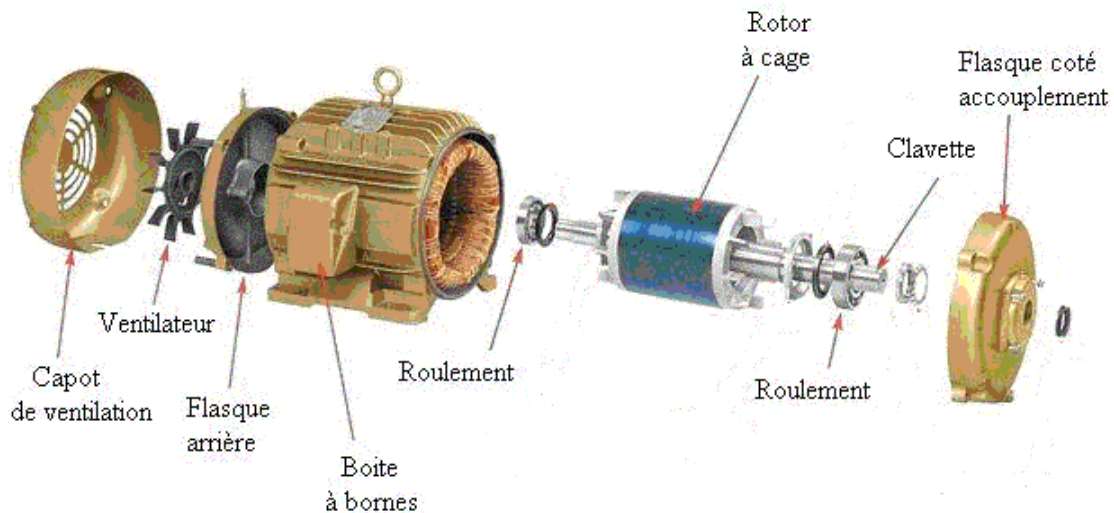


Fig.(I.2) : Moteur asynchrone triphasé.

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

- Des paliers.
- Des flasques de palier.
- Du ventilateur refroidissant le moteur,
- Le capot protégeant le ventilateur [2]

L'intérieur du stator comprend essentiellement

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

Dans un moteur triphasé les enroulements sont au nombre minimum de trois décalés l'un de l'autre de 120° .

I.2.2. Le rotor

Le rotor est la partie mobile du moteur c'est lui qui transmet la force mécanique à la machine à mettre en mouvement. Il est placé à l'intérieur du stator il est constitué d'un empilement de tôles d'acier formant un cylindre fixé sur l'arbre du moteur. Les plus courants sont les rotors à cage d'écureuil (dit rotor en court-circuit) et le rotor bobiné (rotor à bagues).[1]

I.2.2.1 Rotor à cage

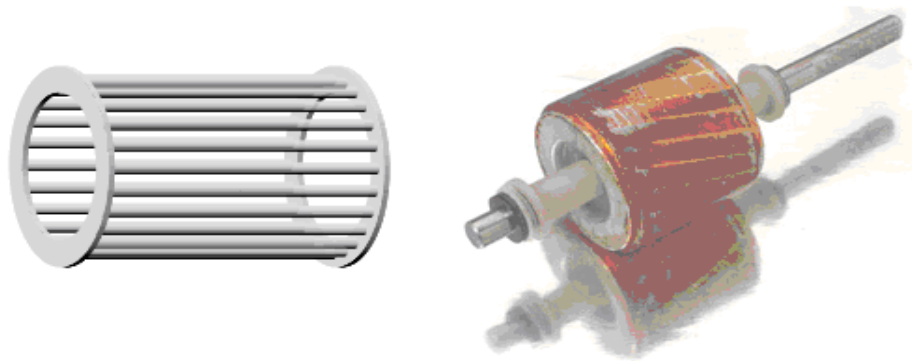


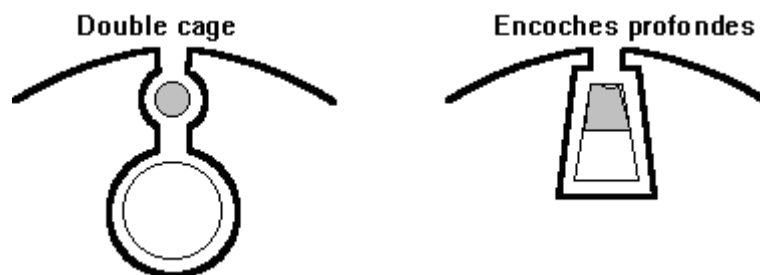
Fig.(I.3) :Rotor à cage.

Le rotor à cage se compose essentiellement

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

Le rotor à cage Fig(I.3 ci dessus) présente une grande robustesse, une fabrication aisée et un faible coût de réalisation pour des machines pratiquement sans aucun entretien. De plus, pour éviter les harmoniques d'encoches rotoriques, les conducteurs sont inclinés par rapport à l'axe du rotor.[1].

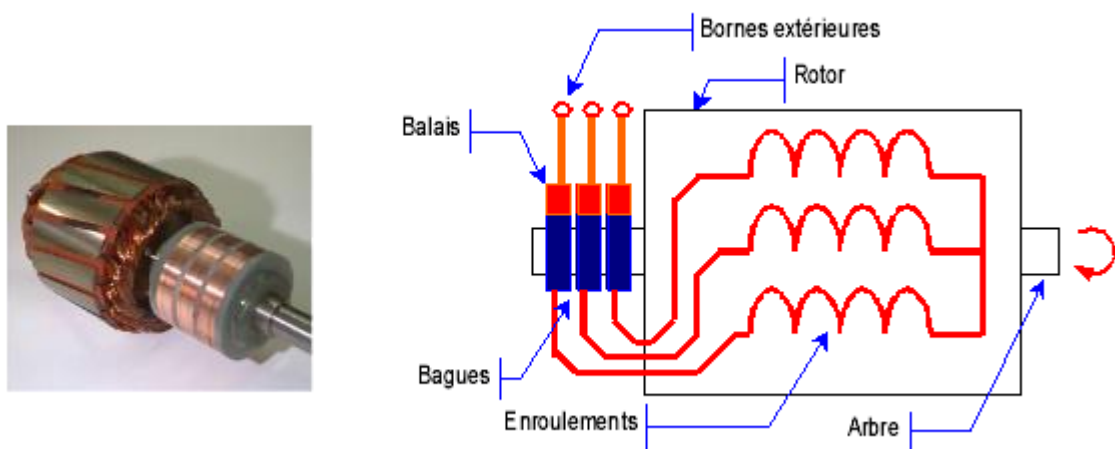
I.2.2.2 Rotor à cage spéciale



Fig(I.4):Rotor à cage spéciale.

La cage d'écureuil est constituée dans le premier cas d'une double cage, la cage extérieure étant plus résistive, et dans l'autre cas d'encoches profondes. Au démarrage, la fréquence des courants rotoriques est plus élevée et la densité de courant se localise à l'extérieur du rotor. Pour la double cage, R_2 est augmenté par conception; pour les encoches profondes, tout se passe comme si le courant "ne profitait pas" de la surface à sa disposition et augmentait ainsi la résistance rotorique. On obtient des caractéristiques à couple de démarrage plus élevé. Les variations de couple entre C_d et C_{max} sont plus faibles (typiquement, $C_d=2.C_n$ et $C_{max}=2,5.C_n$). Les moteurs à encoches profondes sont fabriqués en standard.

I.2.2.3. Rotor bobiné (ou à bagues)



Fig(I.5) :Rotor bobiné (à bagues).

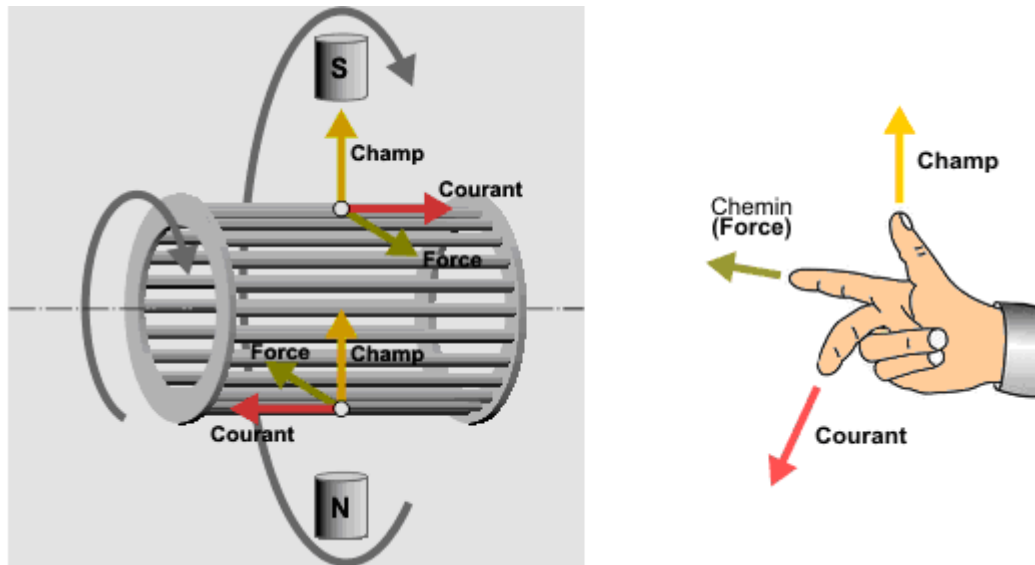
Le rotor est bobiné de manière à obtenir aussi p pair de pôles. Mais à la différence du rotor à cage, il est facile de choisir un nombre de spires par enroulement différent Fig(I.5) Le rotor est mis en court-circuit par l'extérieur à travers trois bornes liées électriquement par des contacts glissants appelés bagues réalisées en laiton sur lesquelles s'appliquent des balais de graphite. Les trois enroulements rotoriques sont couplés en étoile à l'intérieur de la machine Fig(I.5).[1].

I.3 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone repose

- D'une part sur la création d'un courant électrique induit dans un conducteur placé dans un champ magnétique tournant. Le conducteur en question est un des barreaux de la cage d'écureuil ci-dessous constituant le rotor du moteur. L'induction du courant ne peut se faire que si le conducteur est en court-circuit (c'est le cas puisque les deux bagues latérales relient tous les barreaux).

- D'autre part, sur la création d'une force motrice sur le conducteur considéré (parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique tournant ou variable) dont le sens est donné par la règle des trois doigts de la main droite. [3]



Fig(I.6) : Schéma du principe de fonctionnement d'un moteur
(Règle des trois doigts de la main droite).

Comme montré sur le schéma ci-dessus, le champ tournant, à un instant donné, est orienté vers le haut. En considérant deux conducteurs diamétralement opposés, on constate que les courants induits dans ces deux conducteurs sont en sens inverse et, associés au champ magnétique, créent des forces motrices en sens inverse. Le rotor étant libre de tourner sur l'axe X-Y, les deux forces s'associent pour imprimer aux deux conducteurs un couple permettant la rotation de la cage d'écureuil : le moteur électrique est inventé.

Pour entretenir la rotation du moteur, il est nécessaire de faire varier soit le courant dans les conducteurs de la cage, soit le champ magnétique. Dans un moteur asynchrone, c'est le champ magnétique qui varie sous forme de champ tournant créé dans le stator.

Au démarrage le champ tournant balaye les conducteurs de son flux à la vitesse angulaire de synchronisme. Le rotor mis en rotation tend à rattraper le champ tournant. Pour qu'il y ait un couple entretenu au niveau des conducteurs, la variation de flux doit être présente en permanence; ce qui signifie que si les conducteurs tournent à la vitesse de synchronisme comme le champ tournant, la variation de flux sur les conducteurs devient nulle et le couple moteur disparaît.

Un rotor de moteur asynchrone ne tourne donc jamais à la vitesse de synchronisme (50Hz). Pour un moteur à une paire de pôles (à 50Hz, la vitesse de rotation du champ tournant est de 3000 [tr/min]) la vitesse de rotation du rotor peut être de 2950 [tr/min] par exemple; intervient ici la notion de glissement.

I.4. Glissement et vitesse de rotation

Comme on l'a vu au niveau du principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone, la vitesse de rotation de l'arbre du moteur est différente de la vitesse de synchronisme (vitesse du champ tournant). Le glissement représente la différence de vitesse de rotation entre l'arbre du moteur et le champ tournant du stator; il est généralement exprimé en pourcentage de la vitesse de synchronisme N_s . [2]

$$g = (N_s - N) / N_s \quad [\%] \quad (I.1)$$

La vitesse de synchronisme, quant à elle, est fonction de la fréquence du réseau et du nombre de paires de pôles. Elle s'exprime par la relation suivante :

$$N_s = (60 \times f) / p \quad (I.2)$$

La vitesse de rotation du moteur s'exprime par la relation suivante

$$N = (1 - g) N_s = (1 - g) (60 \times f) / p \quad (I.3)$$

Avec:

- N_s = vitesse du champ tournant.
- N = vitesse de rotation du moteur.
- f = la fréquence du réseau (en général 50 Hz).
- p = le nombre de paires de pôles.

I.5. Caractéristiques

Les caractéristiques du moteur asynchrone sont les suivantes :

I.5.1. Fonctionnement à vide

A vide le moteur n'entraîne pas de charge.

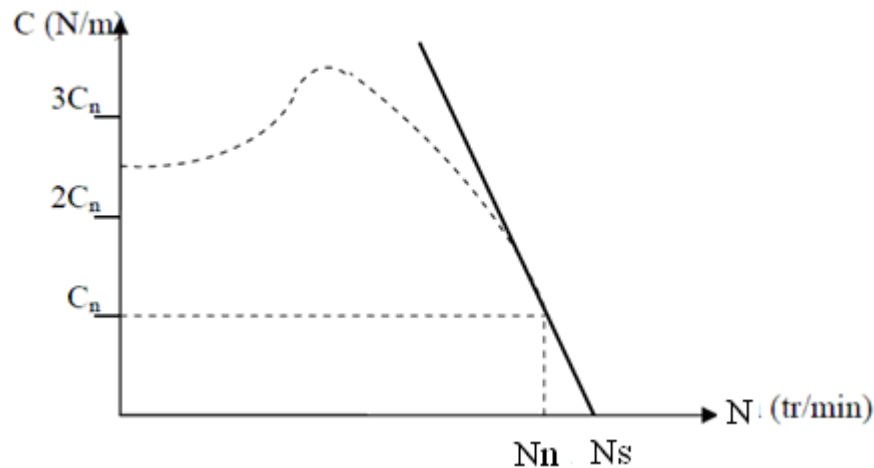
- le glissement est nul et le moteur tourne à la vitesse de synchronisme.
 $g = 0$ et donc $N_0 = N_s$.
- le facteur de puissance à vide est très faible ($< 0,2$) et le courant absorbé reste fort (P est petit et Q est grand). On parle alors de courant réactif ou magnétisant (ils servent à créer le champ magnétique).

I.5.2. Fonctionnement en charge

Le moteur absorbe maintenant de la puissance active, le stator appelle un courant actif.

I.5.3. Caractéristique mécanique $C_u = f(N)$

Une des courbes la plus caractéristique des moteurs asynchrones est celle du couple en fonction de la vitesse de rotation ou du glissement :[3]

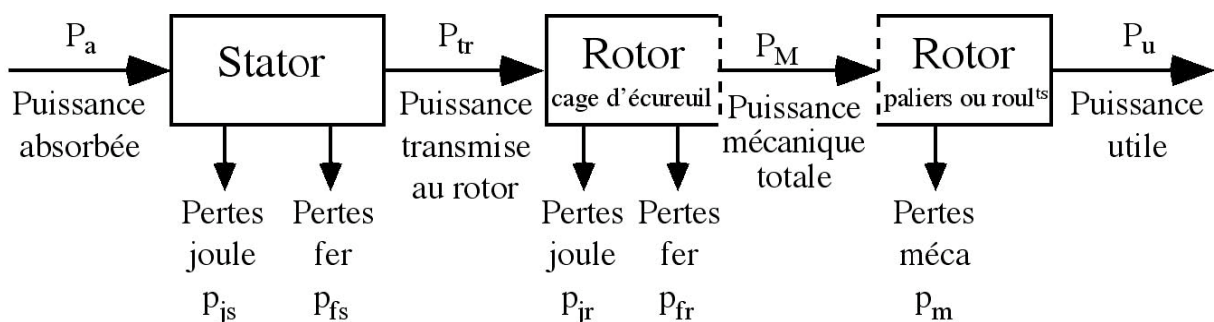


Fig(I.7) :. Caractéristique mécanique $C_u = f(N)$.

Pour U et f constantes on constate que

- la caractéristique mécanique présente un maximum.
- pour $N=0$, le moment du couple utile est non nul, le moteur asynchrone possède un couple au démarrage important.
- pour $N=N_s$ ($g=0$), le moment du couple utile est nul (point correspondant au fonctionnement à vide).
- pour N proche de N_s , la caractéristique est assimilable à une droite d'équation: $C_u = a.N+b$. Cette zone est la zone utile pour laquelle on utilise le moteur.[3].

I.6. Le bilan des puissances pour le moteur asynchrone



Fig(I.8.) : Bilan des puissances pour le moteur asynchrone.

Bilan énergétique

- Puissance absorbée $P_a = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi$ (I.4)

- Pertes par effet Joule dans le stator

- ↳ en étoile: $p_{js} = 3 \cdot R \cdot I^2$ (I.5)

- ↳ en triangle: $p_{js} = 3 \cdot R \cdot J^2 = R \cdot I^2$ (I.6)

- ↳ Si r est la résistance mesurée entre deux bornes quelque soit le couplage

$$p_{js} = \frac{3}{2} \cdot r \cdot I^2. \quad (I.7)$$

- Pertes fer dans le stator p_{fs} : les pertes fer dans le stator sont pratiquement indépendantes de la glissement.

- Puissance transmise au rotor ou électromagnétique: $P_{Tr} = P_a - p_{js} - p_{fs}$. (I.8)

Cette puissance est transmise au rotor par le couple électromagnétique développé grâce

au champ tournant, on a donc: $C_{em} = \frac{P_{Tr}}{\Omega_s}$. (I.9)

Ce couple est aussi celui du rotor qui tourne à la vitesse Ω . La puissance restante, sous forme mécanique est donc $C_{em} = \frac{P_M}{\Omega}$. La transmission de la puissance du stator au rotor se fait avec perte de vitesse mais sans diminution du couple.

- Pertes par effet Joule dans le rotor $p_{jr} = g \cdot P_{Tr}$ (I.10)

- Pertes fer dans le rotor : pertes fer dans le rotor sont négligeables puisque la fréquence des courants rotoriques est très faible $f_r = g \cdot f$. (I.11)

- Puissance mécanique : $P_M = P_{Tr} - p_{jr} - p_{fr}$ (I.12)

- Pertes mécaniques p_m les pertes mécaniques sont pratiquement indépendantes de la charge.

- Puissance utile : $P_u = P_M - p_m$ (I.13)

- Rendement : $\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - p_{js} - p_{fs} - p_{jr} - p_m}{P_a}$ (I.14)

I.7. Schéma équivalent du moteur à cage

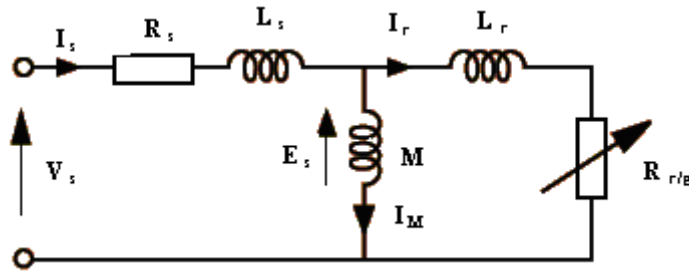


Fig.(I.9): : schéma équivalent par phase d'une machine asynchrone.

