

N° d'ordre :

N° de série :

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la

Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

Faculté de technologies

Filière Génie Electrique

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Option : machine électrique

Présente par

TOUAHRIA Mamoune

MAZOUZI Islam

Thème

**La commande de la machine asynchrone
double étoile**

Soutenu le/06/2023, Devant le jury composé de :

Encadre par :

Mme. TRIAA Fatma Zahra

Année Universitaire : 2022/2023

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciement



Nous remercions en premier lieu Dieu le tout puissant pour nous avoir donné la force et la volonté d'accomplir ce travail.

On tient à remercier très vivement tous les professeurs qui nous ont enseigné pendant si longtemps.

Remerciements particuliers qui ont contribué à la réussite de ce travail

M : **M. HETTIRI**, M : **H. SERHOUD**, Mme : **N. HALEM** et tous les autres.

Nous tenons à exprimer notre gratitude à Mme : **TRIAA FATIMA ZAHRA** pour avoir accepté de nous encadrer et de nous encourager pendant toute la durée de ' ' ainsi que tous les dossiers sur lesquels il nous a assisté.

Nous remercions également M. d'avoir accepté d'être notre évaluateur.

Dédicace :

Je dédie ce mémoire :

A ma maman qui m'a soutenu et encouragé durant ces années
d'études.

**A l'homme de ma précieuse offre du dieu, qui doit ma vie, ma
réussite et mon respect : mon cher père**

A tous ceux qui m'ont appris

A tout ma famille

A mes amis

Mamoune Touahria

Notations et symboles

R_{s1}, R_{s2}	Résistance de l'enroulement statoriques 1 et 2.	Ω
R_r	Résistance de l'enroulement rotorique.	Ω
d, q	Axes directs et quadratiques du repère de Park.	
$s1, s2, r$	Indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor.	
$as1, bs1, cs1$	Phases de l'étoile 1.	
$as2, bs2, cs2$	Phases de l'étoile 2.	
ar, br, cr	Phases rotoriques.	
a	Angle électrique de décalage.	(°)
p	Nombre de pair de pole	
$i_{as1}, i_{bs1}, i_{cs1}$	Courant triphasées stator 1.	(A)
$i_{as2}, i_{bs2}, i_{cs2}$	Courant triphasées stator 2.	(A)
i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	Courant triphasées rotorique.	(A)
i_{ds}, i_{qs}	Courant statorique directe et quadrature.	(A)
i_{dr}, i_{qr}	Courant rotorique directe et quadrature.	(A)
$[i_{s1}], [i_{s2}], [i_r]$	Vecteurs des courants statoriques et rotoriques.	(A)
I_a	Courant d'induit de la MCC.	(A)
I_f	Courant d'excitation de la MCC.	(A)
E	Tension continue.	(V)
$v_{as1}, v_{bs1}, v_{cs1}$	Tensions triphasées de stator 1.	(V)
$v_{as2}, v_{bs2}, v_{cs2}$	Tensions triphasées de stator 2.	(V)
v_{ar}, v_{br}, v_{cr}	Tensions triphasées de rotor	(V)
v_{ds}, v_{qs}	Tensions statorique (d, q).	(V)
v_{dr}, v_{qr}	Tensions rotorique (d, q).	(V)

Notations et symboles

$[V_{s1}], [V_{s2}], [V_r]$	Vecteurs des tension statoriques et rotoriques.	(V)
U_f, U_a	Tensions d'alimentation du moteur MCC.	(V)
ϕ_m	Flux magnétisant.	(WP)
ϕ_{dm}, ϕ_{qm}	Flux magnétisants direct et quadrature.	(WP)
ϕ_r	Flux rotorique.	(WP)
ϕ_{ds}, ϕ_{qs}	Flux statoriques selon (d, q)	(WP)
ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	Flux rotoriques selon (d, q).	(WP)
ϕ_r^n	Flux rotorique nominal.	(WP)
$[\phi_{s1}], [\phi_{s2}], [\phi_r]$	Vecteurs des flux statoriques et rotoriques	(WP)
ϕ_f	Flux imposé par le courant d'excitation I_f .	(WP)
C_{em}	Couple électromagnétique.	(N.m)
C_r	Couple résistant.	(N.m)
P	La puissance instantanée.	(W)
P_{em}	La puissance électromagnétique.	(W)
J	Moment d'inertie.	(Kg.m ²)
L_{s1}	Inductance propre d'une phase de l'étoile 1.	(H)
L_{s2}	Inductance propre d'une phase de l'étoile 2	(H)
L_{sr}	Inductance mutuelle cyclique stators-rotor	(H)
L_m	Inductance mutuelle cyclique étoile 1, étoile 2 et le rotor	(H)
L_{ms}	Inductance mutuelle cyclique statorique	(H)
L_{mr}	Inductance mutuelle cyclique rotorique	(H)
L_r	Inductance propre d'une phase du rotor	(H)
M_{sr}	Inductance mutuelle stator-rotor.	(H)
ω_s	Pulsation électrique des grandeurs statorique.	(rd/S)
ω_r	Pulsation électrique des grandeurs rotorique.	(rd/S)

Notations et symboles

ω_{coor}	La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1.	(rd/S)
ω_{rcoor}	La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor.	(rd/S)
ω_{gl}	Pulsation électrique de glissement.	(rd/S)
ω_a	Valeur dans la méthode de placement des pôles	
ω_n	Valeur dans la méthode de placement des pôles	
G_0	Fonction de transfert 0.	
G_1	Fonction de transfert 1.	
t	Temps.	(S)
θ_0	La position initiale du rotor par rapport au l'étoile 1.	(rad)
θ_{coor}	L'angle constitué par les axes A_{s1} , d.	(rad)
θ_{rcoor}	L'angle constitué par les axes A_r , d.	(rad)
τ	Constante de temps d'un système de premier ordre.	(s)
τ_1	Inverse de la Constante de temps.	(s^{-1})
τ_r	Constante de temps rotorique.	(S)
τ_{pf}	Constant de temps.	(s)
Ω_m^n	Vitesse mécanique nominal du rotor.	(rd/S)
Ω_r	La vitesse m' mécanique du rotor,	(rd/S)
$[U]$	Vecteur de commande.	
$[I]$	Vecteur d'étant.	
$[\dot{I}]$	Vecteur d'étant.	
$[B]$	Représente la diagonale d'une matrice.	
k, k'	Constant.	
η	Rendement.	
ε	L'erreur.	

k_f	Coefficient de frottement.
k_i	Paramètres du régulateur PI.
k_p	Paramètres du régulateur PI.
k_{is1}, k_{ps1}	Gains proportionnels et intégraux des régulateurs PI des courants statoriques étoiles 1.
k_{is2}, k_{ps2}	Gains proportionnels et intégraux des régulateurs PI des courants statoriques étoiles 2.
$K_{1,2,3}, K'_{1,2,3}$	Interrupteurs.
$T_{1,2,3}, T'_{1,2,3}$	Transistors.
$D_{1,2,3}, D'_{1,2,3}$	Diodes.
k_{pv}, k_{iv}	Gain proportionnel et intégral du régulateur de vitesse.
<i>MASDE</i>	Machine asynchrone double étoile.
<i>MCC</i>	Machine à courant continu.
<i>PI</i>	Proportionnel – intégrale.
<i>MLI</i>	Modulation par Largeur d'Impulsion
<i>FOC</i>	Field orienté control (commande à flux orienté).

Sommaire :

Notations et symboles.....	B
Sommaire :	E
Liste des figures	I
Liste des tableaux	K

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I : GENERALITE SUR LA MACHINE ASYNCHRONE

DOUBLE ETOILE

I.1/ Introduction	3
I.2/ Bref historique des machines électriques.....	3
I.3/ Construction de la machine asynchrone double étoile	6
I.4/ Principe de fonctionnement de la machine aynchrone double étoile	7
I.4.1) Théorème d'Ampère	7
I.4.2) Théorème de Laplace	8
I.4.3) Théorème de Faraday	8
I.5/ Avantages de la machine asynchrone double étoile	8
I.5.1) Segmentation de puissance	8
I.5.2) Amélioration de la fiabilité.....	8
I.5.3) Amélioration du facteur de puissance	9
I.5.4) Réduction des courants harmonique.....	10
I.5.5) Minimisation des ondulations de couple et des pertes rotoriques	10
I.6/ Inconvénients de la machine asynchrone à double étoile	10

I.7/ Conclusion	12
------------------------------	-----------

CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

DOUBLE ETOILE

II.1/ Introduction.....	13
--------------------------------	-----------

II.2/ Modèle naturel de la MASDE.....	13
--	-----------

II.2.1) Pour l' étoile 1.....	13
-------------------------------	----

II.2.2) Pour l' étoile 2.....	13
-------------------------------	----

II.2.3) Pour le rotor	13
-----------------------------	----

II.2.4) Equations de tension	14
------------------------------------	----

II.2.5) Equations de Flux	14
---------------------------------	----

II.2.6) Equations mécaniques.....	16
-----------------------------------	----

II.3/ Modèle de Park	17
-----------------------------------	-----------

II.3.1) Pour l' étoile 1	18
--------------------------------	----

II.3.2) Pour l' étoile 2	19
--------------------------------	----

II.3.3) Pour le rotor	19
-----------------------------	----

II.4/ Application de la transformation de Park la MASDE	21
--	-----------

II.4.1) Equation de tension.....	21
----------------------------------	----

II.4.2) Equation de flux	23
--------------------------------	----

II.4.3) Equation mécanique.....	24
---------------------------------	----

II.5/ Choix de référentiel	26
---	-----------

II.5.1) Référentiel lié au stator (α, β).....	26
--	----

II.5.2) Référentiel lié au rotor	26
--	----

II.5.3) Référentiel lié au champ tournant	27
---	----

II.6/ Mise sous forme d'équation d'état	27
--	-----------

II.7/ Partie Simulation	30
--------------------------------------	-----------

II.7.1) Résultat de simulation.....	30
-------------------------------------	----

II.8/ Conclusion	34
-------------------------------	-----------

**CHAPITRE III : LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE**

III.1/ Introduction.....	36
III.2/ Généralité sur la commande vectorielle.....	37
III.2.1) Définition de la commande vectorielle	37
III.2.2) Le but de la commande vectorielle	37
III.2.3) Principe de la commande vectorielle	37
III.2.4) Avantages de la commande vectorielle	38
III.2.5) Inconvénients de la commande vectorielle	39
III.3/ Méthode de la commande vectorielle	39
III.3.1) Méthode de la commande vectorielle direct	40
III.3.2) Méthode de la commande vectorielle indirect	40
III.4/ Procède d'orientation du flux	40
III.5/ Régulation de la vitesse de la MASDE	41
III.6/ Régulateur PI	44
III.6.1) La structure PI	44
III.6.2) Méthode utilisant de régulateur PI	45
III.7/ Régulateur de vitesse	47
III.8/ Commande MLI.....	48
III.9/ Défluxage	50
III.9.1) Définition	50
III.9.2) Schémas défluxage.....	50
III.9.3) Bloc de défluxage.....	51
III.10/ Simulation.....	52
III.11/ Conclusion	56

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale 61

Bibliographie..... 62

Paramètre de la machine asynchrone à double étoile..... 65

Liste des figures

CHAPITRE I : GÉNÉRALITÉ SUR LA MASDE

FIGURE I. 1 : MOTEUR ELECTROMAGNETIQUE DE JOSEPH HENREY 1831	4
FIGURE I. 2: MOTEUR DE GAIFEE (1840 ENVIRON)	5
FIGURE I. 3: MOTEUR ELEMENTAIRE DE FROMENT (1845)	5
FIGURE I. 4: LES COMPOSANTS DETAILLES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE	6
FIGURE I. 5: REPRESENTATION SCHEMATIQUE DES ENROULEMENTS DE LA MASDE	7
FIGURE I. 6: PERTES DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE ET SIX PHASES	11

CHAPITRE II : MODÉLISATION DE LA MASDE

FIGURE II. 1 : REPRESENTATION SCHEMATIQUE DU MODELE DE PARK DE LA MASDE.....	18
FIGURE II. 2: SCHEMAS MODELE GENERALE DE TRANSFORMATION DE PARK.....	20
FIGURE II. 3: REPRESENTATION DES AXES EN TRANSFORMATION DE PARK.....	22
FIGURE II. 4 : SCHEMA DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE.....	30
FIGURE II. 5: COURANT STATORIQUE ISA1 (A).....	31
FIGURE II. 6: VITESSE MECANIQUE (RAD/S)	31
FIGURE II. 7: COURANT DE STATOR 1 (D, Q).....	31
FIGURE II. 8: COURANT DE STATOR 2 (D, Q).....	31
FIGURE II. 9: FLUX ROTORIQUE	32
FIGURE II. 10: COUPLE ELECTROMAGNETIQUE A VIDE	32
FIGURE II. 11: VITESSE MECANIQUE (EN CHARGE).....	33
FIGURE II. 12: COURANT STATORIQUE ISA1 (A)	33
FIGURE II. 13: COURANT DE STATOR 2 (EN CHARGE).....	33
FIGURE II. 14: COURANT DE STATOR 1 (EN CHARGE).....	33
FIGURE II. 16: FLUX ROTORIQUE (EN CHARGE)	34

FIGURE II. 15:COUPLE ELECTROMAGNETIQUE (EN CHARGE)..... 34

CHAPITRE III : LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MASDE

FIGURE III. 1 : PRINCIPE DE PILOTAGE VECTORIEL DE LA MCC ET DE LA MASDE 39

FIGURE III. 2: SCHEMA DE COMMANDE UTILISANT LA STRUCTURE PI 44

FIGURE III. 3: SCHEMAS REDUIT DE REGULATION DE VITESSE 47

FIGURE III. 4: SCHEMAS DE COMMANDE MLI..... 48

FIGURE III. 5: SCHEMA D'UN BRAS DE L'ONDULEUR..... 49

FIGURE III. 6: SCHEMA DE DEFLUXAGE 50

FIGURE III. 7: COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE DE LA MASDE..... 51