La fig (I.9) représente le schéma équivalent par phase d'une machine asynchrone. Le flux est créé par le courant circulant dans l'inductance magnétisante M. Les performances optimales du moteur sont obtenues si le flux, et donc le courant magnétisant I_m , est maintenu sensiblement constant sur toute la gamme de vitesse. Le courant magnétisant peut être calculé par l'expression suivante:

$$I_m = \frac{E_s}{M \cdot \omega} \quad (I.15)$$

Avec:

$$E_s = V_s - (R_s + L_s \cdot \omega)I_s \quad (I.16)$$

En négligeant $(R_s + L_s \cdot \omega)I_s$ on obtient:

$$I_m = \frac{V_s}{M \cdot \omega} = \frac{V_s}{M \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} = \left(\frac{V_s}{f} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot M} \quad (I.17)$$

Le courant magnétisant peut donc être maintenu constant en maintenant le rapport $\left(\frac{V_s}{f} \right)$ sensiblement constant.

I.8 Principale caractéristique

I.8.1. Plaque signalétique

La plaque signalétique décrit le point de fonctionnement nominal du moteur.

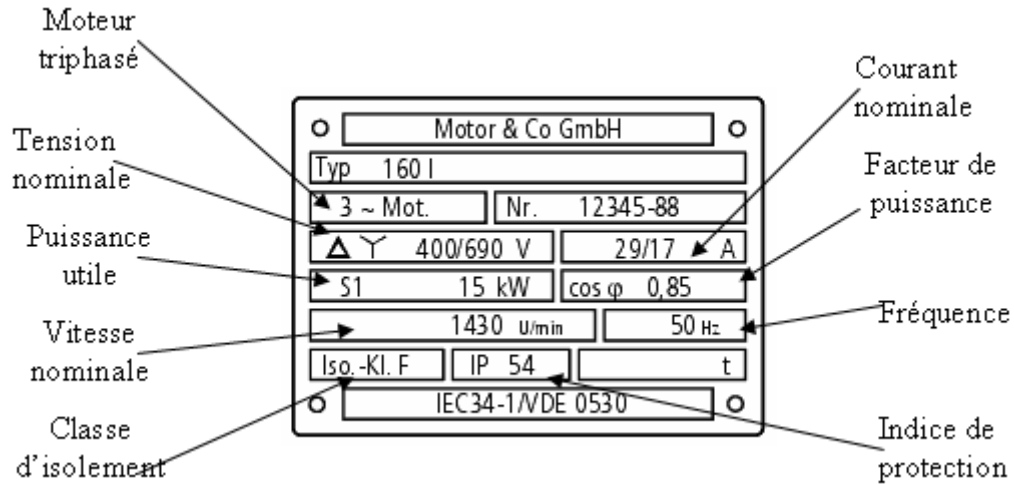


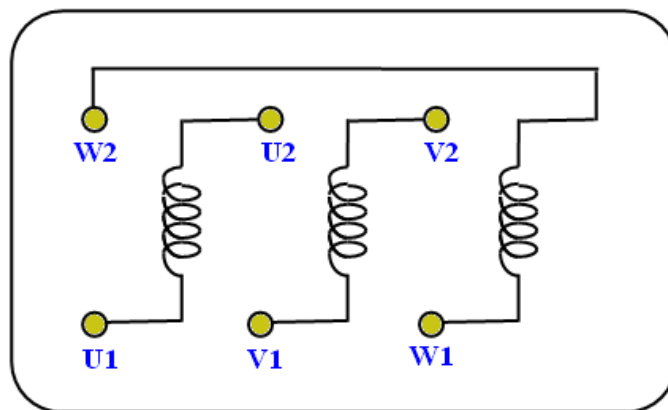
Fig.(I.10): Plaque signalétique d'un moteur asynchrone triphasé.

I.8.2. Plaque à bornes

Le moteur asynchrone triphasé dispose d'une plaque à bornes où sont disponibles les extrémités des trois enroulements (phases) qui constituent le stator.

Normalisation des bornes:

Entrées: **U1**, **V1** et **W1** Sorties : **U2**, **V2** et **W2**.

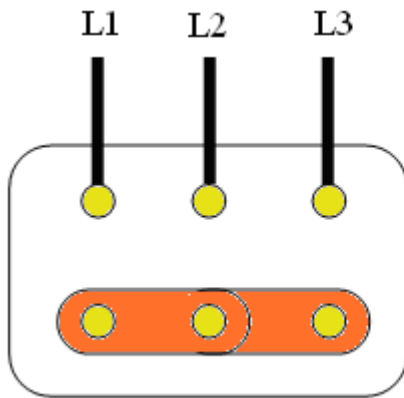


Fig(I.11): Plaque à bornes d'un moteur asynchrone triphasé.

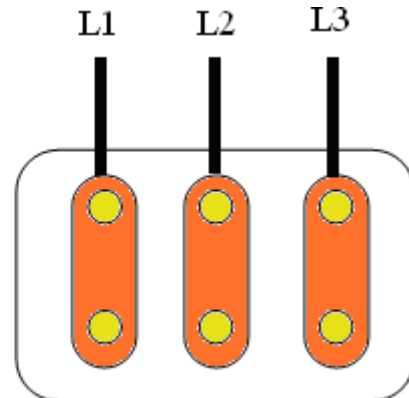
I.8.3.Couplage

Le couplage est réalisé par une connexion, à l'aide de barrettes, sur la plaque à bornes. Les deux couplages possibles sont : le couplage étoile et le couplage triangle. Les enroulements statoriques sont libres de couplage Fig(I.11). Chacune est accessible par ses deux bornes de connexion. La disposition physique en deux rangées de trois bornes permet

d'effectuer de manière aisée le couplage des enroulements : interconnexion de U1, V1 et W1 et alimentation par W2, U2 et V2 en étoile Fig (I.11a) ou interconnexion et alimentation par les liaisons U1-W2, V1-U2 et W1-V2 pour le couplage triangle Fig(I.11b).



Fig(I.11a): Couplage étoile (Y)



Fig(I.11b): Couplage triangle (Δ)

Le couplage des enroulements statoriques permet de faire fonctionner les moteurs asynchrones sous deux tensions. Il est fonction de la tension du réseau et de la tension que peuvent supporter les enroulements. Dans le montage étoile le bobinage est alimenté par la tension du réseau divisé par $\sqrt{3}$. Dans le montage triangle le bobinage est directement alimenté par la tension du réseau[3].

Tension d'alimentation entre les phases	Plaque signalétique du moteur	Couplage à réaliser
380 V	380 - 660 V	Triangle
380 V	220 - 380 V	Etoile
220 V	220 - 380 V	Triangle
220 V	110 - 220 V	Etoile

I.8.4.Symbole général

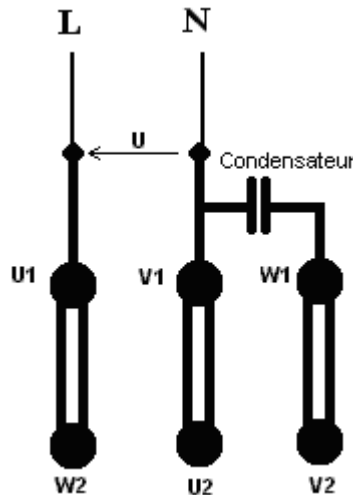


Fig(I.12): Symbole général.

I.9. Moteur triphasé sur réseau monophasé

Ce montage permet de faire fonctionner un moteur triphasé sur un réseau monophasé par ajout d'un condensateur qui va créer une phase supplémentaire déphasée de 90° , provoquant ainsi une baisse importante de couple sur l'arbre moteur (jusqu'à 20%).[4].

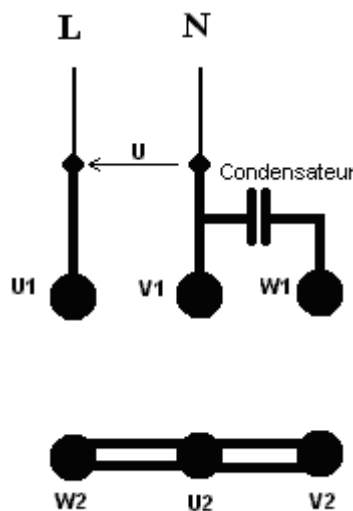
a) Schéma de câblage en triangle



Fig(I.13): Schéma de câblage en triangle.

Pour un moteur 230V/400V, ce couplage convient pour une tension réseau de 230V monophasé.

b) Schéma de câblage en étoile



Fig(I.14): Schéma de câblage en étoile.

Pour un moteur 230V/400V, ce couplage convient pour une tension réseau de 400V monophasé.

c) Choix du condensateur

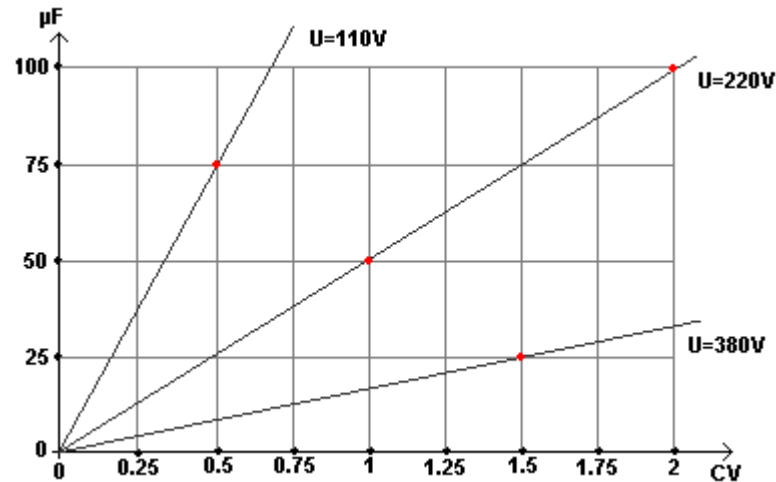
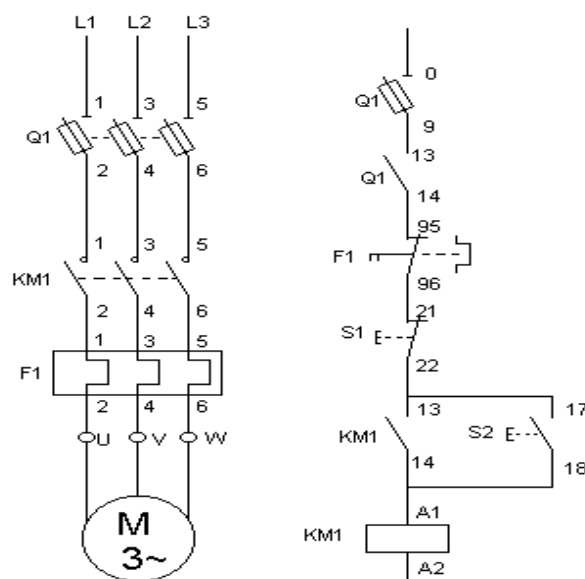


Fig (I.12): Choix du condensateur.

I.10 Démarrage des moteurs asynchrone

I.10.1. Démarrage direct

C'est le mode de démarrage le plus simple. Le moteur démarre sur ses caractéristiques "naturelles". Au démarrage, le moteur se compose comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est presque en court-circuit, d'où la pointe de courant au démarrage. Ce type de démarrage est réservé aux moteurs de faible puissance devant celle du réseau, ne nécessitant pas une mise en vitesse progressive. Le couple est énergique, l'appel de courant est important (5 à 8 fois le courant nominal).[5].



Fig(I.12) :Démarrage direct du MAS.

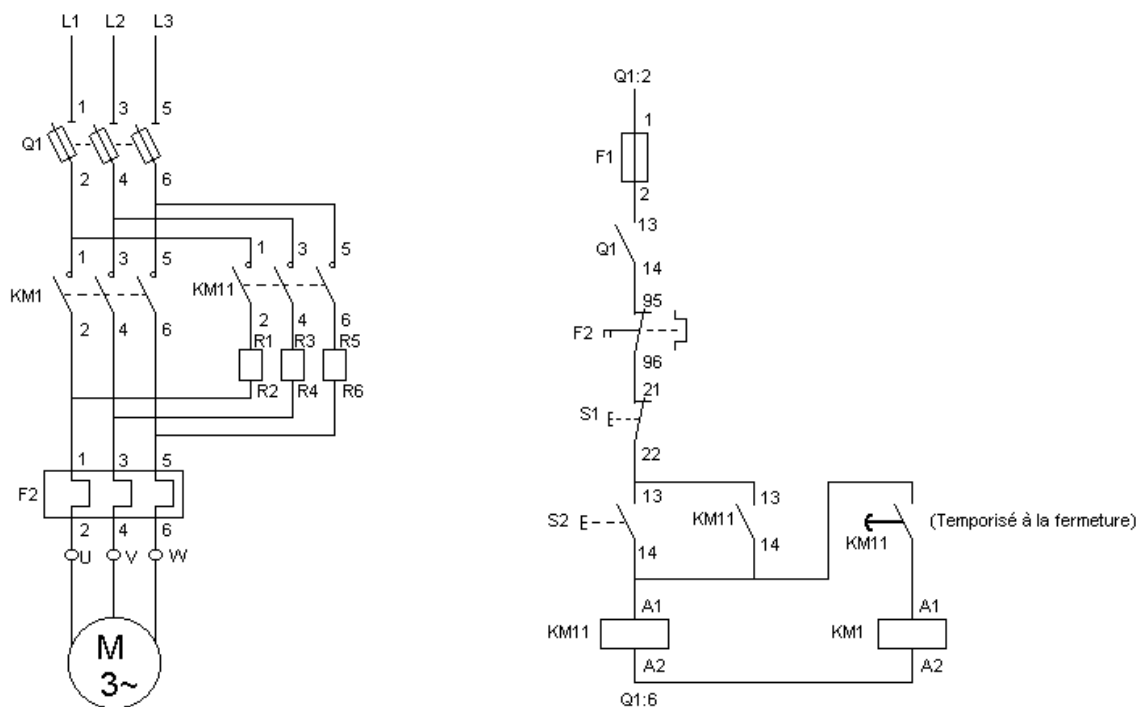
Les avantages du démarrage direct

- Simplicité de l'appareillage de commande
- Couple de démarrage important (1.5 à 2 fois le couple nominal)
- démarrage rapide (2 à 3 secondes)

Les inconvénients du démarrage direct

- La pointe de courant lors de la mise sous tension est très élevée, de l'ordre de 4 à 8 fois le courant nominal
- Démarrage brusque : déconseillé si le démarrage doit être doux et progressif (tapis, transporteur, etc ...)
- Utilisation : Démarrage réservé aux moteurs de petites puissances ($P < 5\text{kW}$) en raison de l'appel important de courant lors du démarrage.

I.10.2. Démarrage statorique à résistances



Fig(I.12) :Démarrage statorique à résistances du MAS.

Avantages de ce type de démarrage

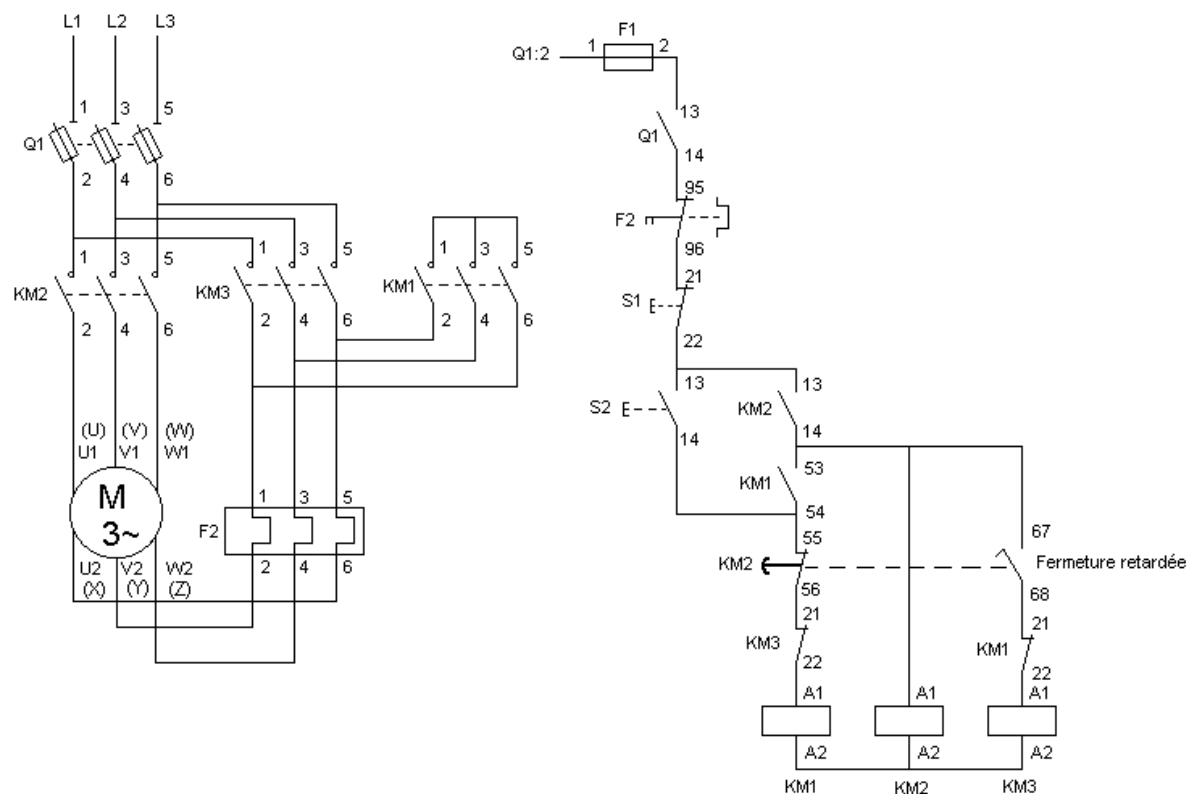
Pas de coupure d'alimentation pendant le démarrage. Forte réduction des pointes de courant transitoires (à ne pas confondre avec courant de démarrage). Possibilité de réglage des valeurs au démarrage

Inconvénient

Perte de puissance dans les résistances. Perte de couple important. Le courant de démarrage est encore élevé (4,à5 In)

I.10.3. Démarrage étoile/triangle

Ce mode de démarrage n'est utilisable que si les deux extrémités de chaque enroulement sont accessibles. De plus, il faut que le moteur soit compatible avec un couplage final triangle.



Fig(I.13) : Démarrage étoile triangle du MAS.

Le démarrage s'effectue en deux étapes et dure 3 à 7 secondes

- Première étape: couplage Etoile (Y) du moteur

Les enroulements sont soumis à une tension $U/\sqrt{3}$.

Le courant de démarrage I_d est réduit par rapport au démarrage direct. ($I_d = 1.3$ à $2.6 I_n$)

Le couple au démarrage est plus faible qu'en démarrage direct (0.2 à $0.5 C_n$)

- Deuxième étape: couplage Triangle (Δ) du moteur

Quand le moteur est lancé, on passe au couplage triangle. La surintensité qui en résulte est moins importante qu'en démarrage direct et le moteur atteint sa vitesse nominale à pleine tension.

Avantages de ce type de démarrage

- Démarreur relativement peu onéreux
- Le courant de démarrage est plus faible qu'en direct et donc moins perturbant pour le réseau.