FIGURE III. 8: SCHEMAS DE SIMULATION REGULATEUR DE VITESSE MASDE PAR PI 52

FIGURE III. 9:VITESSE MECANIQUE (RAD/S) 53

FIGURE III. 10:COURANT STATORIQUE D'AXE D ET Q (A) 53

FIGURE III. 11:COURANT STATORIQUE DE PHASE A EN STATOR 1 ET 2 (A) 53

FIGURE III. 12:ZOOM LE COURANT STATORIQUE ENTRE LA PERIODE (1 ET 1.16 S)..... 53

FIGURE III. 13:FLUX ROTORIQUE (WP) 54

FIGURE III. 14:COUPLE ELECTROMAGNETIQUE (N*M) 54

FIGURE III. 15: VITESSE MECANIQUE (RAD/S)..... 54

FIGURE III. 16:FLUX ROTORIQUE (WP) 54

FIGURE III. 17: COURANT STATORIQUE D'AXE D (A)..... 54

FIGURE III. 18: COURANT STATORIQUE D'AXE Q (A)..... 54

FIGURE III. 19: ZOOM LE COURANT STATORIQUE ENTRE LA PERIODE (2 ET 2.16 S)..... 55

FIGURE III. 20: COURANT STATORIQUE 1 ET 2 DE PHASE A (A)..... 55

FIGURE III. 21:COUPLE ELECTROMAGNETIQUE (N*M) 55

FIGURE III. 22: VITESSE MECANIQUE..... 55

FIGURE III. 23 : COURANT DE PHASE A (A)..... 55

FIGURE III. 24:FLUX ROTORIQUE (D, Q) (WP) 56



FIGURE III. 25: COUPLE ELECTROMAGNETIQUE (N*M)..... 56

FIGURE III. 26: COURANT STATORIQUE D'AXE D (A) 56

FIGURE III. 27 : COURANT STATORIQUE D'AXE Q (A) 56

Liste des tableaux

CHAPITRE I : GÉNÉRALITÉ SUR LA MASDE

TABLEAU I.1: PUISSANCE ET DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE DE LA MACHINE SIX PHASES
SOUS PLUSIEURS CAS DE PHASE DEFECTUEUSES. 9



INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

Le transport de l'énergie électrique par des réseaux triphasés a conduit par le passé au développement de convertisseurs électromécaniques triphasés. Ces derniers ont bénéficié de l'essor des interrupteurs de puissance et de celui des composants de commande type Digital Signal Processor (DSP).[1]

Les performances de ces classiques machines électriques triphasées associées à des onduleurs de tension s'en sont trouvées accrues notamment dans le domaine de la vitesse variable. Ce type de système est à présent largement disponible en standard au niveau industriel.[1]

Un fractionnement de la puissance par augmentation du nombre de phases de la machine est une solution dans laquelle la complexité de conception et de commande s'équilibre mieux entre modulateur d'énergie et machine. Cette segmentation de la puissance répartit les contraintes sur plusieurs composants de l'onduleur.

Les machines multi phases sont largement utilisées dans de nombreux domaines, différents tels que : Transport maritime ou aérien et dans les voitures et est également répandu dans les usines, ce qui l'a fait utiliser plus que d'autre c'est qu'il a une grande efficacité dans la conversion de l'énergie du courant alternatif en travail mécanique en peu de temps, il sert aussi à corriger le facteur de puissance est proche de 1.

Des machines polyphasées ont ainsi été développées industriellement. La plus connue est sans doute la machine hexaphasée double étoile dont les deux étoiles sont déphasées électriquement de 30° .

La machine double étoile présente de nombreux avantages qui la distinguent des autres machines traditionnelles comme segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et de perte rotoriques, réduction des courants harmonique, grand fiabilité et forte de puissance, etc. [2]

Le travail réalisé est divisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre « Généralité sur la machine asynchrone double étoile » on a présenté les notions générales sur les machines asynchrone multi phases et la machine asynchrone double étoile.

Dans le deuxième chapitre on a modélisation dans la MASDE et étude des équations liées à cette machine en plus de se familiariser avec les équations électriques et les équations mécaniques.

Introduction générale

La stratégie de commande est indispensable pour tous les systèmes physiques, et notre machine a la particularité de l'alimentation (contrôle) par deux onduleurs. Le traitement de cette particularité a été l'objectif du troisième chapitre. Les lois de la commande vectorielle ont été appliquées aux modèles de la machine et les résultats obtenus sous l'environnement MATLAB/SIMULINK- montrent l'efficacité de cette méthode.

**CHAPITRE I : GÉNÉRALITÉ SUR
LA MACHINE ASYNCHRONE
DOUBLE ETOILE**

I.1/ Introduction :

La disponibilité des conditions requises dans la machine multiphasée la rend de plus en plus utilisée dans les applications électriques de forte puissance.

Dans ce chapitre, nous allons découvrir l'histoire de la machine asynchrone en générale et son évolution dans le temps.

De plus, nous présenterons les composants de la machine multi phase, en plus de dire ses avantages et ses inconvénients. Vous devez également passer par les caractéristiques et les types de la machine multi phase

Ce chapitre présente aussi les principes de fonctionnement de la (MASDE), leurs applications et leurs descriptions, ses utilisations et d'autre part de modéliser de la machine électrique qui est basée sur la théorie généralisée.

I.2/ Bref historique des machines électriques : [3]

Depuis son invention, la machine a subi plusieurs nouveaux développements et ajouts pour améliorer son efficacité et ses performances selon sa fonction de sa fonction. Découvrons les développements les plus importants que la machine a subis.

L'année 1660 en Allemagne à Magdebourg, O. V. GUERICKE invente la génératrice électrostatique, il s'agit sans doute de la première machine électrique, dont toutefois la réversibilité ne semble pas avoir été imaginée.

Au début de son invention la machine connut un lent développement jusqu'en 1819 date à laquelle l'électromagnétisme a été inventé.

En 1821 l'anglais M. FARADAY réalise le premier moteur électromagnétique. Après une année et en 1822, P. BARLOW lui adjoint une roue dentée, c'est sous le nom de BARLOW que cette machine est connue en France (les Anglo-saxons la nomment 'Moteur de FARADAY').

En 1831, M. FARADAY énonce les principes de l'induction électromagnétique ; pendant cette période, le Russe Friedrich E. LENZ et l'Américain J. HENRY ont, de leur côté, effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et la compréhension de ce phénomène.

En 1831, J. Henry place un électro-aimant qui, alimenté par une pile, pouvait soulever 50 fois son propre poids, Il construisit aussi un actionneur de laboratoire.

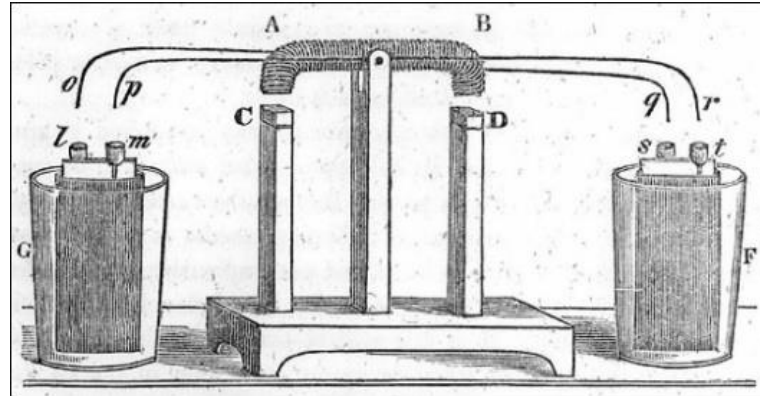


Figure I. 1 : Moteur électromagnétique de Joseph HENREY 1831

En 1832, AMPERE fait réaliser, par le constructeur français Hippolyte PIXII, la première génératrice à courant continu.

En 1936, l'Anglais Hyde CLARKE conçoit une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de PIXII/AMPERE ; ceci permet d'avoir un commutateur redresseur entraîné directement par l'arbre. "on peut dire qu'il s'agit là de l'ancêtre de la machine à courant continu.

En 1956, l'inducteur devient un électro-aimant, dans laquelle le rotor a un cylindre en fer doux comportant un bobinage en forme de navette.

En 1865, l'Italien Antonio PACCIONOTTI construit un prototype de machines à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré.

En 1869, le célèbre Belge obtient un certificat de brevet sur la machine de PACCIONOTTI elle-même.

En France, vers 1840 l'ingénieur GAIFFE construit un automoteur mécanique **Figure I.2**.

Et dans la même période, d'autres machines similaires ont été fabriquées par la société Américaine DAVENPORT, l'Écossais R. DAVIDSON et le Français G. FROMENT, etc.

En 1842, DAVINSON utilise un des premiers moteurs tournants à réactance variable pour entraîner à 6 Km/h un véhicule ferroviaire de 6 tonnes.

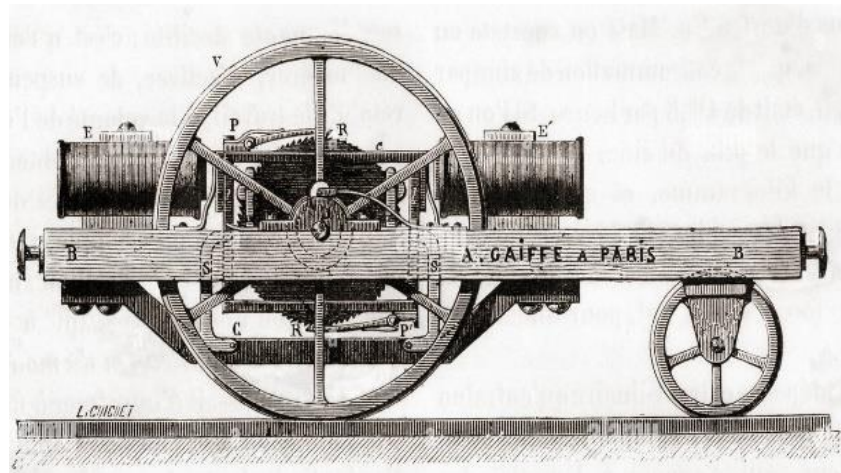


Figure I. 2: Moteur de GAIFEE (1840 environ)

En 1945, G. FROMENT réalise un moteur tournant performant, ancêtre des moteurs à réluctance variable à double saillance.

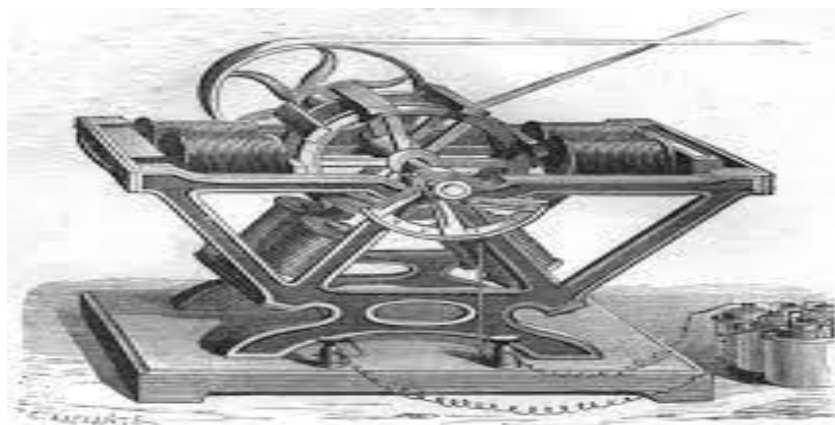


Figure I. 3: Moteur élémentaire de FROMENT (1845)

D'autres types de machines furent fabriqués pour constituer des générateurs, à partir de 1860, la compagnie L'ALLIANCE fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes qui comprenaient, au stator, un grand nombre d'aimants inducteurs en fer à cheval (jusqu'à 80 sur un même bâti et, au rotor, le même nombre d'électro-aimants.

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.

En 1883, en France, le Yougoslave N. TESLA construit un prototype de machine asynchrone. Et à la même période, l'italien Galio FERRARIS crée la théorie du champ tournant et publie la théorie du moteur asynchrone.

En 1889, le premier moteur asynchrone triphasé est fabriqué par l'Allemand M. DOLIVO-DOBROWOLSKI. Et en 1893, il concevait, en même temps que le Français BOUCHEROT, le moteur à double cage.

I.3/ Construction de la machine asynchrone double étoile :

Comme les autres machines. La MASDE a sa propre structure. Il contient deux parties principales, la partie fixe (stator) et la partie mobile (rotor). La **Figure I.4** montre le reste des composants détaillés.