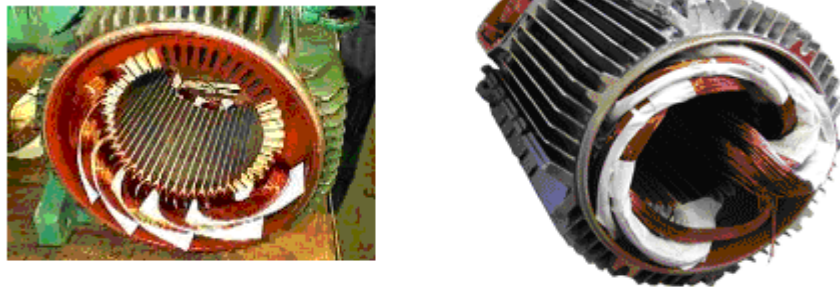
Inconvénients

- Couple de démarrage faible.
- Coupure de l'alimentation et courants transitoires importants au passage Etoile/triangle

Utilisation :

Réservé essentiellement aux machines démarrant à vide.

I.11.Bobinage du moteur triphasé



Fig(I.14) : Bobinage du moteur triphasé.

I.11.1 Les types de bobinage

- **Ondulé**

Le plus facile à réaliser, les groupes sont fabriqués directement grâce à des gabarries. Il n'y a plus qu'à connecter suivant le mode « E-S-E-S... » Ils présentent une légère surintensité du fait que les groupes sont constitués de bobines de diamètres différents.

- **Imbriqué**

Un peu moins facile à réaliser, les groupes sont fabriqués directement grâce à des gabarries. Il n'y a plus qu'à connecter suivant le mode « E-S-S-E-E-S-S... » Ils présentent une légère surintensité du fait que les groupes sont constitués de bobines de diamètres différents.

- **A pas diamétral**

Le plus long à réaliser, car il faut réaliser toutes les bobines une par une puis à les connecter suivant le mode « E-S-E-S... » Ils présentent **les meilleures caractéristiques électriques** du fait que les groupes sont constitués de bobines de diamètres identiques. Il est possible d'assembler les bobines phase par phase ou plusieurs bobines par phase.

Exemple : avec un moteur de 24 encoches et 4 pôles :

Par enroulement ondulé.

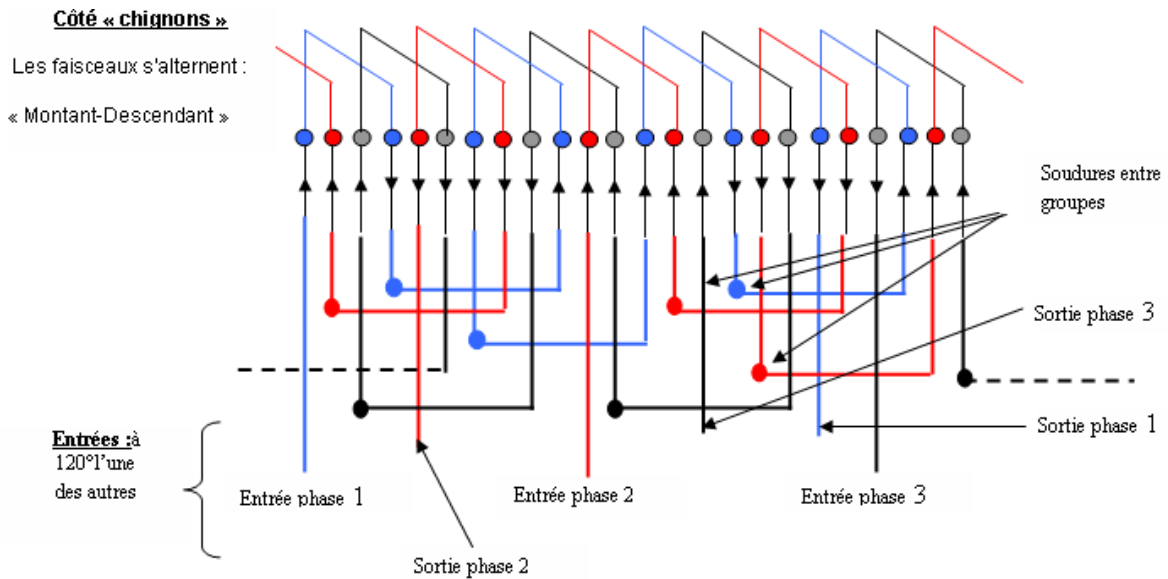
Pas polaire = $24/4 = 6$ encoches sous un pôle.

Nombre de groupe = $4 / 2 = 2$ groupes

Nombre d'encoches par phase = $24 / 3 = 8$

Nombre d'encoches par groupe et par phase = $8 / 2 = 4$

Calcul des faisceaux = $4 / 2 = 2$



Fig(I.15): Tracé de connections et positionnement des entrées.

Conclusion

Ce chapitre comporte une étude générale concernant le moteur asynchrone (structure , caractéristique ,couplage types de démarrage ...etc.) .Pour mieux connaître le comportement de notre moteur ,le chapitre suivant sera consacré à l'étude de son modèle mathématique.

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone

II.1 Introduction

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation soit un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour palier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc...

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

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

Ce chapitre comportera deux parties, dans la première on donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone à cage dans le plan triphasé puis biphasé selon la transformation de Park. La deuxième partie sera consacrée à la validation par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont donnés par l'annexe A.

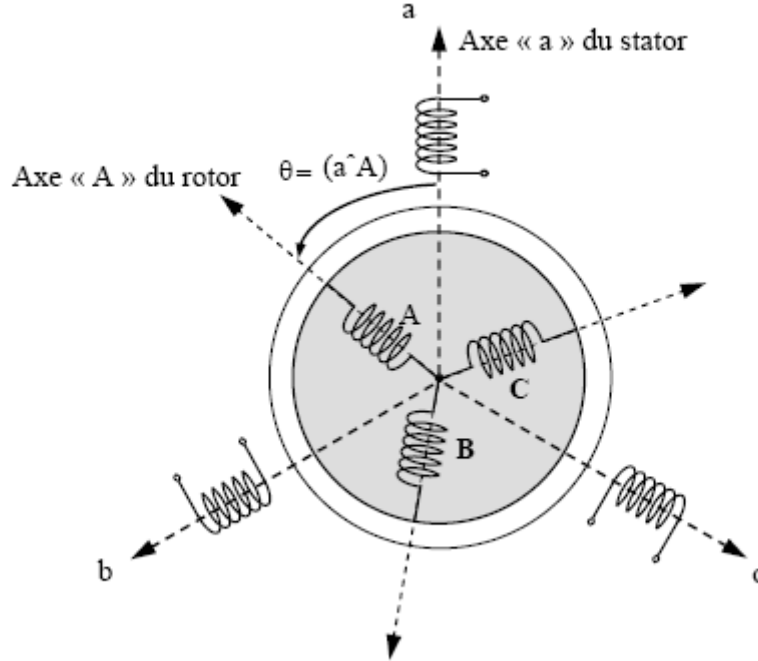
II.2. Hypothèses simplificatrices

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement. L'établissement des équations du modèle repose sur les hypothèses habituelles suivantes [9],[10]:

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.

- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés

II.3. Mise en équations du modèle de la MAS



Fig(II.1): Représentation schématique de la MAS dans l'espace électrique.

La MAS triphasée est représentée schématiquement par la Fig(II.1). Elle est munie de six enroulements:.

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.[6],[7]

II.3.1Équations électriques

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase Fig(.II.1), les équations de tension des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent pour le stator avec l'indice "s" et le rotor avec l'indice "r" comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\Phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\Phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\Phi_{sc}}{dt} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{rA} = R_r I_{rA} + \frac{d\Phi_{rA}}{dt} \\ V_{rB} = R_r I_{rB} + \frac{d\Phi_{rB}}{dt} \\ V_{rC} = R_r I_{rC} + \frac{d\Phi_{rC}}{dt} \end{array} \right. \quad (II.1)$$

Les équations (II.1) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{aligned} \quad (II.2)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

II.3.2. Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{aligned} [\Phi_s] &= [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] &= [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{aligned} \quad (II.4)$$

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

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

M_0 : représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

II.3.3. Équation mécanique

Pour simuler la machine, en plus des équations électriques il faut ajouter l'équation du mouvement du système. Le couple électromagnétique est donné par la dérivée partielle de la coénergie par rapport à l'angle mécanique entre le rotor et le stator

$$C_e = \frac{dW}{d\theta} \quad (II.7)$$

La puissance instantanée d'entrée peut être écrite comme suit:

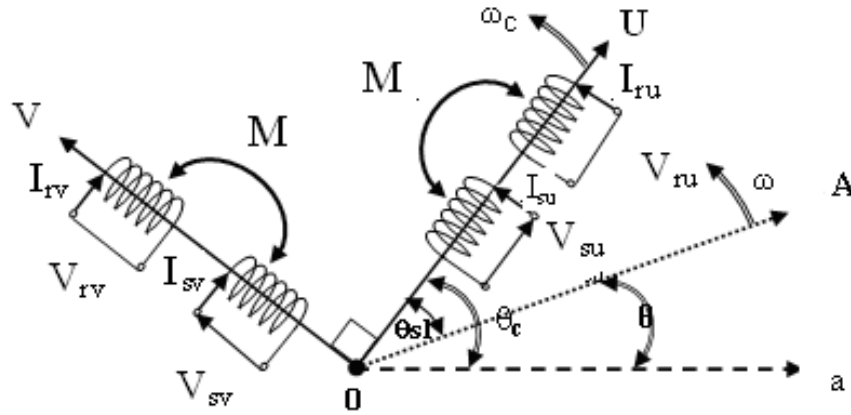
$$P(t) = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} \quad (II.8)$$

On note que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficients variants dans le temps. La solution explicite d'un tel système est très complexe et rarement utilisée.

On fait donc appel aux modèles orthogonaux de la machine. Dans le cadre de ces techniques, la machine est remplacée par une machine fictive ayant des enroulements mutuellement couplés et placés sur deux axes orthogonaux, c'est-à-dire, transformer ce système triphasé équilibré en un système biphasé à coefficients constants (indépendants de l'angle θ) par l'intermédiaire de la transformation de Park. [8]

II.4. Transformation de Park

La transformation de Park, repose sur l'utilisation de deux phases au lieu des trois phases d'axes fixes du stator (a,b,c) ou du rotor (A,B,C). En effet, on considère l'enroulement équivalent formé de deux bobinages d'axes perpendiculaires (u, v) tournant à la vitesse ω_c par rapport au stator et à la vitesse ω_{sl} par rapport au rotor Fig.(II.2). [11]



Fig(II.2) : Représentation des enroulements dans le système d'axes U-V.

En tenant compte de l'égalité des amplitudes en régime permanent la transformation de Park est définie par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_c)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

La matrice de transformation $[P(\theta)]$ est donnée par :

$$[P(\theta_c)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_c - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_c) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

La matrice inverse $[P(\theta_c)]^{-1}$ est donnée par :

$$[P(\theta_c)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & -\sin(\theta_c) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Suite à l'application de la transformation de Park, les équations électriques et magnétiques modélisant le moteur à induction sont alors les suivantes:

II.4.1. Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le système d'axes $u-v$

Dans ce paragraphe nous allons donner les équations électriques de la MAS dans le système biphasé en appliquant la transformation de Park à l'équation (II.1) on obtient:

$$[V_{uvo}] = [P(\theta)][v_{s,abc}] = [P(\theta_c)] \left([R_s][I_{s,abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s,abc}] \right) \quad (\text{II.12})$$

On appliquant la transformation inverse de Park au courants et flux on obtient:

$$\begin{aligned} [I_{s,abc}] &= [P(\theta_c)]^{-1} [I_{uvo}] \\ [\Phi_{s,abc}] &= [P(\theta_c)]^{-1} [\Phi_{uvo}] \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

On peut écrire l'équation de la tension (II.1) sous la forme:

$$\begin{aligned} [V_{uvo}] &= [P(\theta_c)] \left([R_s][P(\theta_c)]^{-1} [I_{uvo}] + \frac{d}{dt} [P(\theta_c)]^{-1} [\Phi_{uvo}] \right) \\ &= [P(\theta_c)][R_s][P(\theta_c)]^{-1} [I_{uvo}] + [P(\theta_c)] \frac{d}{dt} [P(\theta_c)]^{-1} [\Phi_{uvo}] \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

$$[P(\theta_c)][R_s][P(\theta_c)]^{-1} [I_{uvo}] = [R_s][I_{uvo}] \quad (\text{II.15})$$

$$\begin{aligned}
[P(\theta_c)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_c)]^{-1} [\Phi_{uvo}]) &= [P(\theta_c)] \left\{ \left(\frac{d}{dt} [P(\theta_c)]^{-1} \right) [\Phi_{uvo}] + [P(\theta_c)]^{-1} \frac{d}{dt} [\Phi_{uvo}] \right\} \\
&= [P(\theta_c)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta_c)]^{-1} \right) [\Phi_{uvo}] + [P(\theta_c)] [P(\theta_c)]^{-1} \left(\frac{d}{dt} [\Phi_{uvo}] \right)
\end{aligned} \quad (II.16)$$

Après simplification de l'équation (II.16) on a:

$$[P(\theta_c)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_c)]^{-1} [\Phi_{uvo}]) = [P(\theta_c)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta_c)]^{-1} \right) [\Phi_{uvo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{uvo}] \quad (II.17)$$

On prenant le dérivé de l'équation (II.11), nous obtenons

$$\frac{d}{dt} [P(\theta_c)]^{-1} = \omega_c \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_c) & -\cos(\theta_c) & 0 \\ -\sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta_c - \frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_c - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

On multipliant les équations [II.10] et [II.18] nous obtenons:

$$[P(\theta_c)] \frac{d}{dt} [P(\theta_c)]^{-1} = \omega_c \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

$$[P(\theta_c)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_c)]^{-1} [\Phi_{uvo}]) = \omega_c \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\Phi_{uvo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{uvo}] \quad (II.20)$$

On remplace (II.19) et (II.20) dans l'équation (II.14), on obtient finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent:

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \omega_c \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (II.21)$$

Pour le rotor on utilise l'équation (II.2) et on fait les mêmes démarches que celles faites pour le stator. On obtient le modèle électrique dynamique pour l'enroulement rotorique biphasé équivalent

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \omega_{sl} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (II.22)$$

Puisque le système est équilibré on a :

$$V_{so} = V_{ro} = 0 \quad (II.23)$$

II.4.2. Équations magnétiques d'un enroulement triphasé dans le système d'axes u - v

En appliquant la transformation de Park aux équations (II.4) et en développant les expressions des flux on aboutit à la relation matricielle entre les vecteurs flux et les courants dans le repère d'axes (u , v) :

$$\begin{aligned} \Phi_{su} &= L_s I_{su} + M I_{rv} \\ \Phi_{sv} &= L_s I_{sv} + M I_{ru} \\ \Phi_{ru} &= L_r I_{ru} + M I_{sv} \\ \Phi_{rv} &= L_r I_{rv} + M I_{su} \end{aligned} \quad (II.24)$$

Avec :

L_s : Inductance cyclique propre du stator ($L_s = l_s - M_s$)

L_r : Inductance cyclique propre du rotor ($L_r = l_r - M_r$)

M : Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor ($M = \frac{3}{2} \cdot M_{sr}$)

Puisque le système est équilibré on a : $\Phi_{so} = \Phi_{ro} = 0$.

II.4.3. Équation de la puissance instantanée

Le calcul de couple mécanique de la machine asynchrone se base sur la connaissance de la puissance instantanée $P(t)$ soit :

$$p(t) = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} = V_{su} I_{su} + V_{sv} I_{sv} + V_{ru} I_{ru} + V_{rv} I_{rv} \quad (II.25)$$

Elle se décompose en trois termes :

- Puissance dissipée en pertes joules

$$R_s (I_{su}^2 + I_{sv}^2) + R_r (I_{ru}^2 + I_{rv}^2) \quad (II.26)$$

- puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source

$$I_{su} \frac{d\Phi_{su}}{dt} + I_{sv} \frac{d\Phi_{sv}}{dt} + I_{ru} \frac{d\Phi_{ru}}{dt} + I_{rv} \frac{d\Phi_{rv}}{dt} \quad (II.27)$$

- puissance mécanique

$$P_e = \omega_c (\Phi_{su} I_{sv} - \Phi_{sv} I_{su}) + (\omega_c - \omega_{sl}) (\Phi_{ru} I_{rv} - \Phi_{rv} I_{ru}) \quad (II.28)$$

On constate que la puissance électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

II.4.4. Équation du couple électromagnétique

Le rôle du couple électromagnétique est justement d'équilibrer à tout instant l'action résultante exercée sur l'arbre du rotor par :

- Le couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique : C_r .
- Le couple des frottements visqueux : $f_r \Omega$
- Le couple d'inertie des masses en rotation rapporté au diamètre du rotor : $J \frac{d\Omega}{dt}$

En faisant appel aux flux ou aux courants à partir du système d'équations (II.24), on peut avoir plusieurs expressions scalaires du couple toutes égales. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi. Donc, il en résulte les expressions du couple :

$$\begin{aligned}
 C_e = \frac{P_e}{\Omega} &= p \cdot M \cdot (I_{ru} I_{sv} - I_{rv} I_{su}) \\
 &= p \cdot (\Phi_{su} I_{sv} - \Phi_{sv} I_{su}) \\
 &= p \cdot (\Phi_{rv} I_{ru} - \Phi_{ru} I_{rv}) \\
 &= p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\Phi_{ru} I_{sv} - \Phi_{rv} I_{su})
 \end{aligned} \tag{II.29}$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \tag{II.30}$$

II.5. Application de la transformation de Park à la MAS

D'après les relations matricielles (II.21) et (II.22) la position des deux axes u, v peut être fixés par rapport aux trois référentiels suivants :

- Référentiel lié au stator ($\omega_c = 0$; $\omega_{sl} = -\omega$), ou système d'axes (α, β) .
- Référentiel lié au rotor ($\omega_c = \omega$; $\omega_{sl} = 0$), ou système d'axes (x, y) .
- Référentiel lié au champ tournant ($\omega_c = \omega_s$; $\omega_{sl} = \omega_s - \omega$), ou système d'axes (d, q) .

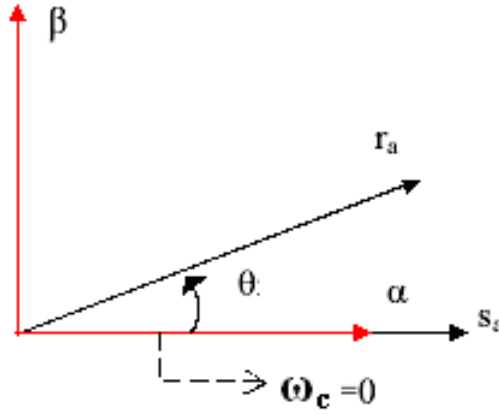
L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour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

II.5.1. Référentiel immobile par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_c = 0 ; \quad \omega_c = \frac{d\theta_c}{dt} = 0 ; \quad \omega_{sl} = -\omega \quad (\text{II.31})$$

Et en remplaçant l'indice «u» par «α» et «v» par «β», on obtient



Fig(II.3): Définition des axes réels de la MAS par rapport au système d'axes α-β.

Les équations de système prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} - \omega \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [4].