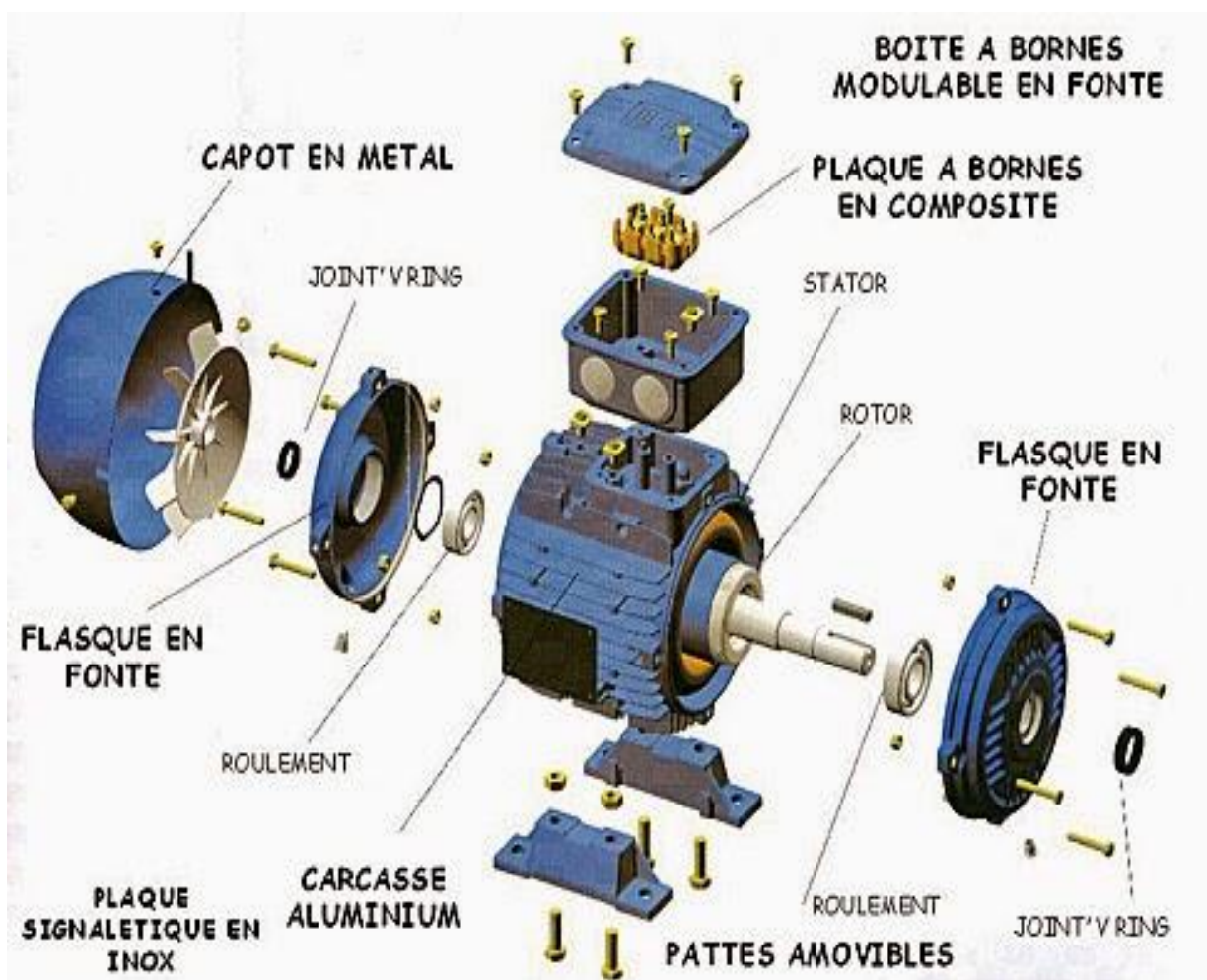


Figure I. 4: Les composants détaillés d'une machine asynchrone

Son stator contient deux enroulements triphasés identiques décalé d'un angle électrique de $\alpha = 30^\circ$. La structure de rotor reste identique à celle d'un machine asynchrone conventionnelle triphasée. Il peut être soit permanent type magnétique ou enroulé.[9]

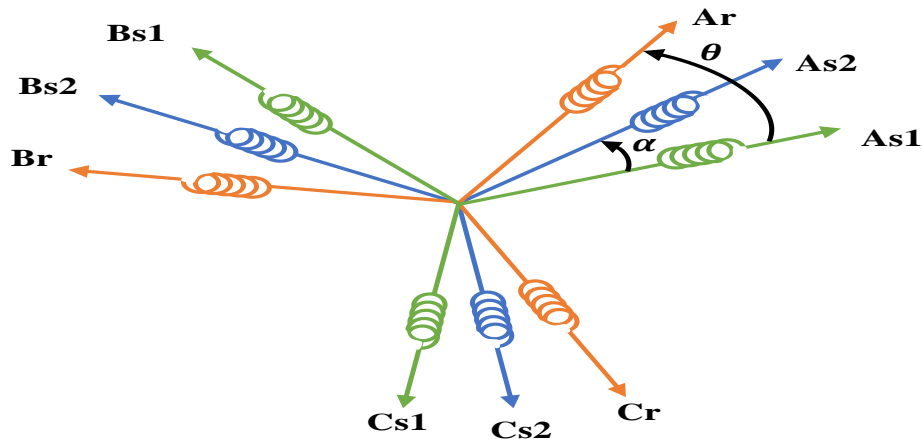


Figure I. 5: Représentation schématique des enroulements de la MASDE

Avec :

- (As1. Bs1. Cs1) : les phases A.B.C de stator N°1
- (As2. Bs2. Cs2) : les phases A.B.C de stator N°2
- (Ar. Br. Cr) : les phases A.B.C de Rotor.
- α : l'angle de phase (dans la MASDE $\alpha=30^\circ$)
- θ : l'angle électrique entre le stator 1 et le rotor.

I.4/ Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile :

Dans une machine asynchrone, il existe trois lois fondamentales qui s'appliquent comme principes de fonctionnement d'une machine asynchrone électrique. [12]

- ❖ Théorème d'Ampère
- ❖ Théorème de Laplace
- ❖ Théorème de Faraday .

I.4.1) Théorème d'Ampère : [10]

La loi d'Ampère est l'une des lois fondamentales de l'électrodynamique classique. Cette loi a été formulée par le physicien et mathématicien André-Marie Ampère.

Dans le champ magnétostatique, le théorème d'Ampère permet de déterminer le champ magnétique en utilisant une distribution de courants électriques.

Cette loi stipule que "l'intégrale de ligne du champ magnétique créé autour du chemin fermé est égale au nombre de fois la somme algébrique des courants traversant la boucle".

I.4.2) Théorème de Laplace : [11]

Les moteurs électriques sont des actionneurs qui permettent de transformer une énergie électrique en énergie mécanique. Cette transformation est régie par la loi de Laplace. "Un conducteur parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique uniforme est soumis à une force d'origine électromagnétique".

I.4.3) Théorème de Faraday :

La loi de Faraday sur l'induction électromagnétique est une loi fondamentale de l'électromagnétisme qui prédit la façon dont un champ magnétique interagit avec un courant électrique pour produire une force électromotrice dans un phénomène appelé induction électromagnétique.[8]

I.5/ Avantages de la machine asynchrone double étoile :

Les machines multiphases balayent les domaines de travail récemment, en particulier la machine double étoile, qui comme nous l'avons mentionné est un type de machine multiphase. La prévalence de ce type est certainement supérieure à celle des autres types de machine grâce à des avantages qui l'emportent sur le reste des machines. Quels sont ces avantages ?

I.5.1) Segmentation de puissance :

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée

I.5.2) Amélioration de la fiabilité :

La fiabilité caractérise l'aptitude d'un système ou d'un matériel à accomplir une fonction requise dans des conditions données pendant un intervalle de temps donné.[6]

Pour expliquer cela, nous verrons une étude sur la puissance et couple électromagnétique MASDE (six phases), avec des conditions changeantes.[7]

Tableau I.1: Puissance et du couple électromagnétique de la machine six phases sous plusieurs cas de phase défectueuses.[7]

Condition de fonction.	Puissance absorbée (W).	Couple développé (N.m).
Fonction normal.	3728.5	30
Une phase défectueuse.	1716.05	14
Deux phases adjacentes défectueuses, perte A et B.	1422.64	11.65
Deux phases adjacentes défectueuses, perte A et D.	2565.5	21.02
Trois phases adjacentes défectueuses, perte de phases A, B et C.	541.6	4
Trois phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A, B et D.	990.28	8.11
Trois phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A, C et E.	2328.09	19.08

- Résumé de table : si me nombre de phases est supérieur à trois, la contrainte d'avoir une plusieurs phases au moins déconnectée ne pose pas de problème. Parce qu'il est capable de continuer à fonctionner dans ce système, jusqu'à trois phases restent activites, ce qui permet d'éviter les limitations imposées avec la machine triphasée conventionnelle, mais avec un couple électromagnétique inférieur, par rapport à celui développé en fonctionnement normale.

Donc, les machines avec un garde nombre de phase sont controlées plus liberement. Ainsi, la fiabilite est supérieure à celle des autres machines et il en va le meme pour la MASDE.[7]

I.5.3) Amélioration du facteur de puissance :

Le facteur de puissance est une caractéristique d'une recepteur électrique qui rend compte de son efficacité pour consommer de la puissance lorsqu'il est traversé par un courant. Il est calculé par la loi $\lambda = \cos(\theta)$. Ou il est confiné entre 0 et 1.[8]

Avec :

- λ : le facteur de puissance.
- θ : Déphasage entre le courant et la tension.

Le facteur de puissance est recherché pour être aussi grand que possible, car en augmentant le degré de facteur de puissance, la quantité de puissance active augmente et la valeur de la puissance réactive. Et comme on sait que la MASDE est caractérisée par un petit angle de phase, et en appliquant la loi $\lambda = \cos(\theta)$. On a un coefficient proche de 1 et donc la MASDE est idéale en amélioration du facteur de puissance.

I.5.4) Réduction des courants harmonique :

Les courants harmonique sont les composants sinusodales d'un courant électrique périodique décomposé en série de fourier. Les harmoniques ont une fréquence multiple de la fréquence fondamentale, généralement de 50 ou 60 H. dans les réseaux électriques. Autrement dit , les harmonique sont une description mathématique de la distorsion d'un signal a priori sinusoidal.[8]

I.5.5) Minimisation des ondulations de couple et des pertes rotoriques :

Pour explique le sujet, nous voyons ces colonnes graphiques qui montrent les pertes et leurs types à différentes étapes dans les machines triphasées et six phases **Figure I.6.**[7]

Dans la triphasées, l'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamental. Mais dans la MASDE, ces harmoniques ne créent pas de f.m.m, l'harmonique du couple de rang six est donc naturellement éliminé plus de certains harmonique de courants statoriques ne créent de f.m.m. par conséquent, les machines multiphase en générale et la MASDE binaire en particulier aura pratiquement toujours moins de pertes rotoriques qu'une machine.[5]

I.6/ Inconvénients de la machine asynchrone à double étoile :

- L'augmentation du nombre de phases entraîne une augmentation du nombre de semi-conducteurs, ce qui permet d'augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine.[13][4]

- L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmonique de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.[4][14]
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'une fort couplage entre le couple et le flux présent un convénient, ce qui complique sa commande.[4][14]
- L'augmentation du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande, Il est nécessaire de devlopper des technique de commande rapprochées pour les convertisseurs statique spécifiénés et adaptées pour les machines multphasées, puisque les methodes élaborées pour le systémes triphasés ne peuvent pas directement etre appliquées aux systémes a un nompre de phases impaires tel que (5 phase, 7phase,etc.).[4]

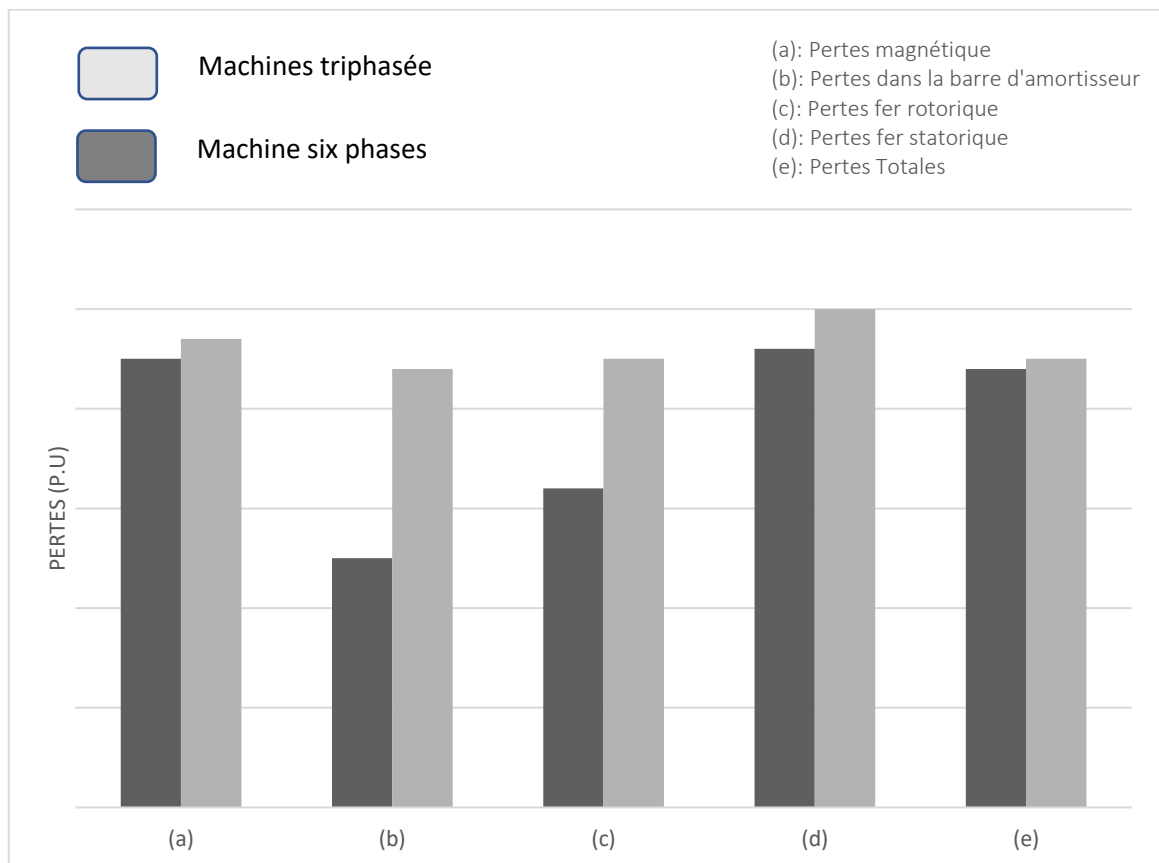


Figure I. 6: Pertes de la machine asynchrone triphasée et six phases

I.7/ Conclusion :

Ce chapitre traite de la machine asynchrone double étoile. En développant un concept pour celui-ci et mentionnant son histoire en plus de décrire sa structure et d'identifier ses particules, ainsi sont les avantages et les inconvénients.

**CHAPITRE II : MODÉLISATION DE
LA MACHINE ASYNCHRONE
DOUBLE ETOILE**

II.1/ Introduction :

La modélisation d'une machine électrique quelconque est indispensable pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement d'une part et d'autre part, lorsqu'on souhaite lui appliquer une commande particulière.[15]

Dans la transformation de Park, les enroulements statorique a_s, b_s, c_s et les enroulements rotorique a_r, b_r, c_r sont respectivement transformés en deux enroulements statorique d_s, q_s et deux enroulement rotorique d_r, q_r on désigne par d l'axe direct et q l'axe en quadrature.