II.5.2. Référentiel immobile par rapport au rotor

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_c = \theta ; \quad \omega_c = \frac{d\theta}{dt} = \omega ; \quad \omega_{sl} = 0 \quad (\text{II.33})$$

Et en remplaçant l'indice «u» par «x» et «v» par «y»:

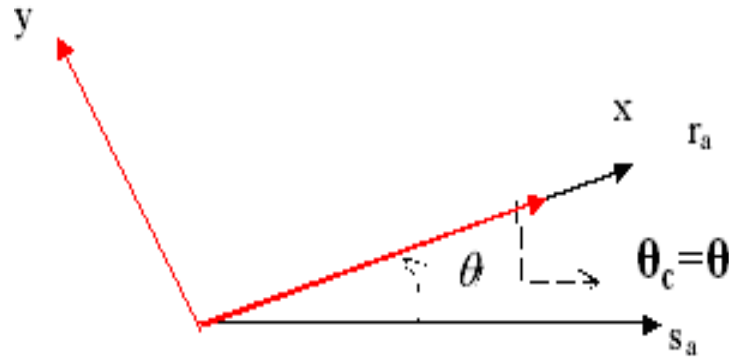


Fig.(II.4) : Définition des axes réels de la MAS par rapport au système d'axes x-y.

Les équations de système prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s I_{sx} + \frac{d\Phi_{sx}}{dt} - \omega \Phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s I_{sy} + \frac{d\Phi_{sy}}{dt} + \omega \Phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = R_r I_{rx} + \frac{d\Phi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} = 0 = R_r I_{ry} + \frac{d\Phi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (II.34)$$

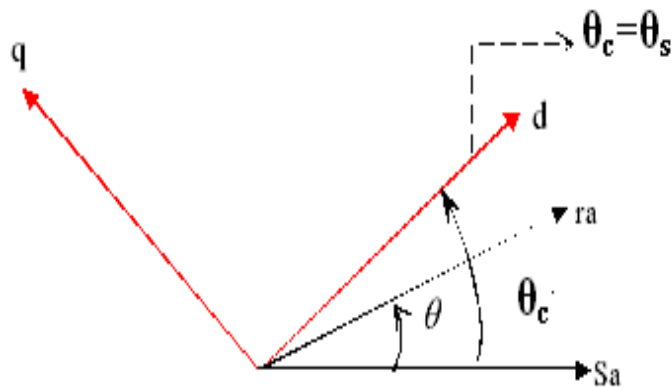
Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

II.5.3. Référentiel immobile au champ tournant

Il se traduit par les conditions:

$$\theta_c = \theta_s ; \quad \omega_c = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s ; \quad \omega_{sl} = (\omega_s - \omega) \quad (II.35)$$

Et en remplaçant l'indice «u» par «d» et «v» par «q»



Fig(II.5): Définition des axes réels de la MAS par rapport au système d'axes d-q.

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (II.36)$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande [29].

II.6. Equation d'état du Modèle de la machine Asynchrone

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} et comme perturbation le couple résistant C_r . Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques $(I_{us}, I_{vs}, \Phi_{ur}, \Phi_{vr})$.

En remplaçant les expressions (II.21) et (II.22) dans l'équation (II.24), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_{us}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \cdot \sigma}\right) I_{us} + \omega_c \cdot I_{vs} + \frac{1}{T_r \cdot M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \Phi_{ur} + \frac{1}{M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \cdot \Phi_{vr} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot V_{us} \\ \frac{dI_{vs}}{dt} = -\omega_c \cdot I_{us} + \left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \cdot \sigma}\right) I_{vs} - \frac{1}{M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \cdot \Phi_{ur} + \frac{1}{T_r \cdot M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \cdot \Phi_{vr} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot V_{vs} \\ \frac{d\Phi_{ur}}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot I_{us} - \frac{1}{T_r} \Phi_{ur} + \omega_{sl} \cdot \Phi_{vr} \\ \frac{d\Phi_{vr}}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot I_{vs} - \omega_{sl} \cdot \Phi_{ur} - \frac{1}{T_r} \Phi_{vr} \end{cases} \quad (II.37)$$

Tel que:

$$\omega = p\Omega \quad ; \quad \omega_{sl} = (\omega_c - \omega) \quad ; \quad \sigma = 1 - \frac{M}{L_s L_r} \quad ; \quad T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad ; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

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

$$\begin{aligned} \frac{dX}{dt} &= A \cdot X(t) + B \cdot U \\ Y &= C \cdot X(t) \end{aligned} \quad (II.38)$$

X : vecteur d'état.

U : vecteur de commande.

A : matrice fondamentale qui caractérise le système.

B : matrice d'application de la commande.

C : matrice de sortie (matrice d'observation).

Avec :

$$X = [I_{su} \ I_{sv} \ \Phi_{ru} \ \Phi_{rv}]^T \quad (II.39)$$

$$U = [V_{us} \ V_{vs}]^T \quad (II.40)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & \omega_c & \frac{1-\sigma}{M T_r\sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega \\ -\omega_c & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\right)\omega & \frac{1-\sigma}{M T_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_c - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_c - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (II.41)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (II.42)$$

II.6.1. Représentation d'état du modèle de la MAS dans le repère α, β

Pour cette étude, nous choisissons un repère (d,q) lié au stator ou (α, β) . Donc, on prend en considération : $\omega_c = 0$; $\omega_{sl} = -\omega$

La représentation d'état est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sa} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{\Phi}_{ra} \\ \dot{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{M T_r\sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\right)\omega & \frac{1-\sigma}{M T_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (II.43)$$

L'équation mécanique est donné par :

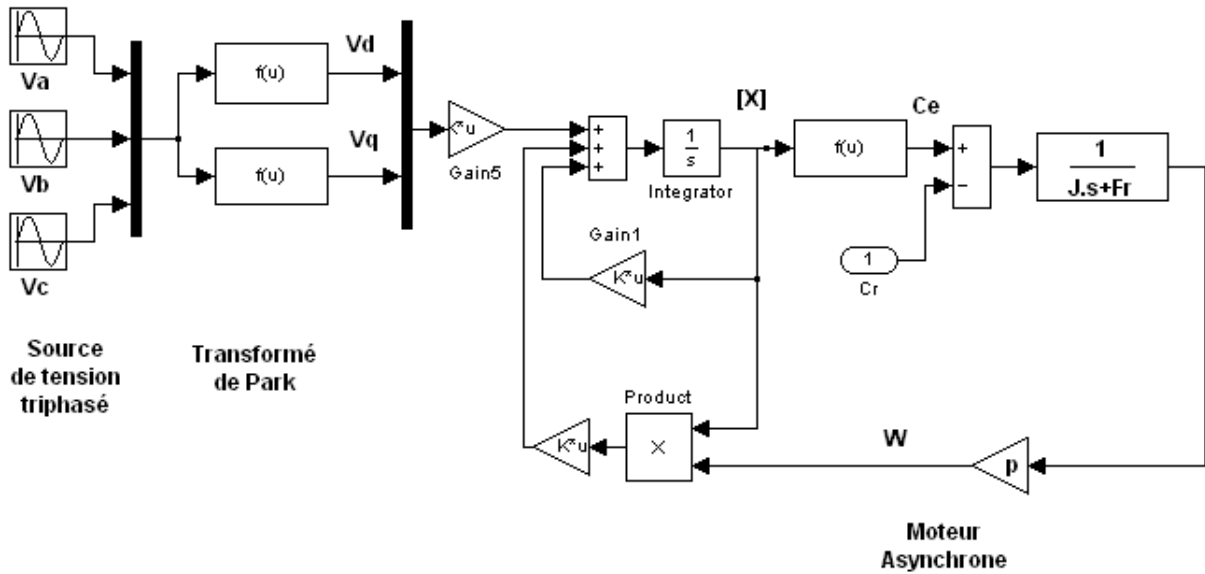
$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r$$

$$C_e = p \frac{M}{L_r} [\Phi_{ra} I_{s\beta} + \Phi_{rs\alpha} I_{sa}] \quad (\text{II.44})$$

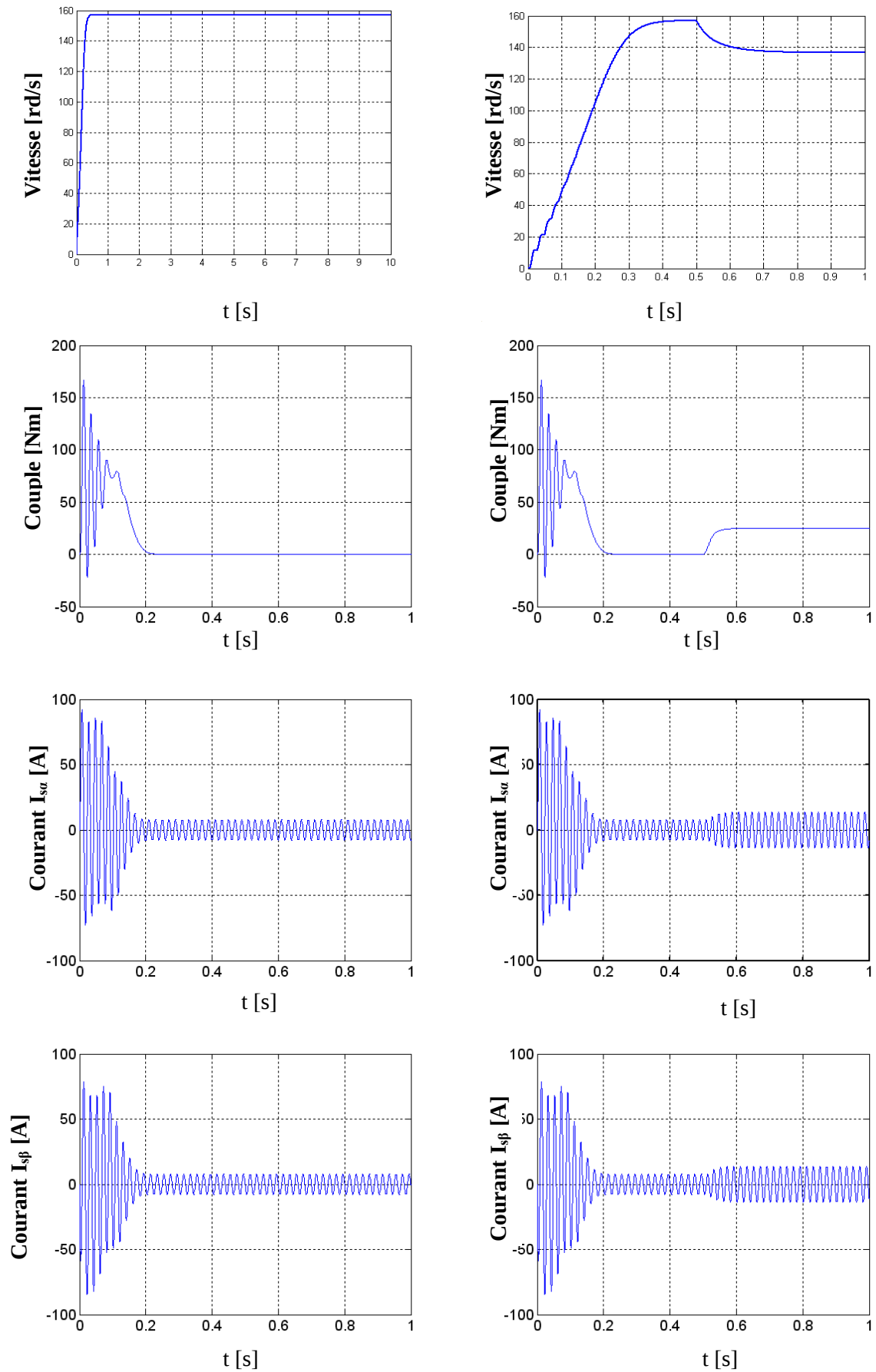
$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

II.6.2. Résultats de la simulation

Nous avons simulé notre machine alimentée par réseau triphasé équilibré 380/220 V, $f = 50\text{Hz}$. Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe A.



Fig(II.6): schéma bloc de simulation de la MAS alimenté par source triphasé.



Fig(II.7): résultats de simulation de la MAS alimenté par source triphasé.

- **Interprétation des courbes**

Les courbes de la Fig. (II.7) représentent les résultats de simulation pour un démarrage à vide ($C_r=0$) puis application d'une charge $C_r=25$ N.m à $t=0.5$ s.

A vide la vitesse en régime permanent se stabilise à (157 rad/sec) puisque le moteur possède 2 paires de pôles. Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de 6 fois le couple nominal. Ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique et après disparition du régime transitoire, il tend vers zéro. Il y a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage, égal à 5 fois environ le courant nominal. Le régime permanent est atteint et reste correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

À $t=0.5$ s on a introduit un couple de charge $C_r= 25$ N.m. On constate que cette introduction a provoqué une diminution de la vitesse de rotation. Pour le courant, il y'a une augmentation après l'application du couple de charge

Conclusion

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone triphasé alimenté en tension et le modèle de Park (biphasée) équivalent. Les résultats obtenus montrent la validité de notre modèle, mettent en évidence des non- linéarités et prouvent le fort couplage entre le stator et le rotor.

Chapitre III

Modélisation de l’Alimentation de la MAS

III.1 Introduction

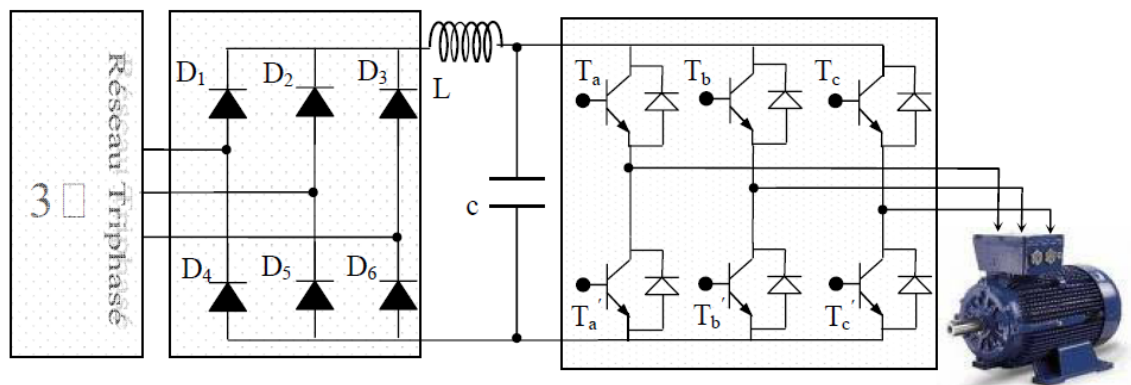
Généralement l’alimentation de la machine est assurée par un convertisseur statique, qui est capable de délivrer une fréquence et une tension de sortie variable, qui est à l’origine de la variation de la vitesse des machines à cage, en effectuant une double conversion en passant par le courant continu.

Grâce à l’évolution de l’électronique de puissance et la technique «MLI» (Modulation de la largeur d’impulsion), on peut réaliser des convertisseurs statiques qui ont permis d’imposer le profil de la tension et du courant aux bornes du moteur par le contrôle direct des signaux de commande des interrupteurs.

Effectivement la technique «MLI» par un découpage approprié de la tension continue autorise le réglage de la tension de sortie de l’onduleur en amplitude et en fréquence ainsi que le contrôle de son contenu harmonique, afin d’optimiser le fonctionnement du moteur en évitant les oscillations du couple et de la vitesse

III.2 Modélisation de l’alimentation

La machine asynchrone est alimentée par onduleur de tension à modulation de la largeur d’impulsion (M.L.I). L’alimentation continue de l’onduleur est fournie à partir du secteur 220V/380V via un redresseur à diodes et un filtre LC (fig.III.1).



Fig(III.1) : Schéma de principe de l’association MAS-Alimentation

III.2.1 Modélisation du redresseur

Nous avons utilisé le pont de Graetz triphasé à diodes alimenté par un système de tensions équilibrées sinusoïdales triphasées (fig.III.2). Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément; lorsque D1 conduit, l'une des deux diodes D 2 et D 3 conduit également, il en vient que D1 conduit lorsque V 1 est supérieur à V2 et V3 [17].

$$V_1 = \text{Max}(V_j) ; j=1,2,3 \quad (\text{III.1})$$

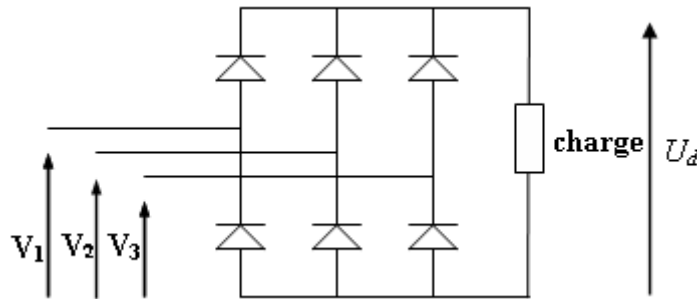
Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$- D_i \text{ conduit si } V_i = \text{Max}(V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3. \quad (\text{III.2})$$

$$- D_i \text{ conduit si } V_i = \text{Min}(V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3.$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est :

$$U_d = \text{max}(V_j) - \text{min}(V_j) ; j=1,2,3. \quad (\text{III.3})$$



Fig(III.2) : Représentation du redresseur triphasé double alternance

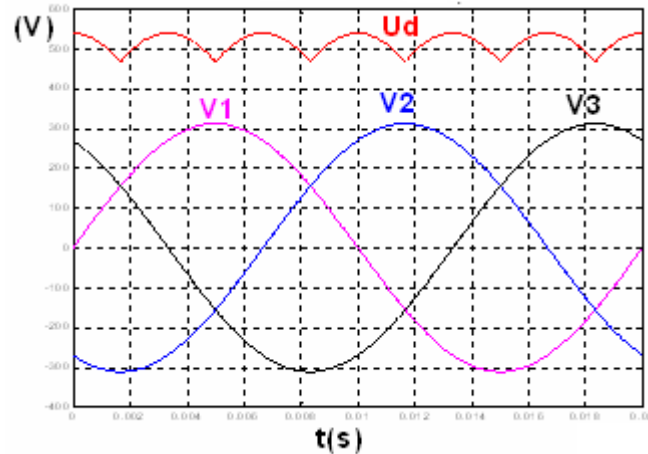


Fig (III.3) : la tension a la sortie du redresseur

La tension redressée instantanée obtenue par ce redresseur (fig.III.3) présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage.

III.2.2 Modélisation du filtre

Pour filtrer la tension continue délivrée par le pont redresseur, on utilise le montage de la figure (III.4), le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé comme suit :

- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance, et transitoirement le stockage des Impulsions renvoyées par l’onduleur ;
- Il dérive les harmoniques de courant créés par l’onduleur et empêche qu’ils ne soient injectés dans le réseau d’alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d’alimentation, que ces fluctuations viennent du redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l’onduleur. Le maintien de cette tension continue apparaît comme un facteur favorisant de la stabilité des montages variateurs de vitesse ;
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court circuit en freinant grâce à l’inductance, l’apport d’énergie extérieur en cas de rôle de commutation de l’onduleur.

Les grandeurs qui interviennent pour dimensionner le filtre sont :

- La tension U_f d’alimentation de l’onduleur ;
- La composante continue du courant exigé I_f ;
- L’ondulation maximale de ce courant et celle tolérée sur la tension U_f dans les plus mauvaises conditions.