Ce chapitre est basé sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature).

Puis on fait une partie d'application ou la simulation numérique pour bien comprendre le système de fonctionnement avec l'analyse et interprétation de résultats.

II.2/ Modèle naturel de la MASDE

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tension, courant et flux, on peut écrire pour : Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont :

II.2.1) Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [v_{as1} & v_{bs1} & v_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [i_{as1} & i_{bs1} & i_{cs1}]^T \\ [\phi_{s1}] = [\phi_{as1} & \phi_{bs1} & \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

II.2.2) Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} [V_{s2}] = [v_{as2} & v_{bs2} & v_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [i_{as2} & i_{bs2} & i_{cs2}]^T \\ [\phi_{s2}] = [\phi_{as2} & \phi_{bs2} & \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

II.2.3) Pour le rotor :

$$\begin{cases} [V_r] = [v_{ar} & v_{br} & v_{cr}]^T \\ [I_r] = [i_{ar} & i_{br} & i_{cr}]^T \\ [\phi_r] = [\phi_{ar} & \phi_{br} & \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

II.2.4) Equations de tension :

La combinaison de la loi d'ohm et de la loi de Lenz permet d'écrire les relations suivantes :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d[\phi_{s1}]}{dt} \quad \text{(II-4)}$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d[\phi_{s2}]}{dt} \quad \text{(II-5)}$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \quad \text{(II-6)}$$

Avec :

$$[R_{s1}] = [R_{as1} \quad R_{bs1} \quad R_{cs1}]^T \quad \text{(II-7)}$$

$$[R_{s2}] = [R_{as2} \quad R_{bs2} \quad R_{cs2}]^T \quad \text{(II-8)}$$

$$[R_r] = [R_{ar} \quad R_{br} \quad R_{cr}]^T \quad \text{(II-9)}$$

II.2.5) Equations de Flux :

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par les équations suivantes :

$$[\phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \quad \text{(II-10)}$$

$$[\phi_{s2}] = [M_{s2,s1}][I_{s1}] + [L_{s2,s2}][I_{s2}] + [M_{s2,r}][I_r] \quad \text{(II-11)}$$

$$[\phi_r] = [M_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r] \quad \text{(II-12)}$$

L'équation peut être écrite sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} [\phi_{s1}] \\ [\phi_{s2}] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{r,s1}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{r,s2}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \quad \text{(II-13)}$$

$[R_{s1}], [R_{s2}], [R_r]$: les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement :

$$\begin{cases} [R_{s1}] = R_{s1} [ID]_{3 \times 3} \\ [R_{s2}] = R_{s2} [ID]_{3 \times 3} \\ [R_r] = R_r [ID]_{3 \times 3} \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

Avec :

$$[ID]_{3 \times 3} : \text{la matrice identité d'ordre 3 ; } \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

- R_{s1} : la résistance d'une phase de la 1ere étoile ;
- R_{s2} : la résistance d'une phase de la 2eme étoile ;
- R_r : la résistance d'une phase du rotor.

Les sous matrices des inductances dans les systèmes d'équations (II.10), (II.11) et (II.12) sont exprimés comme suit :

$$[L_{s1,s2}] = \left\{ \begin{array}{ccc} L_{s1} + L_{ms} & \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & L_{s1} + L_{ms} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} & L_{s1} + L_{ms} \end{array} \right\} \quad (\text{II-15})$$

$$[L_{s2,s2}] = \left\{ \begin{array}{ccc} L_{s2} + L_{ms} & \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & L_{s2} + L_{ms} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} & L_{s2} + L_{ms} \end{array} \right\} \quad (\text{II-16})$$

$$[L_{r,r}] = \left\{ \begin{array}{ccc} L_r + L_{mr} & \frac{-L_{mr}}{2} & \frac{-L_{mr}}{2} \\ \frac{-L_{mr}}{2} & L_r + L_{mr} & \frac{-L_{mr}}{2} \\ \frac{-L_{mr}}{2} & \frac{-L_{mr}}{2} & L_r + L_{mr} \end{array} \right\} \quad (\text{II-17})$$

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \left\{ \begin{array}{ccc} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{array} \right\} \quad (\text{II-18})$$

$$[M_{s1,r}] = M_{sr} \begin{Bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_m) \end{Bmatrix} \quad (\text{II-19})$$

$$[M_{s2,r}] = M_{sr} \begin{Bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_2) \end{Bmatrix} \quad (\text{II-20})$$

$$[M_{s2,s1}] + [M_{s1,s2}]^T; [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T; [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T$$

Avec :

- L_{s1} : l'inductance propre du 1er étoile ;
- L_{s2} : l'inductance propre de la 2eme étoile ;
- L_r : l'inductance propre d'une phase du rotor ;
- L_{ms} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique ;
- L_{mr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique ;
- M_{mr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une l'étoile et le rotor.

II.2.6) Equations mécaniques :

L'équation fondamentale de rotation du rotor est d'écrite par les deux relations suivantes :

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1 (C_{em} - C_r - K_f \Omega_m)}{J} \quad (\text{II-21})$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \Omega_m \quad (\text{II-22})$$

Avec :

- J : le moment d'inertie de la machine ;
- C_{em} : le couple électromagnétique ;
- C_r : le couple résistant (couple de la charge) ;
- K_f : le coefficient de frottement.
- Ω_m : la vitesse mécanique du rotor,
- θ_0 : la position initiale du rotor par rapport au l' étoile 1.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré des courants entraînant la création d'un champ tournant dans le long de l'entrefer.

⇒ **Couple électromagnétique :**

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par-là d' dérivation de la qu'énergie D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{s1}]^T \\ [I_{s2}]^T \\ [I_r]^T \end{bmatrix} \left(\frac{\delta}{\delta\theta_m} \begin{bmatrix} [L_{s1}, S_1] & [M_{s1}, S_2] & [M_{s1}, r] \\ [M_{s1}, S_1] & [L_{s2}, S_2] & [M_{s2}, r] \\ [M_r, S_1] & [M_r, S_2] & [L_r, r] \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II-23})$$

$[M_{s1,r}]$, $[M_{s2,r}]$, $[M_{s1,r}]$ et $[M_{s2,r}]$ D'pendent de θ_m ce qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que le système d' équation (II.19).

$$C_{em} = [I_{s1}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_m} \{ [M_{s1}, r] [I_r] \} + [I_{s1}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_m} \{ [M_{s2}, r] [I_r] \} \quad (\text{II-24})$$

Les système d'équations (II.4), (II.5), (II.6), (II.10), (II.11), (II.12), (II.21), (II.22) et (II.24), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

II.3/ Modèle de Park :

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) a un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice. Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé celui du biphasé ou transformation

de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé celui du biphasé ou inversement.[16]

La résolution numérique des équations fondamentales des tensions était pratiquement impossible, en particulier à cause du grand nombre de fonctions trigonométriques qu'il faut évaluer à chaque pas de calcul. C'est pourquoi les formes d'équations telles que celles établies précédemment paraissaient très attrayantes.[15]

Pour cela, on utilise une transformation trigonométrique dite transformation de Park.

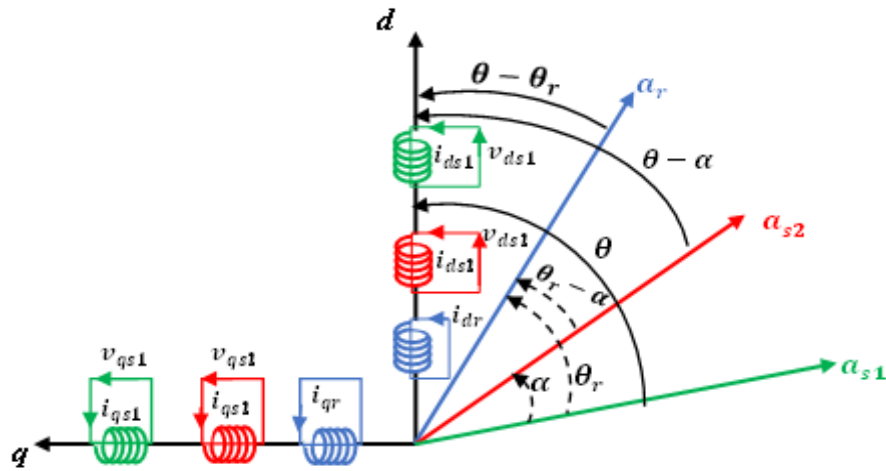


Figure II. 1 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

Alors, on applique les transformations de passage de Park direct et inverse suivantes :

II.3.1) Pour l'étoile 1 :

$$[P(\vartheta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\vartheta) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(II-25)}$$

$$[P(\vartheta_{s1})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin(\vartheta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-26})$$

II.3.2) Pour l'étoile 2 :

$$[P(\vartheta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta - \alpha) & \cos(\vartheta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\vartheta - \alpha) & -\sin(\vartheta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-27})$$

$$[P(\vartheta_{s2})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta - \alpha) & -\sin(\vartheta - \alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\vartheta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\vartheta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-28})$$

II.3.3) Pour le rotor :

$$[P(\vartheta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta - \theta_r) & \cos(\vartheta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\vartheta - \theta_r) & -\sin(\vartheta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-29})$$

$$[P(\vartheta_r)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta - \theta_r) & -\sin(\vartheta - \theta_r) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\vartheta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\vartheta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-30})$$

Donc la forme générale :

$$[P(\vartheta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\vartheta) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-31})$$

$$[P(\vartheta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin(\vartheta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\vartheta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-32})$$

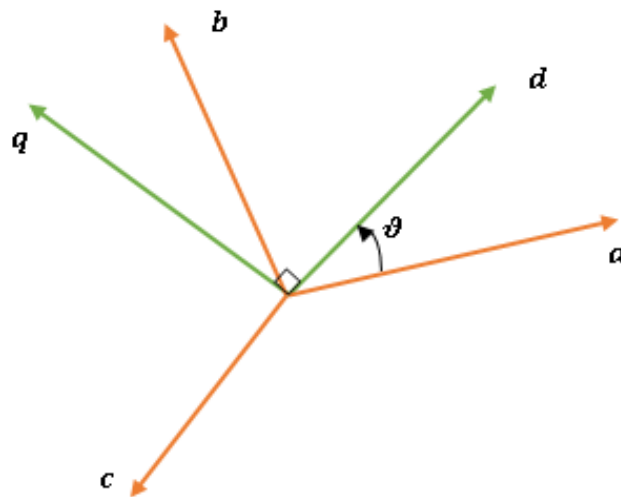


Figure II. 2: Schémas modèle générale de transformation de Park

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[G_{dqo}] = [P(\vartheta)][G_{abc}] \quad (\text{II-33})$$

$$[G_{abc}] = [P(\vartheta)]^{-1}[G_{dqo}] \quad (\text{II-34})$$

Avec :

- $[G_{abc}]$: le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré ;
- $[G_{dqo}]$: le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé ;

II.4/ Application de la transformation de Park la MASDE :

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, aux tensions et au flux un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes d et q.

Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, $(as1, bs1, cs1)$, $(as2, bs2, cs2)$ et (ar, br, cr) des enroulements fictifs $(ds1, qs1)$, $(ds2, qs2)$ et (dr, qr) dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q **Figure II.2**.

Avec :

- $(as1, as2 \text{ et } ar)$, il est représenté par l'axe a.
- $(bs1, bs2 \text{ et } br)$, il est représenté par l'axe b.
- $(cs1, cs2 \text{ et } cr)$, il est représenté par l'axe c.
- $(ds1, ds2 \text{ et } dr)$, il est représenté par l'axe d.
- $(qs1, qs2 \text{ et } qr)$, il est représenté par l'axe q.

II.4.1) Equation de tension

⇒ **Pour l'étoile 1 :**

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \\ &+ \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{(II-35)}$$

⇒ **Pour l'étoile 2 :**

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{qs2} \\ v_{ds2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \\ &+ \frac{d(\theta_{coor} - \alpha)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{(II-36)}$$

⇒ **Pour le rotor :**

Le rotor étant en court-circuit c-à-dire que $v_{ar} = v_{br} = v_{cr} = 0$.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{cr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \\ &+ \frac{d\theta_{rcoor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{II-37}$$

Avec :

θ_{coor} : l'angle constitué par les axes A_{s1} , d ;

$\theta_{rcoor} = \theta_{coor} - \theta_m$: l'angle constitué par les axes A_r , d ;

$\frac{d}{dt} \theta_{coor} = \omega_{coor}$: la vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1 ;

$\frac{d}{dt} \theta_{rcoor} = \omega_{rcoor}$: la vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor ;

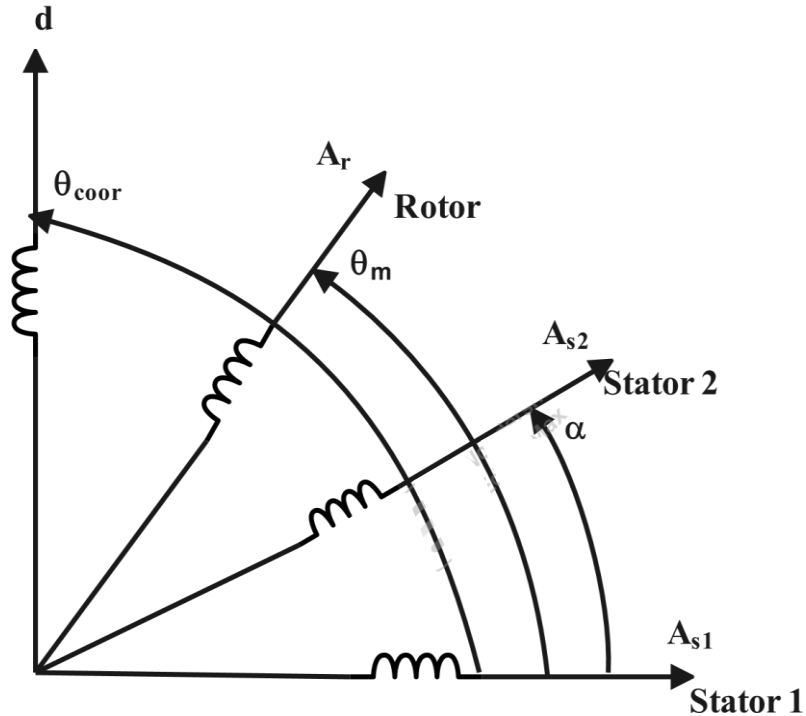


Figure II. 3: Représentation des axes en transformation de Park.

$$\begin{aligned}
v_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_{coor} \phi_{qs1} \\
v_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_{coor} \phi_{ds1} \\
v_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_{coor} \phi_{qs2} \\
v_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_{coor} \phi_{ds2} \\
0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{qr} \\
0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{dr}
\end{aligned} \tag{II-38}$$

II.4.2) Equation de flux :

Application de transformée de Park aux équations de flux.

$$\begin{aligned}
\phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{dr} \\
\phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qr} \\
\phi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{dr} \\
\phi_{qs2} &= L_{s2} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qr} \\
\phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{dr} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{ds2} \\
\phi_{qr} &= L_r i_{qr} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qr} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qs2}
\end{aligned} \tag{II-39}$$

On a :

$$\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{mr} = \frac{3}{2} M_{sr} = L_m \tag{II-40}$$

- L_m : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, et le stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équation (II- 39) peut s'écrire de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
\phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
\phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\
\phi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
\phi_{qs2} &= L_{s2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\
\phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
\phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
\end{aligned} \tag{II-41}$$

Nous convertissons le système d'équation (II-41) sous forme de matricielle, on obtient ce qui suit [17] :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{ds2} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-42})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{qs1} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-43})$$

Avec :

- $L_{s1} + L_m$: inductance propre cyclique du stator 1.
- $L_{s2} + L_m$: inductance propre cyclique du stator 2.
- L_r : inductance propre cyclique du rotor.

II.4.3) Equation mécanique :

⇒ La puissance instantanée :

La puissance instantanée absorbée par la machine, peut s'écrire comme suit :

$$\begin{aligned} P = v_{as1}i_{as1} + v_{bs1}i_{bs1} + v_{cs1}i_{cs1} + v_{as2}i_{as2} + v_{bs2}i_{bs2} \\ + v_{cs2}i_{cs2} \end{aligned} \quad (\text{II-44})$$

La transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors :

$$P = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (\text{II-45})$$

Après avoir appliqué la transformée du Park, qui nous permet d'opérer sur l'axe (d, q). Après cela, substituons l'expression de la tension trouvée dans le système d'équation (II-45) dans le système d'équation (II-38), nous trouvons :

Les trois termes de la puissance instantanée développée :

- Terme 1 : est identifiable aux pertes joule ;
- Terme 2 : correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- Terme 3 : représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique

$$\begin{aligned}
 P &= \underbrace{R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2}_{\text{Terme 1}} \\
 &+ \underbrace{\omega_s(\phi_{ds1}i_{qs1} + \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} + \phi_{qs2}i_{ds2})}_{\text{Terme 2}} \\
 &+ \underbrace{\frac{d\phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt}i_{qs2}}_{\text{Terme 3}}
 \end{aligned} \tag{II-46}$$

⇒ Couple électromagnétique :

La forme générale entre la puissance et le couple électromagnétique, comme suit :

$$P_{em} = \Omega_s C_{em} \tag{II-47}$$

Le système d'équation (II-46) représente la puissance absorbée et le terme 2 représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_s(\phi_{ds1}i_{qs1} + \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} + \phi_{qs2}i_{ds2}) \tag{II-48}$$

Remplacer le système d'équation (II-48) dans (II-47), on obtient ce qui suit :

$$C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega_s}(\phi_{ds1}i_{qs1} + \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} + \phi_{qs2}i_{ds2}) \tag{II-49}$$

$$p = \frac{\omega_s}{\Omega_s} \tag{II-50}$$

Avec :

- p : le nombre de pair de pole.
- ω_s : Pulsation électrique des grandeurs statorique.
- Ω_s : la vitesse mécanique.

$$C_{em} = p(\phi_{ds1}i_{qs1} + \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} + \phi_{qs2}i_{ds2}) \tag{II-51}$$

Le système d'équation (II-52) exprime également une autre forme d'expression de l'équation de couple électromagnétique, obtenu par remplaçant le système d'équation (II-41) de flux statorique dans système d'équation (II-51) :

$$C_{em} = pL_m[(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \quad (\text{II-52})$$

Une autre méthode consiste à déduire le couple électromagnétique (flux de rotor) :

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \quad (\text{II-53})$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \quad (\text{II-54})$$

$$i_{dr} = \frac{\phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r}(i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (\text{II-55})$$

$$i_{qr} = \frac{\phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r}(i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (\text{II-56})$$

Nous remplaçons le système d'équation (II-55) et (II-56) dans le système d'équation (II-52), on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (\text{II-57})$$

II.5/ Choix de référentiel :

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) :

II.5.1) Référentiel lié au stator (α, β) :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{coord} = 0$). Dans ce cas, la phase A_{s1} et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.[17][18]

II.5.2) Référentiel lié au rotor :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une Vitesse ω_r donc ($\omega_{coord} = \omega_r$). L'utilisation de ce référentiel, permet d'étudier les régimes transitoires

dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor. [17][18]

II.5.3) Référentiel lié au champ tournant :

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les deux étoiles du stator ($\omega_{coor} = \omega_s$). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.[17][18].

II.6/ Mise sous forme d'équation d'état :

On a la loi suivante :

$$[\mathbf{B}][\mathbf{U}] = [\mathbf{L}][\dot{\mathbf{i}}] + \omega_{gl}[\mathbf{C}][\mathbf{I}] + [\mathbf{D}][\mathbf{I}] \quad (\text{II-58})$$

L'expression du système d'équation (II-58) a été obtenue en substituant le système d'équation (II-41) à système d'équation (II-38).

Alors que :

- $[U] = [v_{ds1} + v_{qs1} + v_{ds2} + v_{qs2} + v_{dr} + v_{qr}]^T$. « Vecteur de commande » ;
- $[I] = [i_{ds1} + i_{qs1} + i_{ds2} + i_{qs2} + i_{dr} + i_{qr}]^T$. « Vecteur d'état » ;
- $[\dot{\mathbf{i}}] = \frac{d}{dt} [I]$;
- $[B] = \text{diag}[1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0]$: représente la diagonale d'une matrice ;

En Détail :

$$\begin{aligned} v_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d[L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})]}{dt} - \omega_{coor}[L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})] \\ v_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d[L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})]}{dt} + \omega_{coor}[L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})] \\ v_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d[L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})]}{dt} - \omega_{coor}[L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})] \\ v_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d[L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})]}{dt} + \omega_{coor}[(L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}))] \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d[L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})]}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r)[L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})] \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d[L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})]}{dt} + (\omega_{coor} - \omega_r)[L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})] \end{aligned} \quad (\text{II-59})$$

$$\begin{aligned}
 v_{ds1} &= R_{s1}i_{ds1} + (L_{s1} + L_m) \frac{d}{dt}i_{ds1} + L_m \frac{d}{dt}i_{ds2} + L_m \frac{d}{dt}i_{dr} - \omega_{coor} \left((L_{s1} + L_m)i_{qs1} + L_m(i_{qs2} + i_{qr}) \right) \\
 v_{qs1} &= R_{s1}i_{ds1} + (L_{s1} + L_m) \frac{d}{dt}i_{qs1} + L_m \frac{d}{dt}i_{qs2} + L_m \frac{d}{dt}i_{qr} - \omega_{coor} \left((L_{s1} + L_m)i_{ds1} + L_m(i_{ds2} + i_{dr}) \right) \\
 v_{ds2} &= R_{s2}i_{ds2} + (L_{s2} + L_m) \frac{d}{dt}i_{ds2} + L_m \frac{d}{dt}i_{ds1} + L_m \frac{d}{dt}i_{dr} - \omega_{coor} \left((L_{s2} + L_m)i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qr}) \right) \\
 v_{qs2} &= R_{s2}i_{qs2} + (L_{s2} + L_m) \frac{d}{dt}i_{qs2} + L_m \frac{d}{dt}i_{qs1} + L_m \frac{d}{dt}i_{qr} - \omega_{coor} \left((L_{s2} + L_m)i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{dr}) \right) \\
 0 &= R_r i_{dr} + (L_r + L_m) \frac{d}{dt}i_{dr} + L_m \left(\frac{d}{dt}i_{ds2} + \frac{d}{dt}i_{ds1} \right) - (\omega_{coor} - \omega_r) \left((L_r + L_m)i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2}) \right) \\
 0 &= R_r i_{qr} + (L_r + L_m) \frac{d}{dt}i_{qr} + L_m \left(\frac{d}{dt}i_{ds2} + \frac{d}{dt}i_{ds1} \right) - (\omega_{coor} - \omega_r) \left((L_r + L_m)i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \right)
 \end{aligned} \tag{II-60}$$

En forme de matriciel :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_{s2} + L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} R_{s1} & -D_1 & 0 & \omega_{coor}L_m & 0 & \omega_{coor}L_m \\ D_1 & R_{s1} & \omega_{coor}L_m & 0 & \omega_{coor}L_m & 0 \\ 0 & -\omega_{coor}L_m & R_{s2} & D'_1 & 0 & -\omega_{coor}L_m \\ \omega_{coor}L_m & 0 & D'_1 & R_{s2} & \omega_{coor}L_m & 0 \\ 0 & -D'_1 & 0 & D'_1 & R_r & D'_2 \\ D'_1 & D'_1 & D'_1 & 0 & D'_2 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \tag{II-61}
 \end{aligned}$$

En détail :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_{s2} + L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix} \tag{II-62}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & -L_m & R_r & -(L_{s1} + L_m) \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_{s1} + L_m) & 0 \end{bmatrix} \tag{II-63}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} R_{s1} & -D_1 & 0 & \omega_{coor}L_m & 0 & \omega_{coor}L_m \\ D_1 & R_{s1} & \omega_{coor}L_m & 0 & \omega_{coor}L_m & 0 \\ 0 & -\omega_{coor}L_m & R_{s2} & -D_2 & 0 & -\omega_{coor}L_m \\ \omega_{coor}L_m & 0 & D_2 & R_{s2} & \omega_{coor}L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-64})$$

Avec :

- $D'_1 = (\omega_{coor} - \omega_r)L_m$
- $D'_2 = (\omega_{coor} - \omega_r)(L_{s1} + L_m)$
- $D_1 = \omega_{coor}(L_{s1} + L_m)$
- $D_2 = \omega_{coor}(L_{s2} + L_m)$
- θ_{coor} : l'angle constitué par les axes A_{s1} , d ;
- θ_r : la vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor ;
- L_m : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, et le stator 2 et le rotor ;
- $L_{s1} + L_m$: inductance propre cyclique du stator 1 ;
- $L_{s2} + L_m$: inductance propre cyclique du stator 2 ;
- L_r : inductance propre cyclique du rotor ;

II.7/ Partie Simulation :

II.7.1) Résultat de simulation :

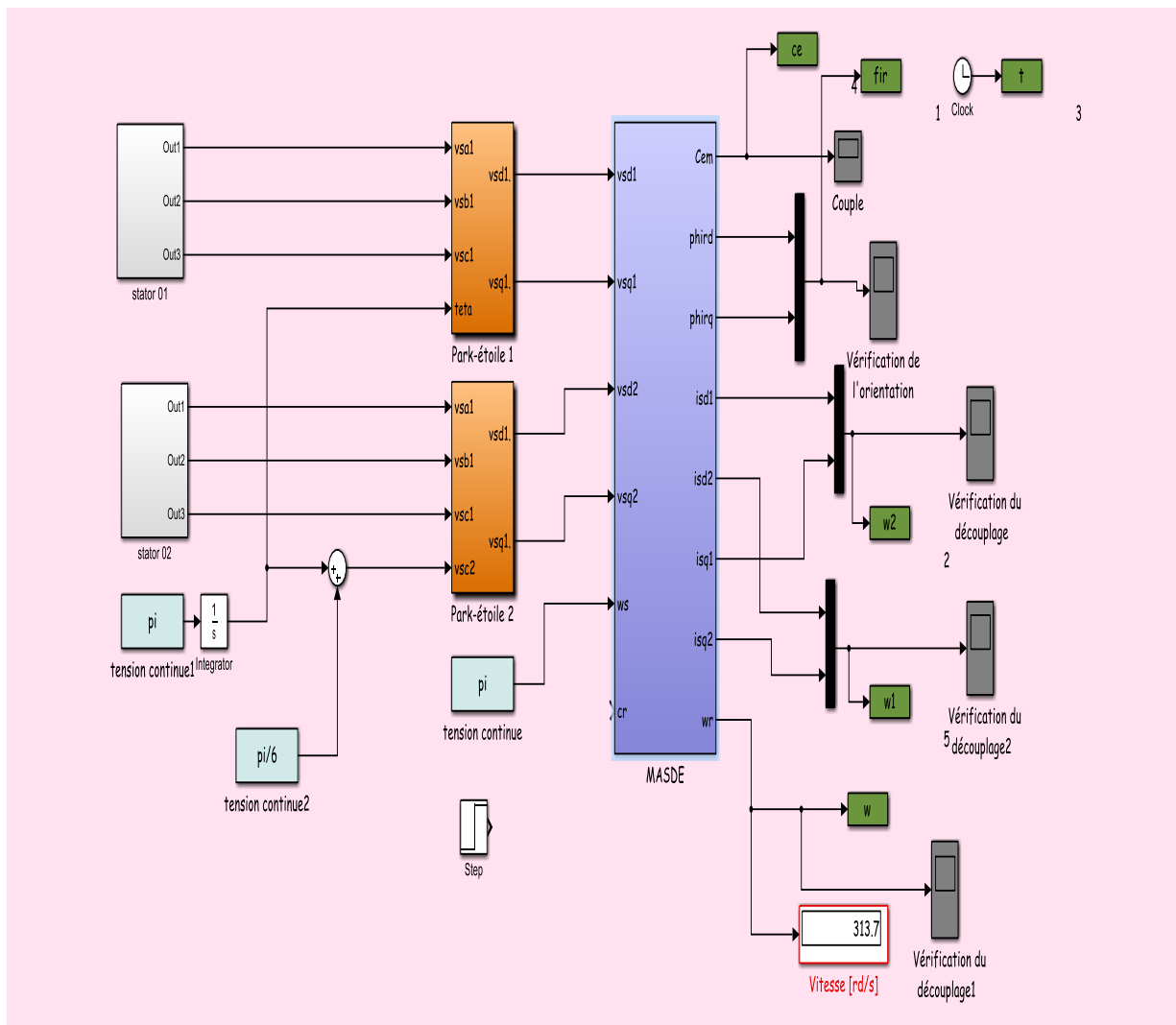


Figure II. 4 : Schéma de simulation de la machine asynchrone double étoile

Les simulations ont été placées dans des conditions compatibles, dans le premier cas (a vidé) et la deuxième cas (en charge).