On utilise un filtre passe-bas « LC », pour éliminer les hautes fréquences [15] .Ce filtre est schématisé par la Fig.(III.4)

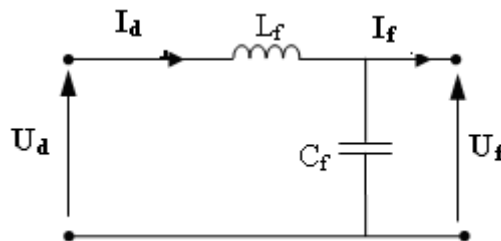


Fig.(III.4): Filtre passif LC.

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

$$U_d(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_f(t) \quad (III.4)$$

$$\frac{dU_f(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_f(t)) \quad (III.5)$$

b) Calcul des paramètres

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert $F(S)$ du filtre :

$$F(S) = \frac{U_f(S)}{U_d(S)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2} \quad (\text{III.6})$$

C’est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{III.7})$$

III.2.3 Onduleur de tension triphasé

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques qui assurent la conversion continue alternative. Alimentés en continu, ils modifient de façon périodique, les connexions entre l’entrée et la sortie et permet d’obtenir de l’alternatif à la sortie. L’onduleur autonome dépend de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté. Cela conduit à distinguer :

- Les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue.
- Les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continue.

Les onduleurs de tension à fréquence variable servent à réaliser des entraînements à vitesse variable avec moteurs à courant alternatif ; ils sont constitués de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. La figure (III.5) : représente la structure d’un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.

III.2.3.1 Structure de l’onduleur de tension

On peut réaliser un onduleur triphasé en groupant trois onduleurs monophasés de l’un ou l’autre, il suffit de décaler d’un tiers de période les commandes des trois phases. La figure (III.5) représente un onduleur tri phases formé de trois demi ponts mono phases et utilisent un diviseur capacitif commun.[14].

Chacune des tensions de sortie est égale tantôt à $(+E/2)$, tantôt à $(-E/2)$. Les interrupteurs fonctionnent comme en monophasé la seule différence est que le courant arrivant au point milieu du diviseur est I_n telle que $I_n = I_a + I_b + I_c$.

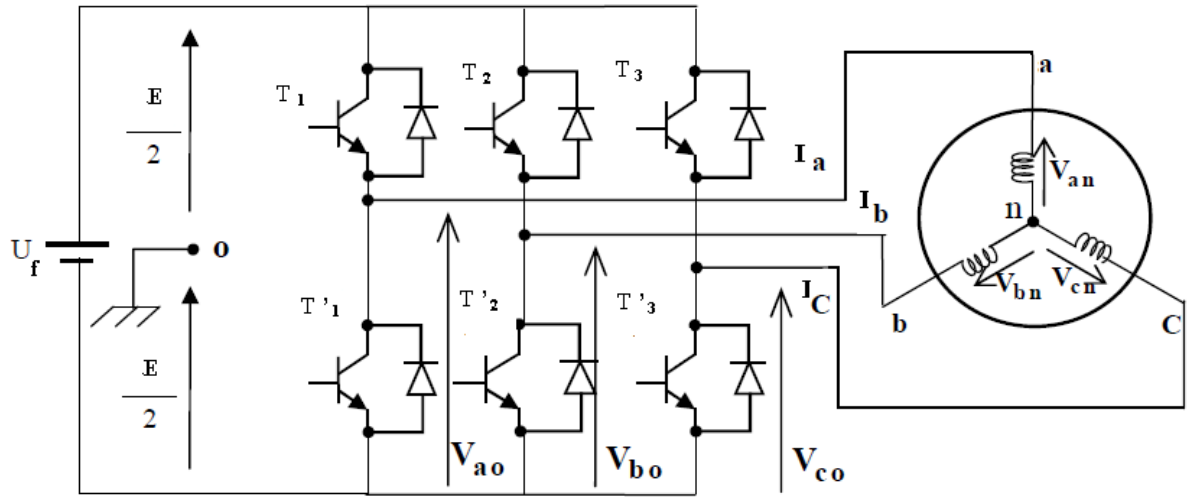


Figure (III.5) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé

La présence du neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibré tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées entre phase et neutre. Si le récepteur triphasé est équilibré (moteur triphasé par exemple), on peut supprimer la liaison entre le point neutre 'n' de la charge et le point milieu 'O' du diviseur capacitif, donc supprimer celui-ci on obtient alors l'onduleur de tension en pont triphasé proprement dit comme représenté sur la Figure (III.5).

III.2.3.2 Modèle de commande de l'onduleur de tension

Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} les interrupteurs $(T_1 \text{ et } T'_1)$, $(T_2 \text{ et } T'_2)$, $(T_3 \text{ et } T'_3)$ doivent être contrôlés de manière complémentaire. Les tensions de sortie de l'onduleur V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée o . Pour qu'elles soient identiques à $1/3$ période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de $1/3$ période sur le précédent.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude E , on déduit aisément les expressions des tensions composées.

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \\ U_{co} = V_{cn} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{III.10})$$

On peut déduire :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{III.11})$$

Pour un système de tensions triphasées équilibrées on peut déduire le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Ce système d'équation peut prendre la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = E \cdot \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

III.2.3.3 Stratégie de commande des onduleurs

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faible fréquence, ils sont pilotés en pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur). A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode) [13].

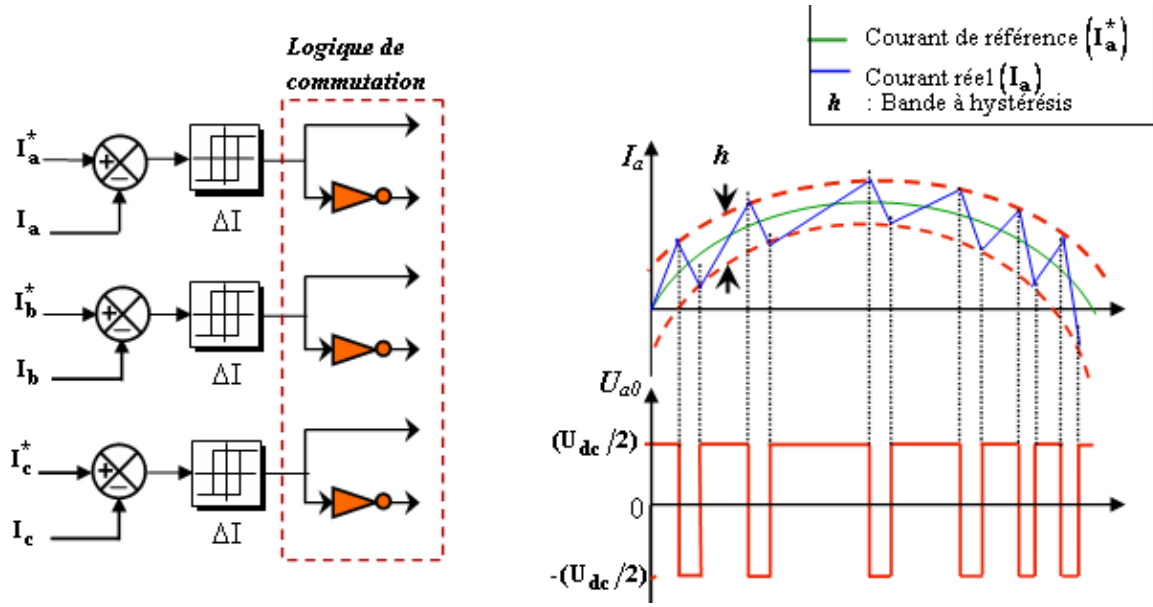
Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par, différents auteurs pour l'onduleur de tension

Nous étudions les stratégies suivantes :

- commande par bande à hystérésis.
- commande avec MLI ;

L’analyse des différentes stratégies sera basée sur la bande de réglage et le taux d’harmonique des tensions de sorties.

a) La technique de commande par hystérésis



Fig(III.6) : Représentation de la logique de commutation et le contrôle du courant

Les courants de référence sont donnés par

$$\begin{cases} I_a^* = I_m \sin(\omega t) \\ I_b^* = I_m \sin\left(\omega t - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ I_c^* = I_m \sin\left(\omega t - 4 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Pour éliminer l’harmonique d’ordre deux et l’harmonique supérieure on pose :

$$f_c \ll 2 \cdot f \quad (\text{III.16})$$

Quand le courant instantané dans une phase s’écarte de sa référence, chaque contrôleur impose une commutation aux interrupteurs du bras de l’onduleur correspondant et le maintient à l’intérieur de sa bande d’hystérésis ΔI . Cette technique est également connue sous le nom fourchette de commutation. [14]

Pour augmenter le courant de la phase, la tension entre la phase affiliée et le neutre est égale à la demi-tension continue ($1/2 U_{dc}$), jusqu'à ce que le segment supérieur de la bande soit atteint. La tension ($-1/2 U_{dc}$) est appliquée jusqu'à ce qu'on aboutisse à la limite inférieure de la bande.

Evidemment, les performances dynamiques de cette stratégie sont excellentes et sa mise en œuvre est relativement simple, puisque la tension maximale est appliquée du moment que l'erreur du courant est dans les limites prédéterminées.

Suite à l'élimination d'un contrôleur du courant supplémentaire, la dépendance des paramètres de la machine est énormément réduite. En revanche, les revers de la simplicité conduisent aux inconvénients inhérents.

- Pendant les régimes transitoires, l'erreur du courant n'est pas strictement limitée, Les valeurs des courants peuvent sortir de la bande d'hystérésis en raison de l'indépendance des trois régulateurs face au couplage imposé par l'onduleur. Celui-ci n'autorise ainsi que le contrôle effectif de deux tensions parmi trois,
- La fréquence de commutation est variable ce qui exige un aménagement particulier dans le contrôle des commutations (butées sur les durées du blocage et de conduction des Semi-conducteurs du convertisseur),
- le contrôleur d'hystérésis produit des subharmoniques inférieures involontaires,
- La fréquence de commutation produit des pertes et spécialement dans les basses modulations.

Le contrôle du courant par hystérésis est utilisé pour les fonctionnements à fréquence de commutation élevée. C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant. La commutation logique est réalisée par trois contrôleurs à hystérésis, un pour chaque phase, comme le montre la Fig.(III.6).

b) Technique de commande M.L.I

Les onduleurs de tension commandés en MLI sont des convertisseurs de type continu-alternatif, à commutation forcée, ils peuvent être associés à la machine asynchrone. aujourd'hui, cette association est la plus indiquée. Ce type d'onduleur a la particularité d'avoir une très bonne réponse dynamique, avec un faible niveau d'ondulation de couple. De nos jours, c'est le type de convertisseur le plus convoité en raison de l'amélioration apportée sur les composants électroniques et les innovations apportées sur les topologies de convertisseurs tels que les onduleurs multi-niveaux.

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs de

largeur variable (d'où le non MLI, modulation de largeur d'impulsion, PWM pulse width modulation en anglais). Les angles de commutation sont calculés de façon à éliminer un certain nombre d'harmoniques générés à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux Fig.(III.7):

- Le premier qui est appelé signal de référence $V_{\text{réf}}$ représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second qui est appelé signal de la porteuse V_{por} , généralement triangulaire, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence HF par rapport au signal de référence. [17]

Ces deux signaux sont comparés, les résultats de comparaison servent à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.

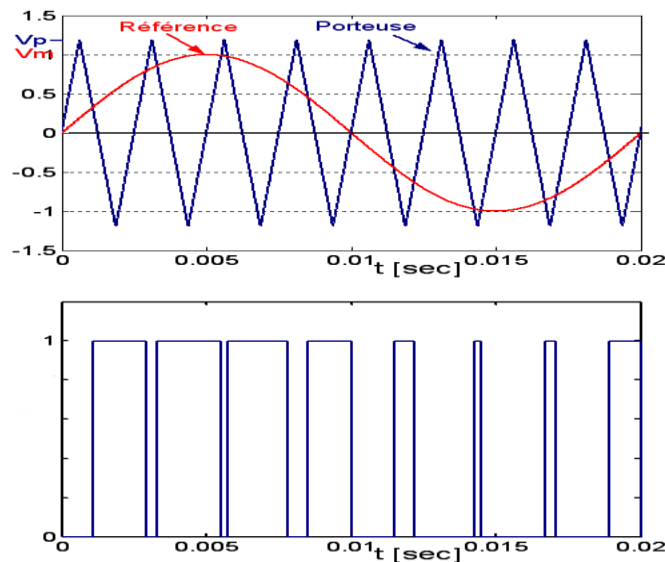


Fig. (III.7). Représentation de l'onde modulante et l'onde porteuse

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si

$$f_{\text{porteuse}} > 20 f_{\text{référence}} \quad (\text{III.17})$$

La technique de MLI se caractérise par deux paramètres:

- L'indice de modulation, il permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion.

$$I_{\text{mod}} = \frac{V_m}{V_p} \quad (\text{III.18})$$

I_{mod} : Indice de modulation

V_m : Valeur maximale de la tension de référence.

V_p : Valeur de crête de la porteuse.

- La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur)

$$V_{1\text{max}} = \frac{U_f}{2} I_{\text{mod}} \quad (\text{III.19})$$

U_f : La tension continue à l'entrée de l'onduleur.

La figure (III.8) illustre le schéma de simulation de la MAS machine alimentée par un onduleur de tension commandé par la MLI sinus-triangle.

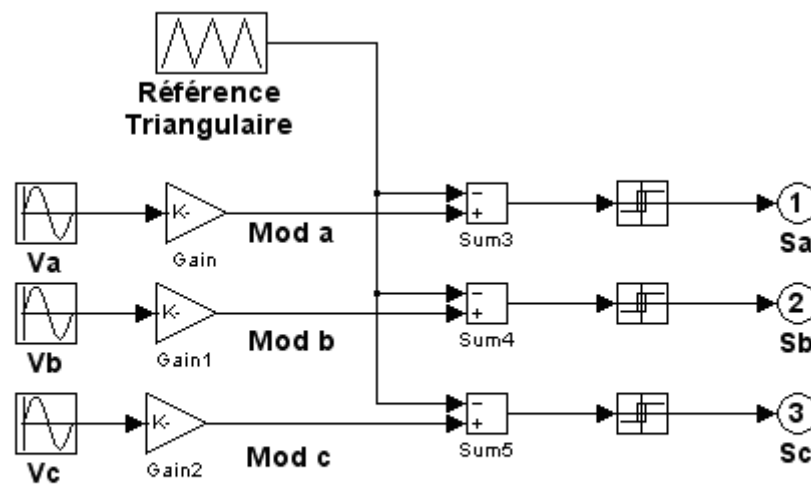


Fig.(III.8).. Schéma de simulation de la MLI sinus-triangle

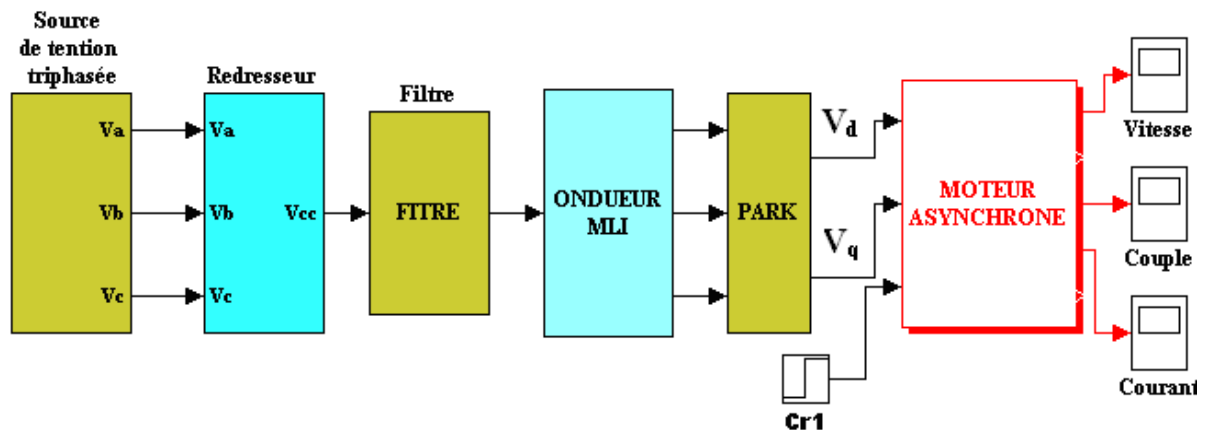


Fig.(III. 9). Schéma bloc de simulation de la MAS alimentée par onduleur MLI

III.3.Résultat de simulation

Les résultats de simulation de l'association convertisseur machine asynchrone sont représentés dans la figure (III.10) (III.11).

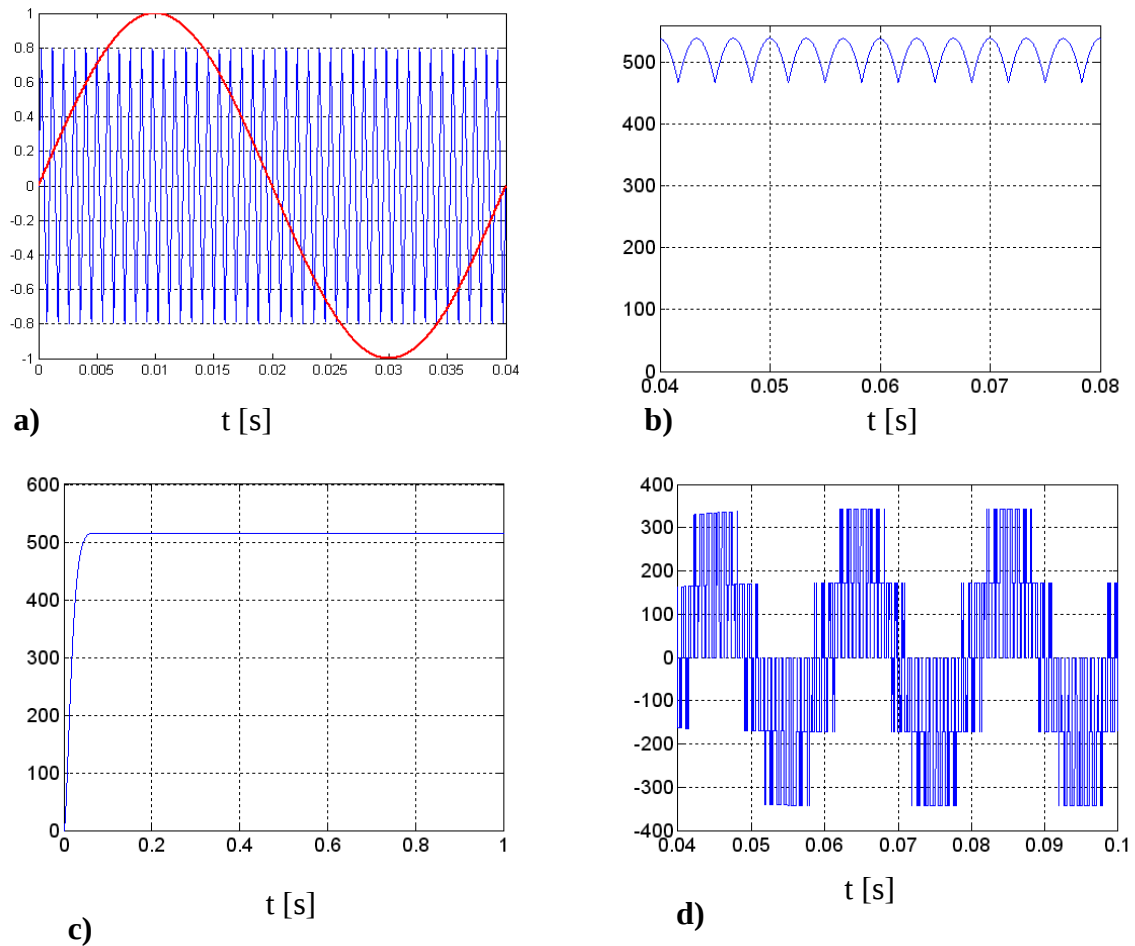


Fig.(III.10) : Les résultats de simulation de l'alimentation

- a) représentation de la porteuse et l'onde de référence
- b) la tension a la sortie de redresseur
- c) la tension a la sortie de filtre
- d) la tesion a la sortie d'onduleur