⇒ La première simulation (a vidé) :

Evolution de la vitesse mécanique :

Les oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 313.7 rad/. **Figure II.5**

Evolution du courant :

On reconnaît le classique appel de courant au démarrage égal à 10 fois environ le courant nominal (35 A). Après sa disparition, le régime permanent est atteint (3 A) et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide. **Figure II.6**

On remarque que le courant démarre avec une certaine valeur dans axes (d, q). Il réalise une augmentation rapide et notable. L'augmentation ralentit, maintenant la même différence entre la valeur actuelle de l'axe d et de l'axe q. **Figure II.7** et **Figure II.8**

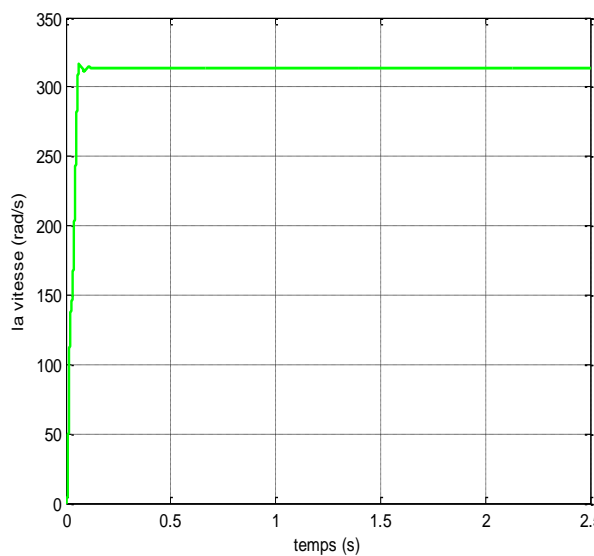


Figure II. 5: Vitesse mécanique (rad/s)

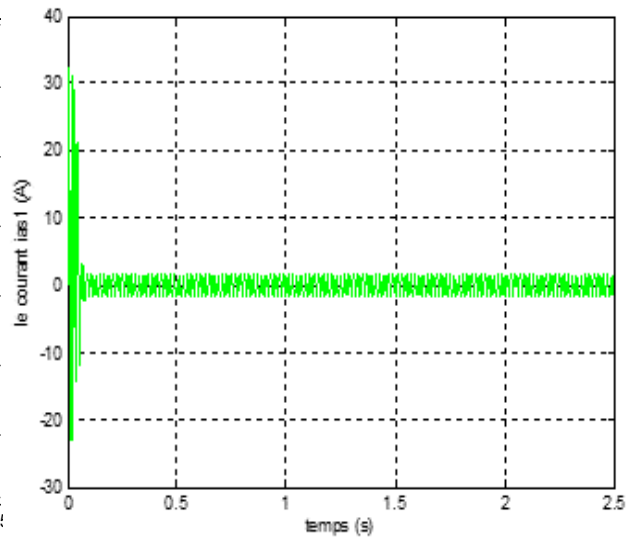


Figure II. 6: Courant statorique isa1 (A)

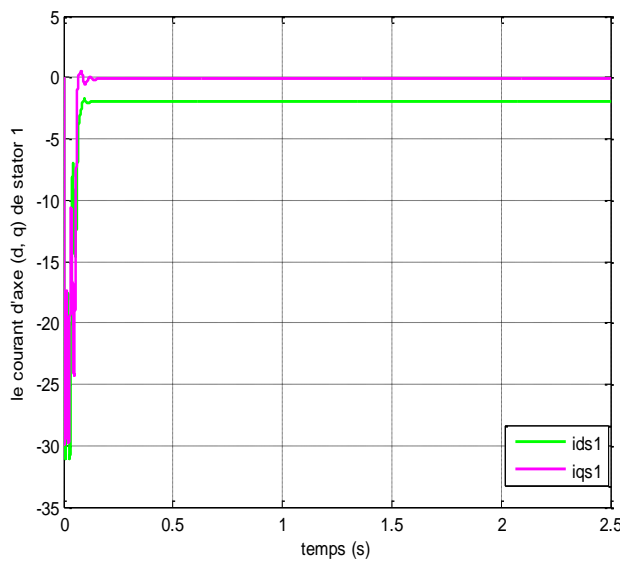


Figure II. 7: Courant de stator 1 (d, q)

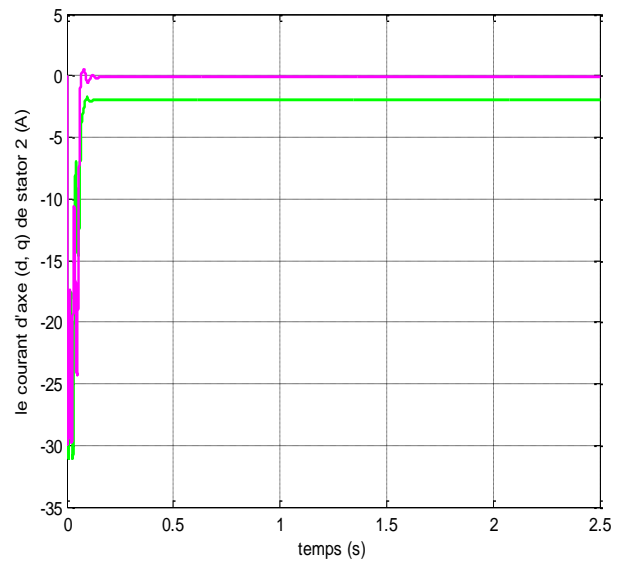


Figure II. 8: Courant de stator 2 (d, q)

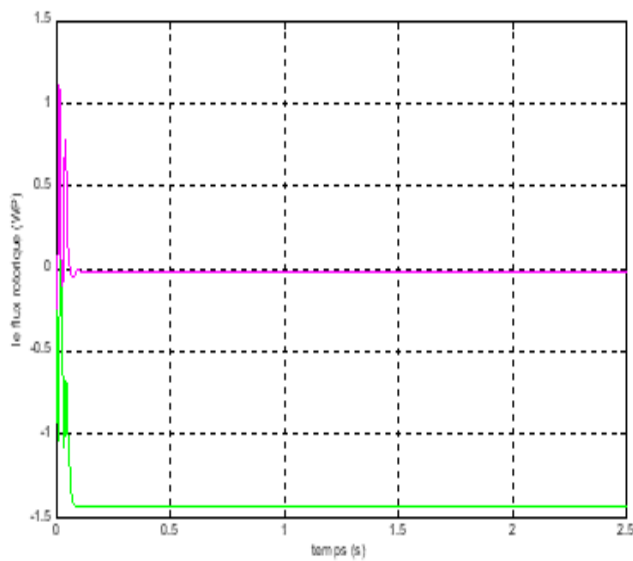


Figure II. 9: Flux rotorique

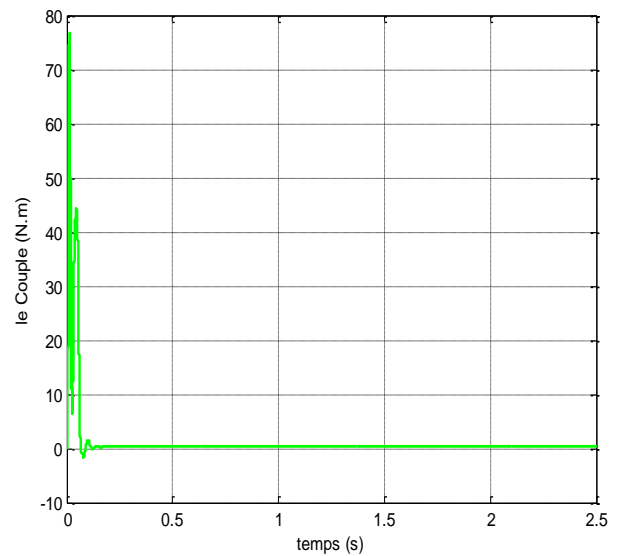


Figure II. 10: Couple électromagnétique à vide

Evolution de flux rotorique :

Le débit prend initialement une valeur maximale qui diminue progressivement, en plus de l'oscillation qui s'arrête à l'instant (0.2 s), puis la valeur du débit continue à diminuer progressivement jusqu'à se stabiliser. **Figure II.9**

Evolution du couple électromagnétique :

L'oscillation de couple est l'élément marquant de cet oscillogramme, puisque le couple (mesuré en N.m) monte jusqu'à plus de 77 N.m. il faudra donc prendre garde au dimensionnement du couple mètre utilisé si on ne veut pas le détruire. Après disparition de régime transitoire, le couple tend vers zéro puisque l'on a annulé le couple résistant. **Figure II.10**

⇒ La deuxième simulation (en charge) :

Evolution de la vitesse mécanique :

Dans la première étape avant (1.5 s), la courbe de vitesse dans le cas à vidé. A l'instant (1.5s), la vitesse passe de (313.7rd/s) à (300 rd/s) à cause de la charge appliquée à cet instant.

Évolution de courant :

Dans le courant de machine dans la phase (a), il ne diffère du boitier vide qu'après (1.5 s), car il est fixé en (5 A) au lieu de (3 A).

Dans le courant statorique, il est également dans le premier cas identique à ce qui est à l'état de vide. Après (1.5 s), il forme un point d'inflexion et se stabilise à environ (-4.5 A)

Evolution de flux rotorique :

Dans le flux, le changement se situe après (1.5 s), car il a enregistré une montée plus rapide que le cas à vidé, formant ainsi un point d'inflexion à (1.5s).

Evolution de couple électromagnétique :

Dans le couple, il démarre avec une valeur maximale de (77 N.m), décroît jusqu'à zéro et après (1.5 s), on enregistre une augmentation de la valeur du courant qui était fixée à (13 N.m).

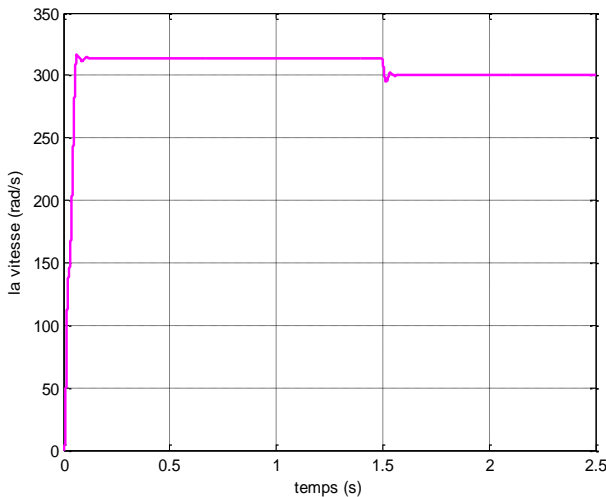


Figure II. 11: Vitesse mécanique (en charge)

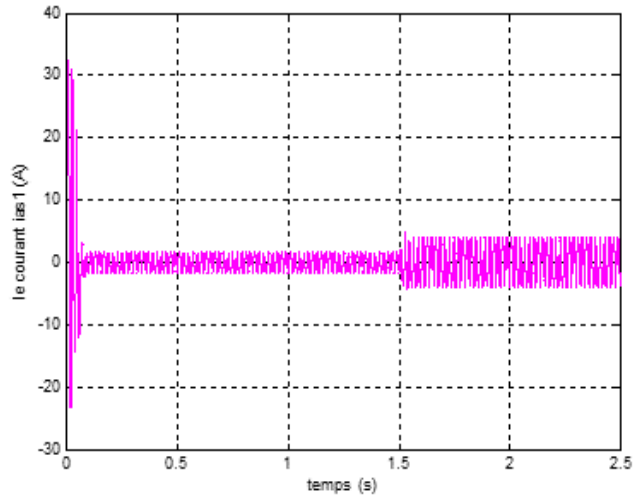


Figure II. 12: Courant statorique i_{sa1} (A)

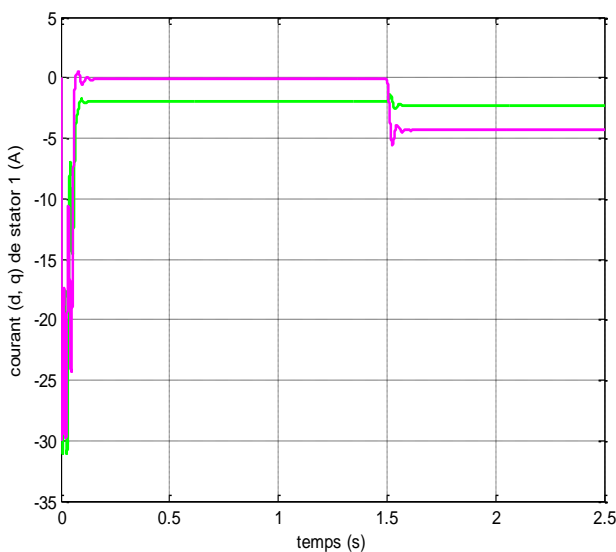


Figure II. 13: Courant de stator 1 (en charge)

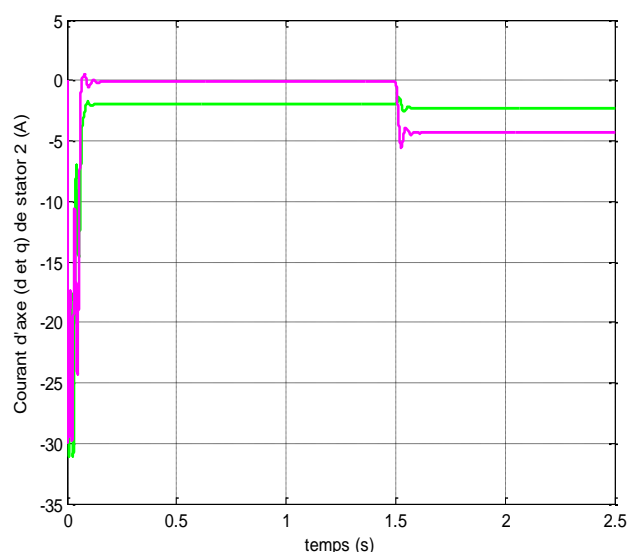


Figure II. 14: Courant de stator 2 (en charge)

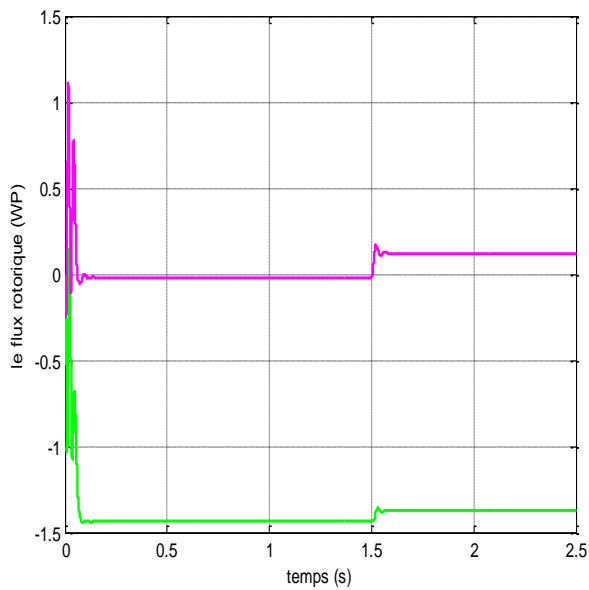


Figure II. 15: Flux rotorique (en charge)

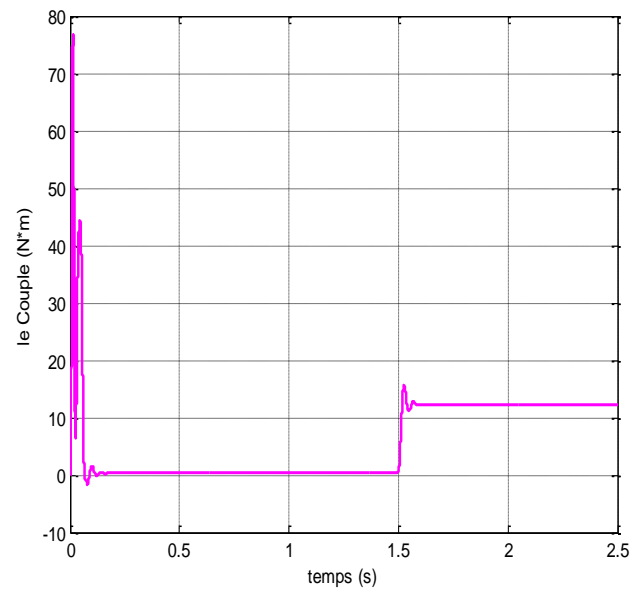


Figure II. 16: Couple électromagnétique (en charge)

II.8/ Conclusion :

Ce chapitre nous avons pu étudier la machine asynchrone double étoile des deux côtés, le côté théorique le côté simulation.

Le côté théorique comprend des équations électriques, équations électromagnétiques et les équations mécanique. Il contient également les équations de transformation de Park et leur application aux équation précédentes. Ainsi, il devient prêt pour le côté pratique.

Le côté simulation a été la modélisation de la MASDE dans logiciel MATLAB. En enregistrant les équations dans la machine et exploité dans des conditions particulières. Les résultats ont été pris en conduction de vide et conduction de charge.

**CHAPITRE III : LA COMMANDE
VECTORIELLE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE DOUBLE ÉTOILE**

III.1/ Introduction :

Après avoir expliqué la MASDE dans les chapitres précédents, parle de ses composants, expliqué ses avantages et ces inconvénients, en plus de cela, discuté des détails de son mécanisme de fonctionnement, jusqu'à même sa modélisation et son expérience dans ce cas normaux.

La difficulté de commander une machine à courant alternatif réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables internes de cette dernière (couple, courant et vitesse ou la position). [25]

La commande vectorielle est apparue avec les travaux de BLASCHKE. Elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composants analogique, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'avènement des micro contrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal, il est devenu possible de réaliser une telle commande à un cout raisonnable. Cela à une explosion des recherches et nombre de publications, des applications et des brevets en témoigne. Si beaucoup de problème sont résolus, certains autres font encore le but de recherche. Quand on ne cherche pas à obtenir des performances élevées, même si l'identification n'est réglée à l'optimum, le comportement global du système commande-convertisseur machine paraît satisfaisant. Cependant, les problèmes ne surgissent que lorsque la machine est poussée dans ses retranchements. [24][17]

Les origines de la commande vectorielle, contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du siècle et aux travaux de A. BLONDEL sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transporter cette théorie à la commande de la machine électrique. Ce n'est que vers la fin des années cinquante grâce à l'utilisation dans l'Europe de l'est, de la méthode du PHASEUR temporel que germa l'idée de la commande vectorielle appelée également contrôle par flux orienté. [21]. [17]. [22]

Dans notre étude, nous intéresserons à la stratégie de commande qui consiste à maintenir le flux (ou le courant de flux) constant.[25]

Dans ce chapitre, nous allons essayer d'aborder l'étude de la commande du la MASDE à travers plusieurs points, comme la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse.

III.2/ Généralité sur la commande vectorielle :

III.2.1) Définition de la commande vectorielle :

Le commande vectorielle (commande à flux orienté), est la méthode de la commande des variateurs de vitesse électrique dans laquelle les courant statorique triphasés, d'un moteur électrique à courants alternatives sont transformés en deux composantes orthogonales qui peuvent être considérées comme étant des vecteurs. La première valeur permet le réglage du flux magnétique du moteur, tandis que le seconde règle le couple. Ils sont alors décorrélés et le fonctionnement devient alors similaire à celui d'un moteur à courant continu.[8] [20]

III.2.2) Le but de la commande vectorielle :

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine a courant contenu à excitation indépendante ou il a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grand plage de charge en régime permanent. [23]

III.2.3) Principe de la commande vectorielle :

L'objectif de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à double étoile à celui d'une machine à courant contenu à excitation séparée en deux aspects :

- Le flux et le couple de la machine sont contrôle indépendamment l'un autre.
- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire.

En effet, dans une machine à courant continu le courant d'induit (I_a) contrôle le couple et le courant inducteur (I_f) contrôle le flux.[23]

Ecrive la relation du moment magnétique sur la forme :

$$c_{em} = k\phi_f \cdot I_a = k' I_f I_a \quad \text{(III-1)}$$

Avec :

- I_f : Courant d'excitation de la MCC ;
- ϕ : Flux imposé par le courant d'excitation I_f ;
- I_a : Courant d'induit ;
- k, k' : Constant ;

On peut dire que la commande vectorielle dans la MASDE consiste à un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Pour cela, il faut choisir une loi de commande et système d'axes assurant le découplage du flux et du couple.

Pour la MASDE, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique.[25]

L'expression du couple électromagnétique de la MASDE est donnée par :

$$c_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (\text{III-2})$$

Et nous savons aussi :

$$\begin{aligned} \phi_{dr} &= \phi_r \\ \phi_{qr} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III-3})$$

L'équation simplifiée s'écrit comme suit :

$$c_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} i_{qs} \phi_{dr} = k \phi_r i_{qs} \quad (\text{III-4})$$

Avec :

- $k = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$;
- $i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$

Figure III-1 représente le principe de la commande vectorielle.

On déduit donc que le fonctionnement de la MASDE sera similaire à celui de la MCC à excitation séparée.

III.2.4) Avantages de la commande vectorielle :

- Elle est basée sur le modèle transitoire.
- Il y a contrôle du couple à l'arrêt.
- Le Contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.
- Elle est précise et rapide.

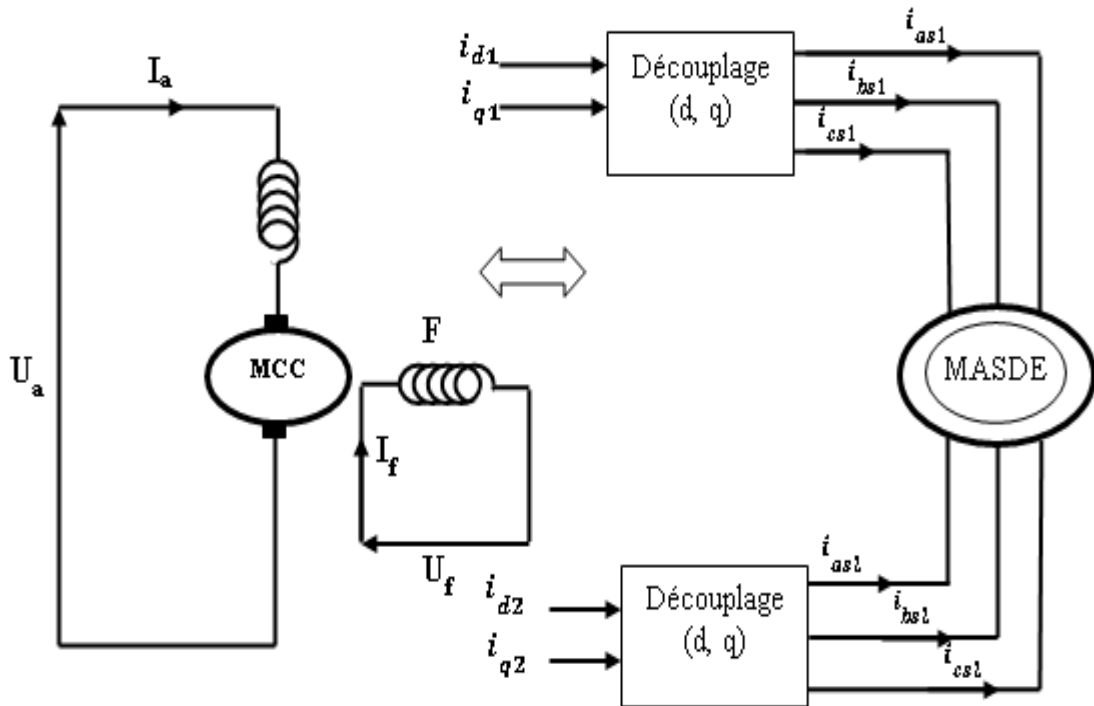


Figure III. 1 : Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE

III.2.5) Inconvénients de la commande vectorielle :

- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- La vitesse rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande, quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.
- De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple.

III.3/ Méthode de la commande vectorielle :

La plupart des rapports et des recherches scientifiques menées sur ce sujet reconnaissent que les méthodes de base utilisées dans la commande vectorielle sont deux méthodes principales.

- Méthode de la commande vectorielle direct ;
- Méthode de la commande vectorielle indirect ;

III.3.1) Méthode de la commande vectorielle direct : [18]

Le principe de cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement pour cela deux procédés sont utilisés :

- ✓ La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.
- ✓ L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthodes est sensible aux variations des paramètres de la machine.

III.3.2) Méthode de la commande vectorielle indirect :

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position, elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à saturation magnétique et la variation de la température, surtout la constant de temps rotorique.

III.4/ Procède d'orientation du flux : [5] [17]

On peut dire qu'il existe trois types d'orientation du flux, qui :

- Orientation du flux rotorique avec les conductions $\phi_{dr} = \phi_r ; \phi_{qr} = 0$.
- Orientation du flux statorique avec les conductions $\phi_{ds} = \phi_s ; \phi_{qs} = 0$.
- Orientation du flux entrefer avec les conductions $\phi_{dm} = \phi_m ; \phi_{qm} = 0$.

Chacune de ces méthodes à ses spécificités ses avantages et ses inconvénients, mais toutes permettent de réaliser un découplage entre le flux et le couple.

Choix des stratégies de commande (flux, couple, vitesse) :

Dans le cadre de la commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile, différentes stratégies de commande peuvent être utilisées pour contrôler les variables de flux, de couple et de vitesse. Ces stratégies déterminent la manière dont les régulateurs de courant et de

vitesse ajustent les commandes de tension et de fréquence du convertisseur d'alimentation de la machine.

Stratégie de commande de flux (flux-orienté control) : Cette stratégie vise à maintenir le flux magnétique dans la machine à une valeur de consigne prédéterminée. Le régulateur de courant ajuste la composante directe du courant statorique pour contrôler le flux. Cette stratégie permet un contrôle précis du flux et offre une excellente régulation de la vitesse et du couple.

Stratégie de commande de couple (torque control) : Cette stratégie vise à maintenir un couple électromagnétique spécifique dans la machine. Le régulateur de courant ajuste la composante quadratique du courant statorique pour contrôler le couple. Cette stratégie est utilisée lorsque le contrôle précis du couple est essentiel, par exemple dans les applications nécessitant un couple constant ou variable.

Stratégie de commande de vitesse (speed control) : Cette stratégie vise à maintenir la vitesse de rotation de la machine à une valeur de consigne prédéterminée. Le régulateur de vitesse ajuste la fréquence de l'alimentation du convertisseur pour contrôler la vitesse. Cette stratégie est couramment utilisée dans les applications nécessitant un contrôle précis de la vitesse, comme les machines d'entraînement de machines-outils.

Le choix de la stratégie de commande dépend des exigences spécifiques de l'application. Dans certains cas, il peut être nécessaire de combiner plusieurs stratégies pour atteindre les performances souhaitées. Par exemple, une combinaison de commande de flux et de commande de couple peut être utilisée pour obtenir un contrôle précis du flux et du couple à des vitesses variables.