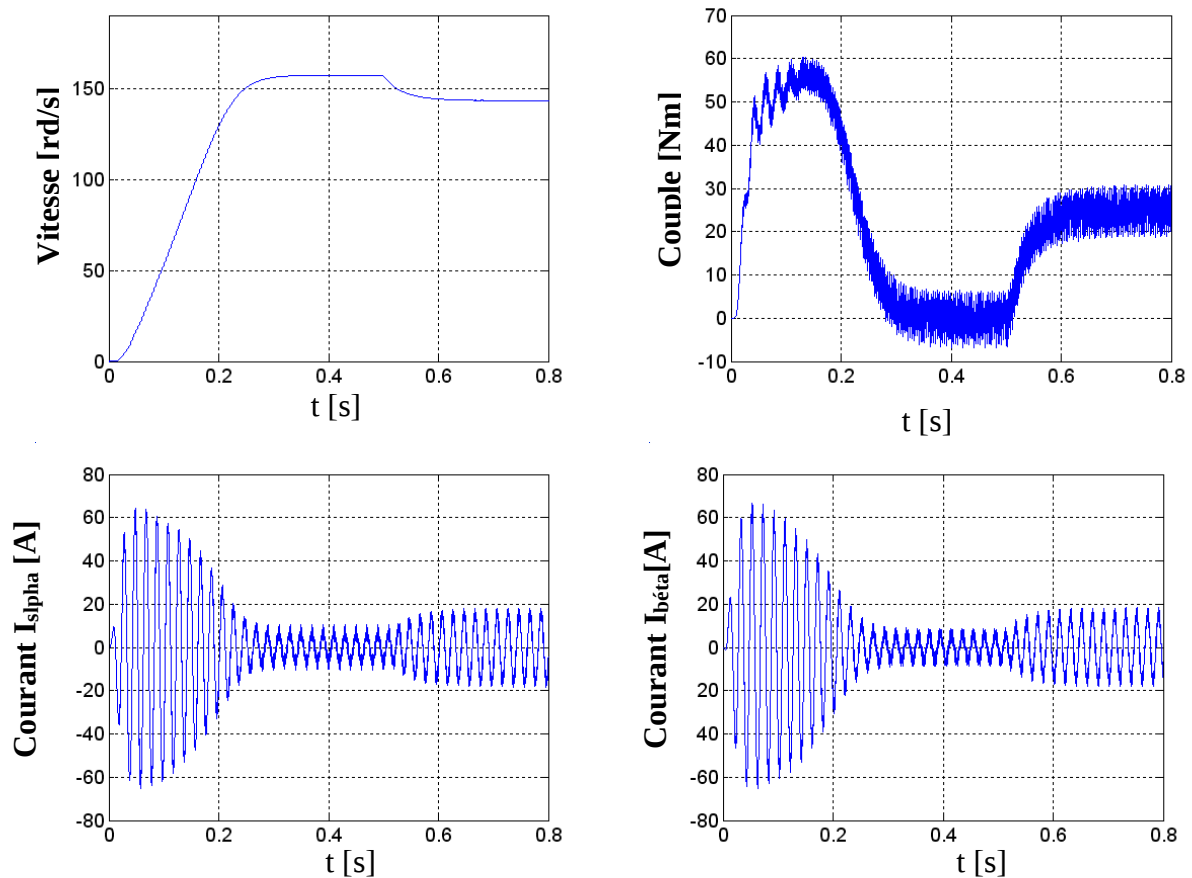


Fig.(III.11) : Les résultats du MAS alimenté par onduleur

Interprétation des courbes

On constate que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, ce régime qui prend presque 0.3s, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale de 157 rd/s en régime permanent pour un couple nul et une démunissions lors de l'application d'une charge..

L'allure du couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court avec un pic de 50 N.m, puis tend vers le régime permanent avec des faibles oscillations.

D'autre part, pour l'allures des courants présentent on constate au démarrage des pics assez importants pendant un temps très court, puis s'établissent à leurs valeurs en régime permanent avec des faibles oscillations.

Conclusion

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone triphasé alimenté par onduleur de tension. Les résultats obtenus montrent la validité de notre modèle, mettent en évidence des non- linéarités et prouvent le fort couplage entre le stator et le rotor. Pour obtenir de grandes performances dynamiques de la machine en boucle fermée ,on adopte la commande vectorielle à flux orienté qui sera détaillée dans le chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande vectorielle directe du MAS

IV.1. Introduction

L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle FOC (Field Oriented Control) introduit par Kovacs en 1959 et repris par Blaschke en 1972..Après une dizaine d'années.,elle a connu un développement important .La FOC a permis à la commande de la MAS de connaître une véritable révolution, car jusque là, on n'utilisait que la commande scalaire [27].

Les techniques de la commande vectorielle implantées par microprocesseurs ont permis l'utilisation de la MAS dans les applications de haute performance où le moteur à courant continu était le seul satisfaisant pour ce type d'application. Donc, l'idée de base du FOC est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu.

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique .Par conséquent, les dynamiques du flux rotorique sont linéaires d'où l'utilisation d'un simple régulateur PI pour réguler le flux. Quand les dynamiques du flux rotorique ont atteint une consigne constante, la dynamique de la vitesse devient linéaire et peut être régulée aussi par un PI [26].

Après un survol des principales stratégies de mise en œuvre de la FOC, une stratégie particulière s'est développée. L'intérêt de celle -ci est de permettre de réduire le temps de calcul global et de faciliter la synthèse des régulateurs de vitesse ou de position.

Dans le présent chapitre consacré à cette étude, nous traiterons la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté d'une MAS alimentée en tension par un onduleur de tension commandé par un régulateur MLI , en utilisant un estimateur de flux .

IV.2.. Principe du découplage

En négligeant les phénomènes parasites tels que la réaction d'induit ou la commutation, la machine électrique qui répond le mieux aux hypothèses de découplage est le moteur à courant continu à excitation indépendante. En effet, dans ce type de structure, il est simple d'imaginer des contrôles indépendants du flux et du couple respectivement par les courants

d'inducteur et d'induit. L'objectif pour une commande de la machine à induction est de réaliser l'opération précédente à l'aide de variables de commande similaire comme le montre la figure (IV.1) [28].

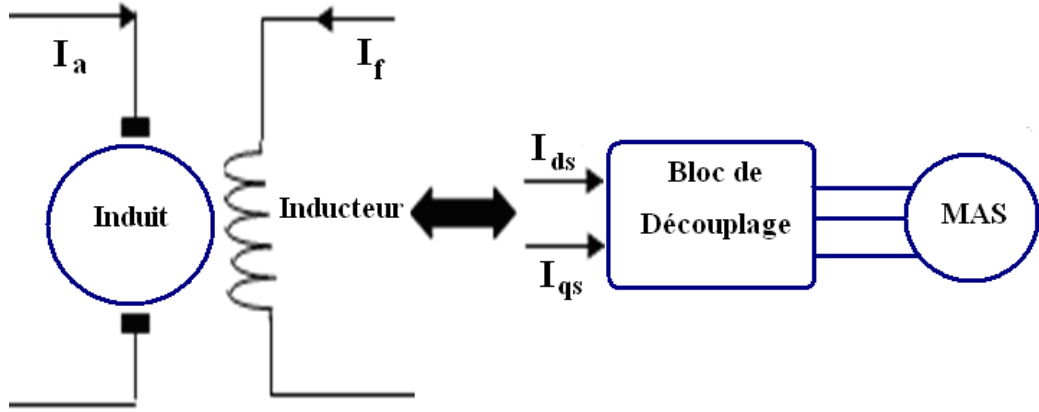
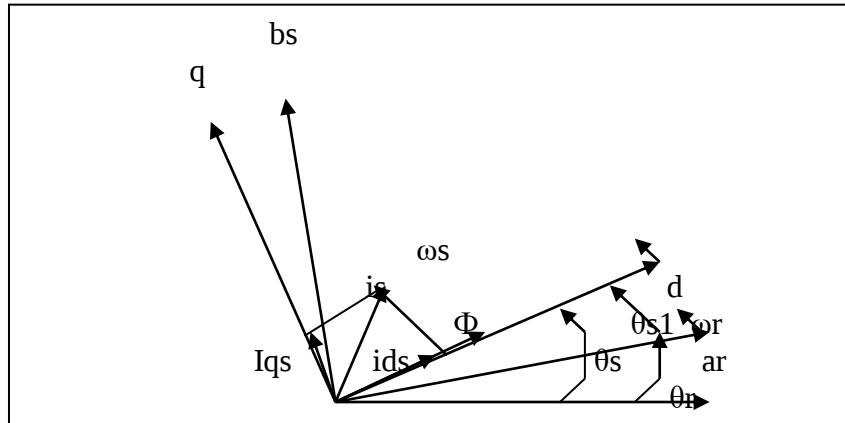


Fig. (IV.1) : Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu

IV 3. Procédé d'orientation du flux

La méthode du flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, pour le modèle de la machine asynchrone représenté par les équations biphasées, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant où le flux à orienter (rotorique, statorique ou d'entrefer) doit coïncider avec l'axe « d »



Fig(IV.2) : Orientation du flux (rotorique, statorique, ou d'entrefer)

Où : (Φ_r) : flux rotorique , (Φ_s) flux statorique , (Φ_m) : flux d'entrefer

Nous pouvons donc orienter selon l'un des trois flux afin d'obtenir un couple maximal en imposant l'une des conditions suivantes [19] :

- orientation du flux rotorique :

$$\Phi_{rq} = 0 \quad , \quad \Phi_{rd} = \Phi_r \quad (IV.1)$$

- Orientation du flux statorique :

$$\Phi_{qs} = 0, \quad \Phi_{ds} = \Phi_s \quad (IV.2)$$

- Orientation du flux magnétique:

$$\Phi_{qm} = 0, \quad \Phi_{dm} = \Phi_m \quad (IV.3)$$

L'intérêt de la technique à flux orienté est d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple sont commandés indépendamment par les composantes du courant statorique (I_{sd} et I_{sq} respectivement).

Ces deux composantes peuvent être contrôlées indépendamment par l'action sur les tensions V_{sd} et V_{sq} d'où ; on considère que les grandeurs V_{sd} et V_{sq} sont des variables de commande et les grandeurs I_{sd} I_{sq} , le flux à orienter et la vitesse mécanique « Ω » comme variable d'état.

IV.3.1. Orientation du flux rotorique

En imposant la condition (IV.1) aux équations du modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} \dot{I}_{ds} = \frac{-1}{\sigma L_s} \left[\left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) \cdot I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} - \frac{MR_r}{L_r^2} \Phi_r - V_{ds} \right] \\ \dot{I}_{qs} = \frac{-1}{\sigma L_s} \left[\left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) \cdot I_{qs} - \omega_s \sigma L_s I_{ds} - \frac{MR_r}{L_r} \Phi_r - V_{qs} \right] \\ M I_{sd} = \Phi_r + T_r \dot{\Phi}_r \\ \omega_s = \omega_r + \frac{M I_{sq}}{T_r \Phi_r} \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{qs} \\ J \dot{\Omega} + f_r \Omega = C_{em} - C_r \end{cases} \quad (IV.4)$$

A partir des équations (IV.4), on voit bien que le flux rotorique peut être commandé par le courant I_{ds} et le couple par le courant I_{qs} dans le cas où le flux rotorique Φ_r est maintenu constant. Si on compose les termes de couplage entre les axes « d » et « q ».

- la tension V_{ds} permet de commander le courant I_{ds} , donc le flux Φ_r .
- la tension V_{qs} permet de commander le courant I_{qs} , donc le couple C_{em}

IV.3.2 Orientation du flux statorique

En imposant la condition (IV.2), nous obtenons le modèle en tension par orientation du flux statorique :

$$\begin{aligned}
 \dot{I}_{ds} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[-L_s \left(\frac{T_s + T_r}{T_s T_r} \right) \cdot I_{ds} + \omega_{sl} \sigma L_s I_{qs} + \frac{1}{T_r} \Phi_s + V_{ds} \right] \\
 \dot{I}_{qs} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[-L_s \left(\frac{T_s + T_r}{T_s T_r} \right) \cdot I_{qs} + \omega_{sl} \sigma L_s I_{ds} - p \Omega \Phi_s + V_{qs} \right] \\
 T_r \dot{\Phi}_s + \Phi_s &= L_s \left[\sigma T_r \Phi \dot{I}_{ds} + I_{ds} \right] - \sigma L_s T_r \omega_{sl} I_{qs} \\
 \omega_{sl} &= \left[\frac{\sigma T_r \dot{I}_{qs} + I_{qs}}{T_r (\dot{\Phi}_s - \sigma L_s I_{ds})} \right] \\
 \omega_s &= \omega_r + \omega_{sl} \\
 C_{em} &= p \Phi_s I_{qs} \\
 J \dot{\Omega} + f_r \Omega &= C_{em} - C_r
 \end{aligned} \tag{IV.5}$$

IV.3.3. Orientation du flux d'entrefer

En imposant la condition (IV.3), nous obtenons le modèle en tension par orientation du flux d'entrefer:

$$\begin{aligned}
 \dot{I}_{ds} &= \frac{1}{L_s - M} \left[-R_s I_{ds} + (L_s - M) \omega_s I_{qs} - \dot{\Phi}_m + V_{ds} \right] \\
 \dot{I}_{qs} &= \frac{1}{L_s - M} \left[-R_s I_{qs} + (L_s - M) \omega_s I_{ds} - \dot{\Phi}_m + V_{qs} \right] \\
 T_r \dot{\Phi}_m + \Phi_m &= M \left[\left(T_r - \frac{M}{R_r} \right) \dot{I}_{ds} + I_{ds} + I_{qs} \omega_{sl} \left(\frac{M}{R_r} - T_r \right) \right] \\
 \omega_s &= \omega_r + \omega_{sl} \\
 \omega_{sl} &= \frac{\left(T_r - \frac{M}{R_r} \right)}{\left(\frac{M}{R_r} - T_r \right) I_{ds} + \frac{T_r}{M} \Phi_m} \\
 C_{em} &= p \Phi_m I_{qs} \\
 J \dot{\Omega} + f_r \Omega &= C_{em} - C_r
 \end{aligned} \tag{IV.6}$$

On peut remarquer que dans les systèmes (IV.5) et (IV.6), le flux statorique Φ_s et le flux d'entrefer Φ_m dépendent simultanément des deux courants statoriques : I_{ds} , I_{qs} ; alors que le

système (IV.4) met en évidence le fait que le flux rotorique Φ_r ne dépende que de la composante directe I_{sd} .

Ainsi la commande vectorielle de la machine asynchrone peut être réalisée en contrôlant le flux statorique, le flux d'entrefer ou le flux rotorique. La comparaison de ces différentes variantes de la commande vectorielle est exposée dans les différents travaux

Les résultats de ces travaux, comme l'illustrent les systèmes d'équation (IV.4) (IV.5) (IV.6) montrent que l'algorithme de commande le plus simple est obtenu dans le cas d'orientation du flux rotorique. [21]

IV.4 Différentes méthodes de la commande vectorielle

La commande vectorielle découle de l'exploitation directe du principe de la machine à courant continu. Grâce à l'orientation fixe et en quadrature de flux inducteur et de courant d'induit de hautes performances dynamiques peuvent être atteintes avec ces machines

Le contrôle d'une machine asynchrone nécessite la connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct «d» tournant à la vitesse de synchronisme (champ tournant), pour y parvenir, deux méthodes sont envisageables :

- **La commande indirecte**

Elle se base sur les équations régissant le fonctionnement de la machine asynchrone avec orientation du flux où la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse de glissement [19].

- **La commande directe**

La position de flux à orienter est mesurée électriquement en utilisant un capteur physique de flux ou un modèle dynamique de flux [19].[20]

IV.4.1. Méthode indirecte

L'avantage précieux de cette méthode réside dans le fait qu'on s'intéresse seulement à la position du flux rotorique sans passer par son amplitude. Considérons le couple électromagnétique C_{em_ref} et le flux Φ_{r_ref} comme références de commande.

En exploitant le système (IV -4), on obtient :

$$\begin{aligned}
T_r \dot{\Phi}_{r_ref} + \Phi_{r_ref} &= MI_{ds} \\
C_{em_ref} &= p \frac{MI_{qs} \Phi_{r_ref}}{L_r} \\
\omega_{sl} &= \frac{MI_{qs}}{T_r \Phi_{r_ref}}
\end{aligned} \tag{IV.7}$$

La position du flux rotorique est déterminée par :

$$\theta_s = \int \omega_{sl} dt + \theta_r \tag{IV.8}$$

Où :

θ_r : représente la position mesurée du rotor.

Cette méthode est caractérisée par sa forte dépendance des paramètres de la machine, en particulier de la constante de temps rotorique, sachant que cette dernière dépend de la saturation et surtout de la température de la résistance du rotor.

Dans le cas où l'évolution de cette résistance ne serait pas prise en compte, la conséquence serait une dégradation des performances en régime statique et dynamique.

IV.4.2. Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa phase, et celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure au sein du processus.

IV.4.2.1. En utilisant des capteurs de flux

Afin d'accéder à l'information concernant l'amplitude et la phase du flux rotorique il faut utiliser des capteurs de flux [23] tel que :

- **Capteur à effet Hall**

Placés sous les dents du stator, ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que l'échauffement excessif et les vibrations. Les signaux captés doivent d'être traités avant d'être exploités afin d'éliminer les harmoniques dues à l'influence des encoches, ce qui nécessite des filtres ajustables automatiquement.

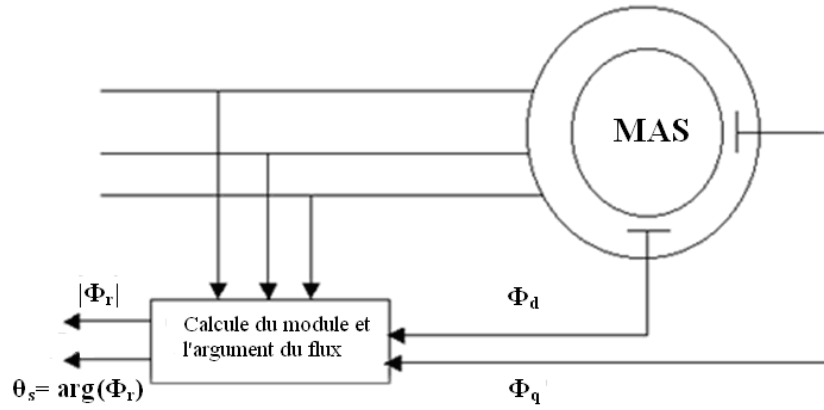
- **Des bobinages supplémentaires dans le stator**

Des bobines placées sur un pôle du stator peuvent donner une mesure du flux rotorique.

- **Des bobines statorique**

Les tensions aux bornes de la machine peuvent donner une mesure du flux rotorique. Cependant, à basse vitesse, la résistance de l'enroulement va devenir prédominante, nécessitant la mise en place d'une compensation.

L'utilisation des bobinages supplémentaires et les bobines statoriques ne peut être appliquée à très basse vitesse. Ainsi que les capteurs à effet Hall nécessitent des moteurs spéciaux (simplicité, robustesse, et faible coût du moteur asynchrone sont perdus). Sachant que ces capteurs devraient être installés au moment de la fabrication de la machine.



Fig(IV.4) : Méthode directe utilisant des capteurs du flux

Pour cette méthode directe, le flux rotorique est exprimé par les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 \bar{\Phi}_r &= L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \\
 \bar{\Phi}_m &= M(\bar{I}_s + \bar{I}_r) \\
 \Phi_r &= \left(\frac{L_r}{M} \right) \bar{\Phi}_m - (L_r - M) \bar{I}_s
 \end{aligned} \tag{IV.9}$$

Donc, son module et argument :

$$\begin{aligned}
 |\Phi_r| &= \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \\
 \theta_s &= \arctg\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right)
 \end{aligned} \tag{IV.10}$$

Avec : $\Phi_{r\alpha}$ et $\Phi_{r\beta}$ Sont les flux mesurés par les capteurs.

Cette méthode assure un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement du moteur.

IV.4.2.2. En utilisant des estimateurs du flux

Les difficultés liées à l'utilisation du capteur de flux ont conduit les chercheurs à développer des modèles dynamiques de flux, Ces modèles consistent à déterminer la position et le module du flux à partir des grandeurs statoriques dans le référentiel lié au stator.

Cette méthode ne peut pas être utilisée à très basse vitesse, car la résistance de l'enroulement statorique deviendra prédominante, ce qui nécessite une compensation.

De même nous pouvons développer un modèle dynamique pour l'estimation du flux rotorique basé sur la mesure des courants statoriques et la vitesse du rotor. Ce modèle se déduit des équations du système (IV.4) :

$$\begin{cases} T_r \dot{\Phi}_r + \Phi_r = M \bar{I}_s + j\Omega T_r \bar{\Phi}_s \\ \bar{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \\ \bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \end{cases} \quad (IV.11)$$

On calcule alors le flux estimé comme suit:

$$|\Phi_r| = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \quad (IV.12)$$

La position θ_s de l'axe d par rapport au stator est obtenue à partir des composantes du flux rotorique $(\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta})$ par:

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right) \quad (IV.13)$$

La pulsation statorique s'écrit d'après (IV.4) :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{M I_{qs}}{T_r \Phi_r} \quad (IV.14)$$

L'équation (IV.4) n'est pas exploitable telle quelle puisque Φ_r est nul au démarrage du moteur. Nous utiliserons pour la simulation, l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \omega_s &= p\Omega + \frac{M I_{qs}}{T_r \Phi_r + \varepsilon} \\ \varepsilon &= 0.001 \end{aligned} \quad (IV.15)$$

Le couple électromagnétique est alors égal à :

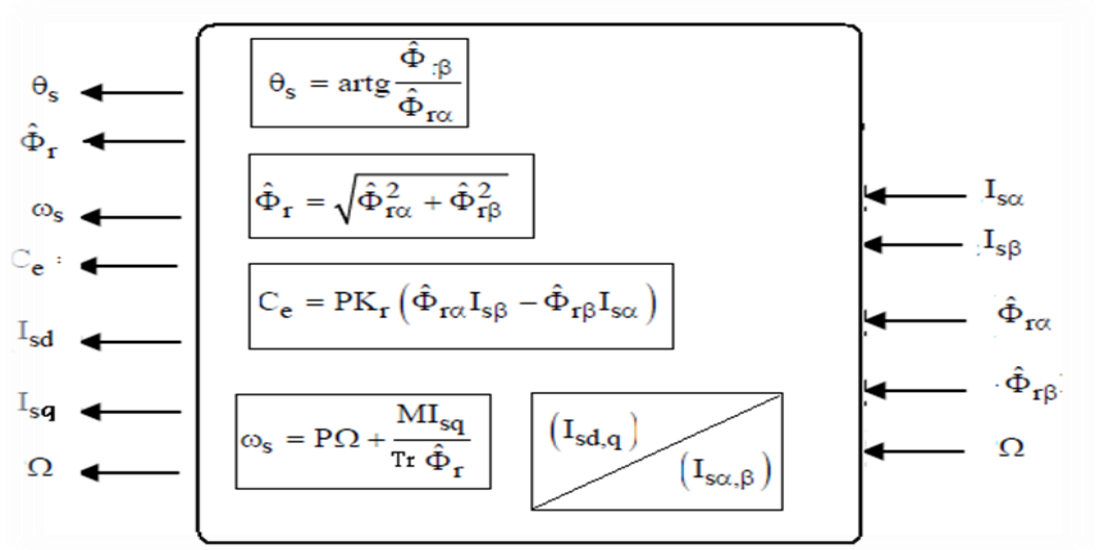
$$C_e = pK_r [\Phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} I_{s\alpha}] \quad (IV.16)$$

$$\text{Où : } K_r = \left(\frac{M}{L_r}\right)$$

Sachant que ces deux méthodes sont valables sur toute la plaque de vitesse, cependant elles font intervenir les paramètres de la machine ainsi que les bruits de mesure .Et si

l'évolution de ces contraintes n'est pas prise en compte, le module et la position du flux rotorique ne peuvent pas être déterminés avec précision.

La figure (IV.5) illustre les blocs d'estimation du flux rotorique du couple qui seront utilisés pour la CVD de la MAS.



Fig(IV.5) :Représentation des blocs d'estimation

IV.5. Principe du découplage par compensation

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} tel que V_{sd1} n'agit que sur I_{sd} et V_{sq1} sur I_{sq1} .

Définissons deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} comme suit [24] :

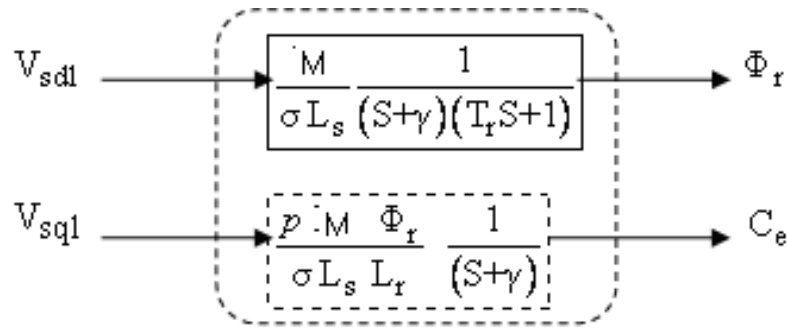
$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} + e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} + e_{sq} \end{cases} \quad (IV.17)$$

$$\text{Avec: } \begin{cases} e_{sd} = \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{M R_r}{L_r^2} \Phi_r \\ e_{sq} = \sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{M \omega_s}{L_s} \Phi_r + \frac{M^2 I_{sq}}{T_r L_r} \end{cases} \quad (IV.18)$$

On a donc un nouveau système:

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = -\sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} \end{cases} \quad (IV.19)$$

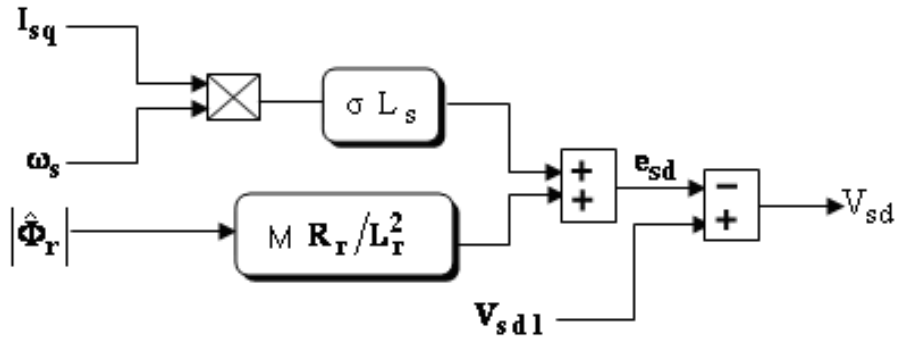
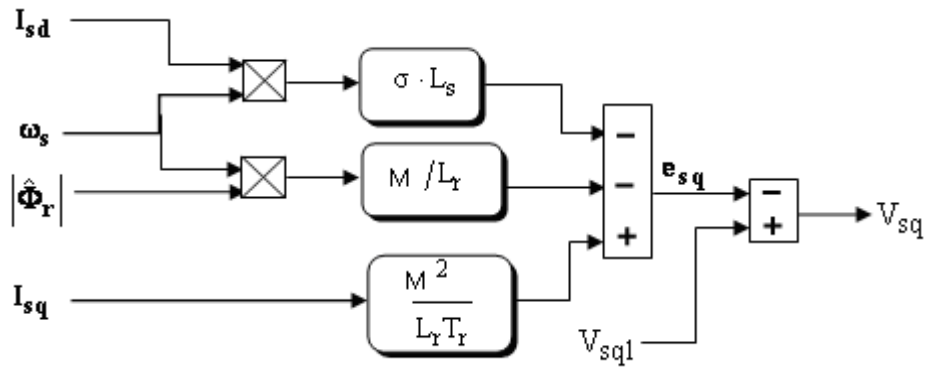
En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons la reconstruction donnée par la Figure (IV.6).



Fig(IV.6) : Représentation du découplage

Avec : $\gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}$ (IV.20)

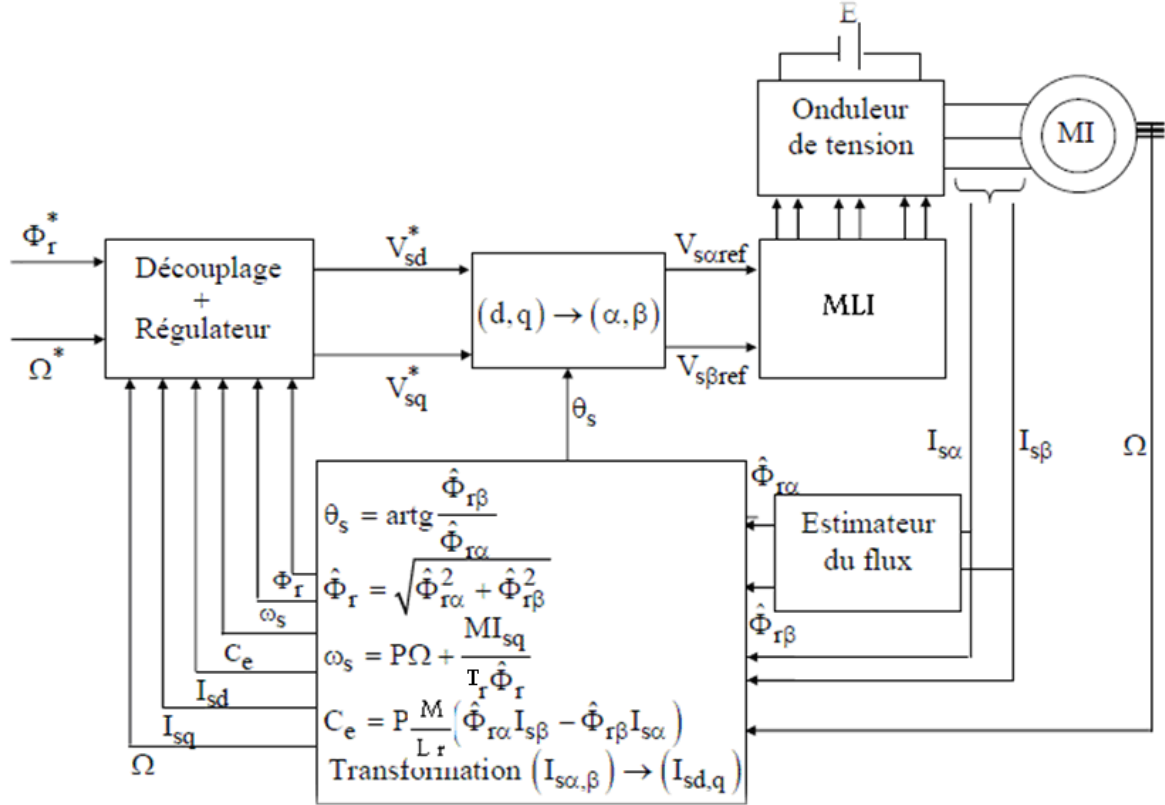
- Schémas de simulation de la compensation

Fig.(IV.7) : Bloc de compensation e_{sd} Fig.(IV.8) : Bloc de compensation e_{sq}

IV.6. Schéma bloc de la commande vectorielle directe

A partir du modèle du moteur élaboré au chapitre II et les équations de découplage données au paragraphe IV.5, nous pouvons élaborer le schéma bloc de la commande vectorielle directe d'un MI alimenté en tension Fig(IV 9).

Nous utilisons les estimateurs de flux, de couple et de pulsation statorique déterminés précédemment. Le contrôle de l'onduleur est assuré par la technique MLI. Le schéma bloc de la commande vectorielle directe est donné par la Fig. (IV.9).



Fig(IV.9) : Schéma bloc de la commande vectorielle directe avec alimentation en tension

IV.7. Calcul des régulateurs

IV.7.1. Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la figure (IV.10).

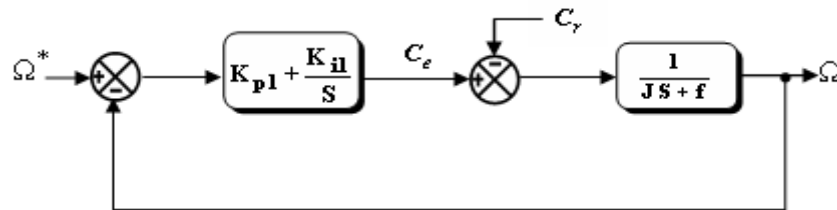


Fig. (IV.10) : Schéma de la régulation de la vitesse

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$\begin{aligned}
\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} &= \frac{\left(\frac{1}{Js+f}\right)\left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s}\right)}{1 + \left(\frac{1}{Js+f}\right)\left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s}\right)} \\
&= \frac{1 + \tau_1 s}{1 + \left(\tau_1 + \frac{f}{K_{i1}}\right)s + \frac{J}{K_{i1}}s^2}
\end{aligned} \tag{IV.21}$$

Avec:

$$\tau_1 = \frac{K_{p1}}{K_{i1}} \tag{IV.22}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)s^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_0}\right)s + 1$, nous avons à résoudre le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2\zeta}{\omega_0} = \tau_1 + \frac{f}{K_{i1}} \end{cases} \tag{IV.23}$$

Pour un amortissement critique $\zeta=1$ on obtient :

$$\begin{cases} K_{p1} = \tau_1 K_{i1} \\ K_{i1} = \frac{4J}{\tau_1^2} \end{cases} \tag{IV.24}$$

Tel que :

$$\tau_1 = \frac{t_{rep1}(5\%)}{3} \tag{IV.25}$$

IV.7.2. Régulateur de couple

La relation de découplage définie par la fig (IV.6) nous permet d'écrire:

$$\frac{C_e}{V_{sq1}} = \frac{pM\Phi_r}{\sigma L_s L_r} \cdot \frac{1}{s + \gamma} = \frac{K_1}{s + \gamma} \tag{IV.26}$$

Tel que:

$$K_2 = \frac{pM\Phi_r}{\sigma L_s L_r} \tag{IV.27}$$

Nous utilisons un régulateur proportionnel- intégral (PI) représenté par la fig.(IV.11).

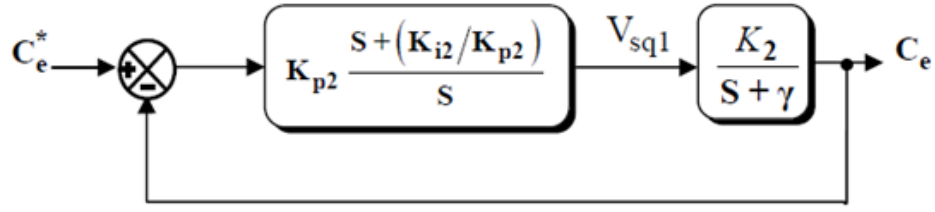


Fig (IV.11) : Schéma de la régulation du couple.

La compensation du pôle $(S + \gamma)$ par $\left(S + \frac{K_{i2}}{K_{p2}}\right)$ se traduit par la relation suivante:

$$(S + \gamma) = \left(S + \frac{K_{i2}}{K_{p2}}\right) \quad (\text{IV.28})$$

Ce qui donne :

$$\gamma = \frac{K_{i2}}{K_{p2}} \quad (\text{IV.29})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\frac{C_e}{C_e^*} = \frac{K_{p2}K_2}{S} \quad (\text{IV.30})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{C_e}{C_e^*} = \frac{K_{p2}K_2}{S + K_{p2}K_2} = \frac{1}{\left(\frac{1}{K_{p2}K_2}\right)S + 1} \quad (\text{IV.31})$$

Tel que la constante du temps associée au régulateur est donnée par :

$$\tau_2 = \frac{1}{K_{p2}K_2} \quad (\text{IV.32})$$

Pour un temps de réponse imposé $t_{\text{rep2}}(5\%)$, nous obtenons la condition suivante :

$$\tau_2 = \frac{t_{\text{rep2}}(5\%)}{3} \quad (\text{IV.33})$$

A partir des relations (IV.29) et (IV.31) nous obtenons les paramètres du régulateur de couple comme suit :

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{1}{K_2 \tau_2} \\ K_{i2} = \gamma \cdot K_{p2} \end{cases} \quad (\text{IV.34})$$

IV.7.3. Régulateur du flux

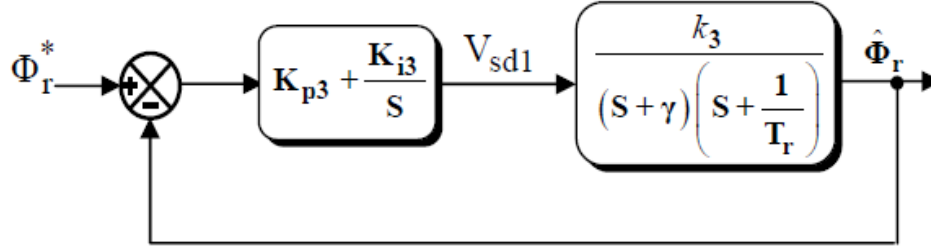


Fig. (IV.12.) :Schéma fonctionnel de la régulation du flux

Tel que :

$$K_3 = \frac{1}{\sigma L_s T_r} \quad (\text{IV 35})$$

La compensation des pôles donne :

$$T_r = \frac{K_{p3}}{K_{i3}} \quad (\text{IV 36})$$

La fonction du transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Phi_r(s)}{\Phi_r(s)^*} = \frac{1}{\left(\frac{1}{K_{p3} K_3} \right) s^2 + \left(\frac{\gamma}{K_{p3} K_3} \right) s + 1} \quad (\text{IV.37})$$

L'équation caractéristique est la suivante

$$\left(\frac{1}{K_{p3} K_3} \right) s^2 + \left(\frac{\gamma}{K_{p3} K_3} \right) s + 1 = 0 \quad (\text{IV.38})$$

En comparant cette équation avec l'équation caractéristique de second ordre, on trouve que :

$$\begin{cases} \omega_0^2 = K_3 K_{p3} \\ K_{p3} = \frac{\omega_0 \gamma}{2\zeta \cdot K_3} \end{cases} \quad (\text{IV.39})$$

Donc, les paramètres du régulateur du flux sont :

$$\begin{cases} K_{p3} = \frac{\gamma}{K_3(2\zeta)^2} \\ K_{i3} = \frac{K_{p3}}{T_r} \end{cases} \quad (\text{IV.40})$$

IV.8. Résultats de simulation

Afin de tester les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe en tension, nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable : à vide, en charge et dans deux sens de rotation.[29]

IV.8.1. Essai à vide

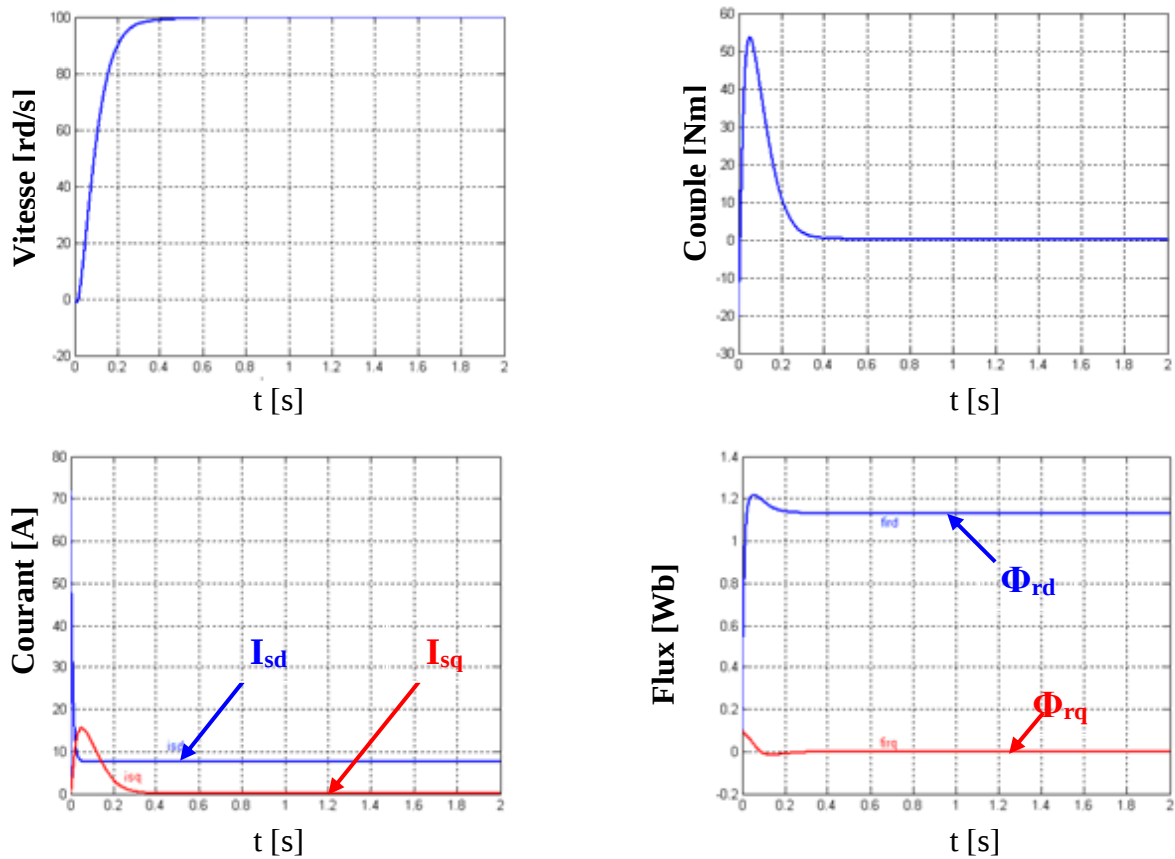
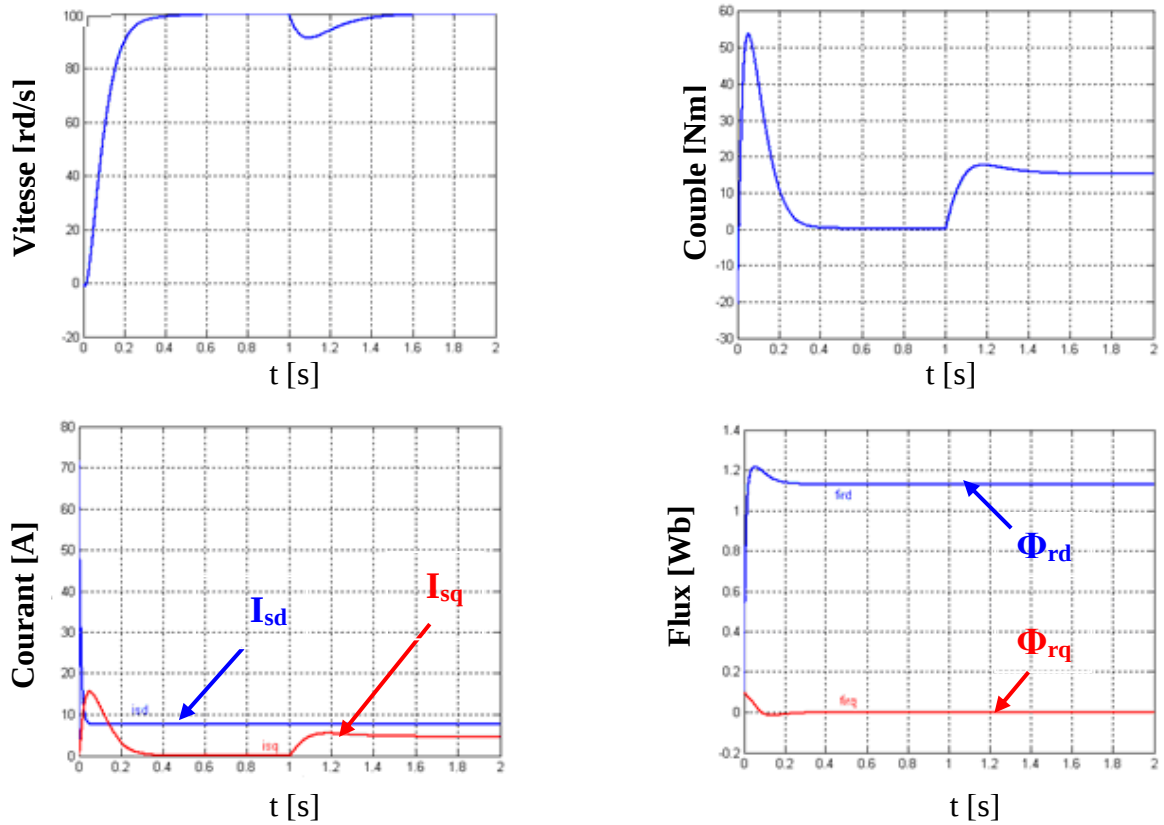


Fig. (IV.13) : Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MAS alimentée en tension (à vide).

Les résultats de simulation de la fig(IV 13) représentent la réponse du système à vide, le flux est orienté suivant l'axe d, tout en respectant le principe de la commande vectorielle ($\Phi_{dr}=\Phi_r$ et $\Phi_{qr}=0$), les courants statoriques I_{sd} , I_{sq} sont découplés i_{sq} se stabilise à la valeur 0 et i_{sd} à une valeur constante, la vitesse ω_r se stabilise à la valeur de référence 100 rad/s, après un régime transitoire de 0,4 s.

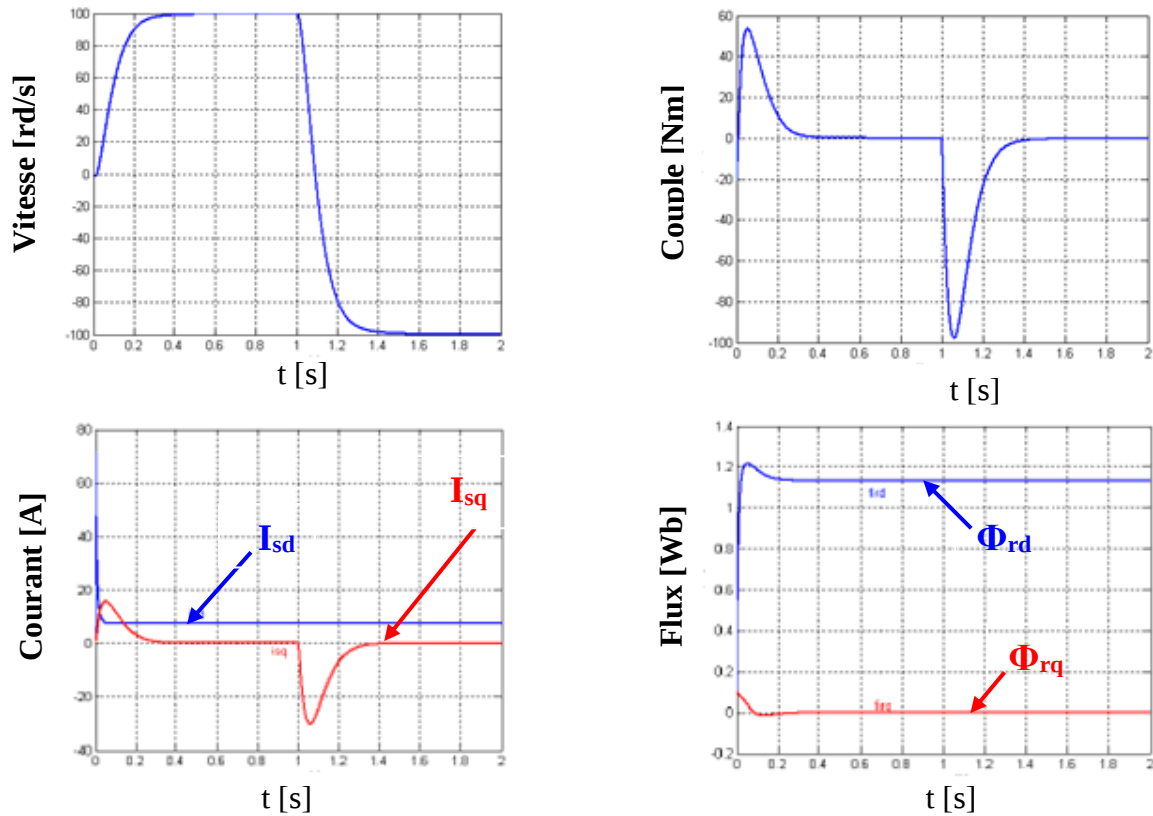
IV.8.2. Essai en charge nominale après un démarrage à vide



Fig(IV.14) : Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MAS alimentée en tension (en charge).

Les résultats de simulation de la fig (IV.14) représentent la réponse à un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 100 rad/s, puis la réponse à un échelon de couple ($C_r=15\text{Nm}$) appliqué à l'instant $t=1\text{s}$. Les résultats de simulation montrent que lors de l'échelon de charge, le couple suit parfaitement la référence avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence.

IV 8.3. Tests de robustesse pour l'inversion du sens de rotation :



Fig(IV.15) : Simulation de la réponse du système à vide face à une inversion de consigne de vitesse.

Nous avons simulé le système d'entraînement pour une vitesse de référence ($\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$) puis une inversion du sens de rotation pour une vitesse de ($\omega_{ref} = -100 \text{ rad/s}$). Nous remarquons que la vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux, ce qui montre une autre fois que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureuse.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la commande de la machine asynchrone par le control vectoriel direct à flux rotorique orienté en utilisant un régulateur de vitesse et un régulateur de flux rotorique, la machine est toujours alimenté par la cascade redresseur-filtre onduleur, commandé par la technique MLI.

Nous montrons en simulations les performances de la commande ; le découplage entre le flux et le couple est complètement réalisé, le choix des régulateurs est justifié, à savoir, la rapidité de la réponse et son dépassement acceptable.

Annexe A

Les paramètres de la machine MAS utilisés:

Puissance	4 KW
Tension	220/380V
Courant nominale	15A
p	2
R_s	1.2 Ω
R_r	1.8 Ω
L_s	0.1554H
L_r	0.1568H
M	0.15H
R_f	500 Ω
J	0.07kg.m ²
f	0.0001(N.m)/(rad/s)
W_n	150rad/s
C_{em}	25N.m

Annexe B

Les transformations de Concordia, Clark et Park ont ouvert la voie aux méthodes modernes de contrôle du couple et de la vitesse des machines synchrones et asynchrones qualifiées de « contrôle vectoriel ».

Ces théories ont été mises en application à partir des années 1980. Elles ont donné naissance aux machines synchrones autopilotées. Elles ont permis aux machines asynchrones de détrôner les machines à courant continu.



Robert H Park
(1902-1994)



Edith Clarke
(1883 -1959)



Charles Concordia
(1908-)

Nikola Tesla

L'inventeur du moteur asynchrone



Nikola Tesla en 1885

Nikola Tesla, âgé de 26 ans, imagina et construisit les premiers prototypes de son moteur polyphasé à induction en 1882.

Né en Croatie en 1856, de parents serbes, Tesla était alors en France, ingénieur à la "Continental Edison" où il était chargé de la réparation et de l'amélioration des génératrices à courant continu des centrales électriques.

En 1884, il émigra aux Etats-Unis, toujours ingénieur à la Continental Edison, mais à New-York.

Quatre ans plus tard, en 1888, après avoir sans succès tenté de convaincre Thomas Edison que l'avenir de l'électricité était dans le courant alternatif, il vendit ses brevets à George Westinghouse qui détenait déjà depuis 1885 les brevets du transformateur (William Stanley, ingénieur en chef de Westinghouse, avait donné au transformateur sa forme industrielle en 1886).

L'intuition de Tesla était fondée : ces royalties devinrent vertigineuses en quelques années, et lui permirent de se lancer dans d'autres recherches.

En 1897, Westinghouse se trouva en grande difficulté financière à cause de la guerre féroce menée par Edison contre le courant alternatif. Il demanda à Tesla la résiliation de cet accord. De nature passionnée et idéaliste, Tesla déchira le contrat.

La vie de Tesla fut entièrement consacrée à la recherche et aux inventions. Il connut plusieurs périodes de gloire et de fortune, se retrouvant aussi plusieurs fois ruiné.

- Après avoir inventé le moteur asynchrone,
- après avoir réalisé le transport de l'énergie électrique par lignes triphasées,
- après avoir dompté les chutes du Niagara pour produire de l'électricité,

- après avoir créé les éclairs et le tonnerre à volonté dans son laboratoire et aux alentours (on l'entendait à 15 km à la ronde!),
- après avoir caressé l'espoir d'une paix universelle grâce à la communication sans fil sur l'ensemble de la planète,

Nikola Tesla mourut en 1943 à New York dans la pauvreté et la solitude. Pendant ce temps, la Westinghouse Electric Company vendait des moteurs asynchrones par millions...

Annexe C

Régulateurs utilisés pour la CVD de la MAS alimenté par un onduleur à hystériser.

Régulateur de vitesse	ζ	1
	Trep ₁ (ms)	200
	K _{p1}	4.2
	K _{i1}	63

Régulateur de couple	Trep ₁ (ms)	3
	K _{p2}	5.1425
	K _{i1}	1229.9

Régulateur du flux	Trep ₁ (ms)	1
	K _{p1}	39.2
	K _{i1}	450

Conclusion générale

Le travail réalisé dans ce mémoire présente une étude de la commande vectorielle directe par flux orienté. Grâce à cette technique de commande, on a pu réaliser le découplage entre les variables de sortie du modèle de la machine asynchrone.

L'importance de ce travail, est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande vectorielle directe par l'orientation du flux rotorique d'une MAS associée à un estimateur de flux.

Le premier chapitre ayant comporté les généralités sur la MAS (structure, types de démarrages). L'étude du comportement dynamique et statique de la MAS exige une bonne modélisation mathématique descriptive qui a été faite au deuxième chapitre. On ne peut pas parler de commande de la machine sans citer le convertisseur qui lui est associé. Pour cela la modélisation de l'alimentation et de l'association convertisseur machine constitue le troisième chapitre.

Dans le quatrième et dernier chapitre on a assuré le découplage entre le flux et le couple par une commande vectorielle directe à flux orienté. Ce découplage est prouvé par une série de simulations de MAS associé à la CVD. Les tests de robustesse ont prouvé que la CVD permet de faire fonctionner la machine avec de bonnes performances dynamiques et statiques.

Enfin pour la nécessité scientifique citons entre autres les perspectives ouvertes à l'avenir pour l'approfondissement et l'amélioration des études sur la Commande vectorielle du moteur asynchrone :

- sans capteur de vitesse.
- avec estimateur neuronal de vitesse .
- par la logique floue. . . .



Bibliographie

- [1] J. J. P. Caron et J.P. Hautier, “Modélisation et commande de la machine asynchrone”. Editions Technip, Paris, 1995.
- [2] Française milsant “ machine électrique “ berti édition, 1993.
- [3] Physique Appliquée, terminale électrotechnique - collection R. Mérat et R. Moreau – édition Nathan technique 1994
- [4] Physique appliquée, terminale génie électrotechnique - Delva, Leclercq, Trannoy – édition Hachette éducation 1994
- [5] R.bourgois, D .congniel memottch électrotechnique 5^{eme} édition 1996
- [6] M.Boussak,« Régimes transitoires des Machines électriques. »Ecole Supérieur d'Ingénieurs de Marseille, Version 2.0, Juillet 1994
- [7]M.Boussak,« Commande Numérique Vectorielle des Machine Asynchrone Triphasées. » Ecole Supérieur d'Ingénieurs de Marseille, Version 2.1, Août 1994
- [8] L.Baghli, « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Flou, des réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques. » Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Janvier 99.
- [9] R.Abdessemed, M.Kadjoudj, « Modélisation des Machines Electriques. » Presses de l'Université de Batna ,1997.
- [10] J-P.Caron ,J-P.Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone. » Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [11] G.Sturtzer,E.Smigiel,« Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés. » Ellipses Edition Marketing Paris, 2000
- [13] F. Pacha Farid, « Techniques de commande classique et flou appliquée à la machine asynchrone modélisée en courant et en tension. » Thèse de Magistère ,Bejaia ,11 Mai 2000

[14] Hadeif Mounir, « Contrôle directe du couple des machines synchrones avec et sans capteurs mécaniques. » mémoire de Magistère 27 Novembre 2002, Bejaia

[15] B.Mokhtari, « Implantation de la DTFC par des techniques de l'intelligence artificielle Neuron-Flou : Application à la machine asynchrone alimentée par des onduleur de tension à deux et à trois niveaux. », Thèse de magistère ,Batna, 24.11.2004

[17]Chauparde.R et Milsant.F(1980) 'commande electronique des moteurs à courant alternatifs'Université de Batna .

[18] M.Lavabre,« Electronique de Puissance, Conversion de l'Energie, cours et exercices résolus. » édition CASTEILLA, Paris, 98

[19] J-P CARON , J-P HAUTIER :« Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Eyrolles-Paris 1995

[21] P.BORNE :« Commande et optimisation des processus », Institut Industriel du Nord Lille, Edition Technip 1990.

[23] S.REHAHLA :« Etude de commande d'une MAS triphasé par la technique u flux orienté », Thèse de magister, E.N.P, 1996

[24] Mme Tamrabet Hanene « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone . » 20/05/2006 Batna .

[26] A.Benchaib, « Application des Modes de Glissement pour la Commande en Temps réel de la Machine Asynchrone. » Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes 14 Décembre 1998

[27] F.Kadri,« Développement d'une commande intelligente d'un moteur à induction alimenté par onduleur de tension PWM. » Thèse de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.

[28] L.Edouard, « Méthodologie Multi modèles pour l'Identification et la Commande de la Machine Asynchrone. » Thèse de Doctorat, Ecole normale supérieur de Cachan, 2000

[29] Hamdouche Sonia « Contribution A l'Amélioration des Structured de Regulation des Courants des Machines A Courant Alternatif. » 14/06/2007 Batna