Il convient de noter que le choix des stratégies de commande doit être adapté aux caractéristiques de la machine asynchrone double étoile, ainsi qu'aux exigences de l'application spécifique.

III.5/ Régulation de la vitesse de la MASDE : [05][17]

On a l'équation du courant rotorique d'équation état :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})]$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})]$$

Par l'application de l'orientation du flux rotorique sur l'équation précédente, Nous avons ce suit :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad \text{(III-5)}$$

$$i_{qr} = \frac{-L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad \text{(III-6)}$$

Et on l'équation de flux :

$$\begin{aligned} \phi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{aligned} \quad \text{(III-7)}$$

En remplaçant le système d'équation (III-5) et (III-6) dans (III-7) on trouve :

$$\begin{aligned} \phi_{ds1} &= \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs1} &= \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \phi_{ds2} &= \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs2} &= \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{aligned} \quad \text{(III-8)}$$

Avec :

- $\lambda_{1,2} = L_{s1,s2} + \eta L_r$
- $\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}$

Et on a :

$$\phi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \quad \text{(III-9)}$$

$$i_{qr} = \frac{\omega_{g1}^* \phi_r^*}{R_r} \quad \text{(III-10)}$$

Et aussi nous avons système d'équation (III.11) :

Avec :

- ω_s :la vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au stator 1 ;
- ω_r :la vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor ;

$$\begin{aligned}
 v_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \phi_{qs1} \\
 v_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \phi_{ds1} \\
 v_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \phi_{qs2} \\
 v_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \phi_{ds2} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{III-11}$$

En remplaçant le système d'équation (III-8), (III-10) et (III-6) dans système d'équation (III-11) :

$$\begin{aligned}
 v^*_{ds1} &= R_s i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 v^*_{qs1} &= R_s i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \\
 v^*_{ds2} &= R_s i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 v^*_{qs2} &= R_s i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*)
 \end{aligned} \tag{III-12}$$

On a :

$$i_{qs1}^* + i_{qs2}^* = \frac{(L_m + L_r)}{pL_m \phi_r^*} C_{em}^* \tag{III-13}$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \phi_r^*} (i_{qs1}^* + i_{qs2}^*) \tag{III-14}$$

A partir du système d'équation (III-12) l'équation suivante peut être obtenue :

$$\begin{aligned}
 v_{ds1} &= R_s i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} i_{ds1} \\
 v_{qs1} &= R_s i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} i_{qs1} \\
 v_{ds2} &= R_s i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} i_{ds2} \\
 v_{qs2} &= R_s i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} i_{qs2}
 \end{aligned} \tag{III-15}$$

L'équation passée représente les tensions statoriques $((v_{ds1}, v_{ds1}, v_{ds1}, v_{ds1})$ sont directement réalisées aux courant statoriques $(i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2})$. Pour compenser l'erreur

introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références $(i_{ds1}^*, i_{qs1}^*, i_{ds2}^*, i_{qs2}^*)$ à flux constante sont données par :

$$\begin{aligned} v_{ds1}^* &= v_{ds1l} - v_{ds1c} \\ v_{qs1}^* &= v_{qs1l} - v_{qs1c} \\ v_{ds2}^* &= v_{ds2l} - v_{ds2c} \\ v_{qs2}^* &= v_{qs2l} - v_{qs2c} \end{aligned} \tag{III-16}$$

Avec :

- $v_{ds1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r\phi_r^*\omega_{gl}^*)$
- $v_{qs1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*)$
- $v_{ds2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r\phi_r^*\omega_{gl}^*)$
- $v_{qs2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*)$

(III-17)

III.6/ Régulateur PI:

III.6.1) La structure PI : [25] [26]

La **Figure III. 2** représente le schéma commande utilisant la structure PI, pour que Chaque boucle de régulation est dotée d'un régulateur proportionnel intégral PI classique.

Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et sa propre consigne.

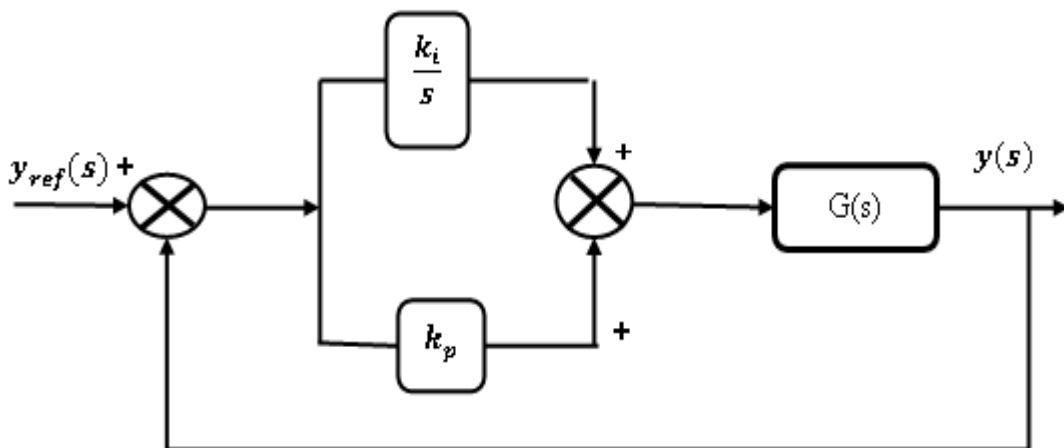


Figure III. 2: Schéma de commande utilisant la structure PI

$$G(s) = \frac{G_1}{s + \tau_1} \quad \text{(III-18)}$$

$$G(s) = \frac{G_0}{1 + \tau_s}$$

Avec :

○ $\tau_1 = 1/\tau$

III.6.2) Méthode utilisant de régulateur PI : [25] [2]

Il y a deux méthodes principales qui utilisant de régulateur PI :

- La méthode de placement des pôles.
- La méthode de compensation des pôles.

⇒ La méthode de placement des pôles :

La méthode du placement de pôles est une technique de synthèse des régulateurs linéaires qui peut être réalisée soit en utilisant une approche fonction de transfert, soit en utilisant une approche d'état. Elle est basée sur plusieurs points fondamentaux que nous précisons à nouveau ici dans le cas des systèmes linéaires. [26]

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F(s) = \frac{G_1 k_p s + G_0 k_i}{s^2 + (\tau_1 + G_1 K_p) s + G_1 K_1} \quad \text{(III-19)}$$

Le calcul des paramètres K_p et K_i ne peut être fait que par cette méthode.

Et le système d'équation (III-18) peut être mise sous la forme de cette d'un modèle de second ordre standard de l'équation suivant :

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_n s + \omega_n^2} \quad \text{(III-20)}$$

Avec :

On impose les pole du système en boucle fermée de sort que le système soit sous-amorti ($7 \leq \varepsilon \leq 1$).

Les pole de $H(s)$ sont :

$$s_1 = \omega_n \left(-\varepsilon + j\sqrt{1 - \varepsilon^2} \right) = -\frac{1}{\tau_p} + j\omega_a$$

$$s_1 = \omega_n \left(-\varepsilon - j\sqrt{1 - \varepsilon^2} \right) = -\frac{1}{\tau_p} + j\omega_a$$
(III-21)

Avec :

- $\tau_p = \frac{1}{\omega_n}$
- $\omega_a = \omega_n \sqrt{1 - \varepsilon^2}$

La réponse transitoire est alors donnée par l'oscillation de pseudo-période $\frac{2\pi}{\omega_a}$ amortie par une exponentielle de constante de temps.

$$2\varepsilon\omega_n = \tau_1 G_1 K_p$$

$$G_1 K_i = \omega_n^2$$
(III-22)

Les paramètres du régulateur sont alors donnés par :

$$K_p = \frac{2\varepsilon\omega_n - \tau_1}{G_1}$$

$$K_i = \frac{\omega_n^2}{G_1}$$
(III-23)

⇒ **La méthode de compensation des pôles :**

Il considéré comme l'une des méthodes les plus importantes utilisant dans régulateur PI, l'apport d'un zéro par le régulateur PI dans la fonction de transfert en boucle fermée peut modifier le régime transitoire du système. Pour remédier à ce problème, la méthode de compensation des pôles en plus adaptée pour le calcul des paramètres K_p et K_i . Elle consiste à imposer le zéro du régulateur égal à un pôle de la fonction de transfert du système à commander et une constante du temps τ_{bf} répondant aux objectifs fixés.

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F(s) = \frac{G_0 k_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{(\tau s + 1)(s + (K_p s + K_i)) \frac{G_0}{\tau s + 1}}$$
(III-24)

D'où,

$$\left(\frac{K_p}{K} s + 1\right) = (\tau s + 1) \tag{III-25}$$

$$F(s) = \frac{G_0 K_i}{s + G_0 K_i}$$

Avec :

- $\tau = \frac{K_p}{K_i}$
- $\tau_{pf} = \frac{1}{G_0 K_i}$
- τ_{pf} : constant de temps.
- K_p, K_i : les paramètre de régulateur.

Les paramètres du régulateur sont alors donnés par :

$$K_p = \frac{1}{G_0 \tau_{pf}} \tag{III-26}$$

$$K_i = \frac{\tau}{G_0 \tau_{pf}}$$

III.7/ Régulateur de vitesse :

Le schéma suivant montre le régulateur de vitesse

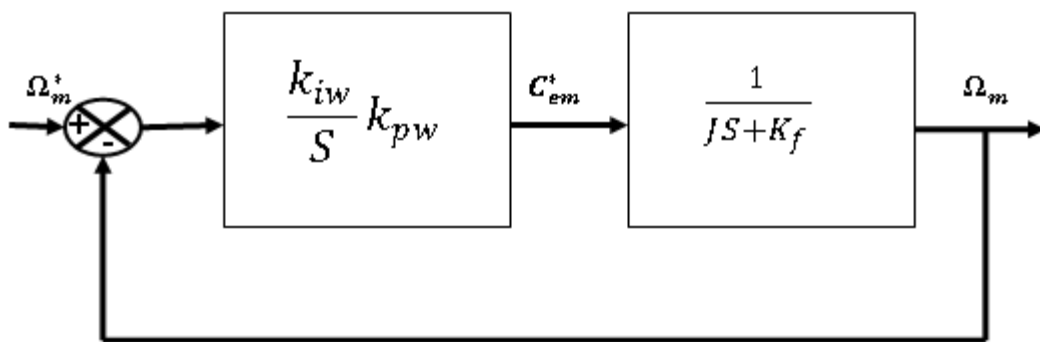


Figure III. 3: Schémas réduit de régulation de vitesse

Avec :

- $k_{pw} = 2p_w J - K_f$
 - $k_{id1} = 2p_w^2 J$
- (III-27)

Basé sur les systèmes équations passées (III-9), (III-12), (III-13), (III-14), (III-17) on obtient le schéma Bloc de découplage en tension FOC.

Suppose que :

- $i_{ds1}^* = i_{ds2}^*$
- $i_{qs1}^* = i_{qs2}^*$

III.8/ Commande MLI :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation. Pour les puissances élevées, on utilise les transistors ou les thyristors « GTO » surtout dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable ; pour les puissances moins élevées on utilise les transistors à commutation.[5]

Le Schémas illustre le command MLI :

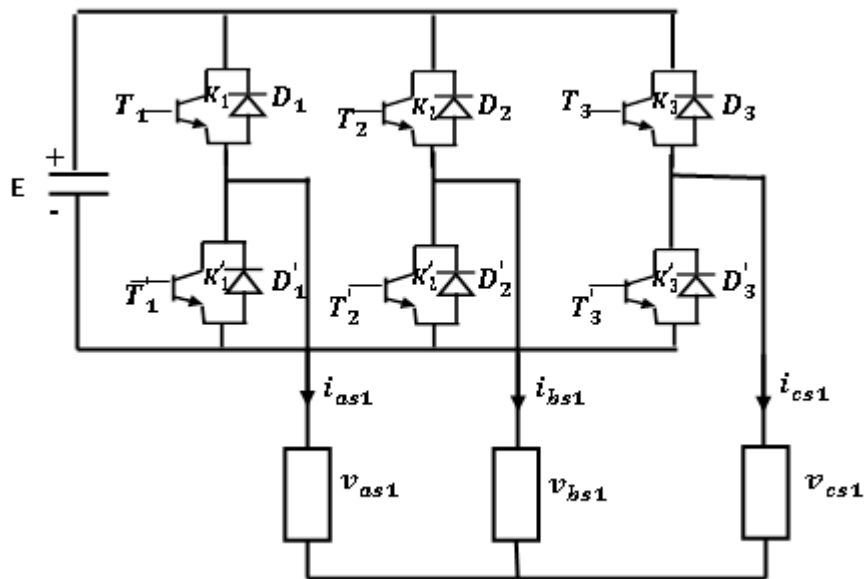


Figure III. 4: Schémas de commande MLI

Il est possible de simplifier davantage le travail de l'onduleur avec la figure suivante :

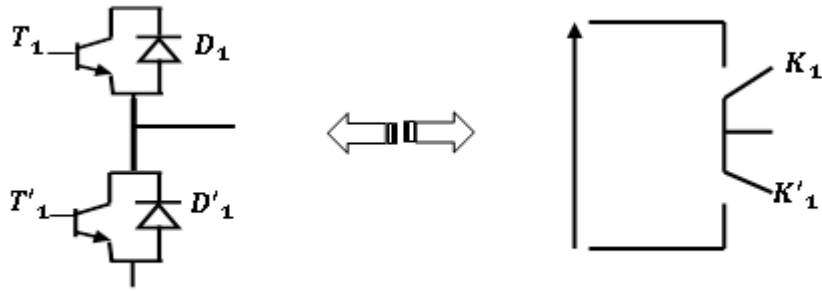


Figure III. 5: Schéma d'un bras de l'onduleur

$$F_1 = \begin{cases} +1 & \text{l'interrupteur } K_1 \text{ est fermé (} K_1 \text{ conduit } K'_1 \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interrupteur } K'_1 \text{ est fermé (} K_1 \text{ bloqué } K'_1 \text{ conduit)} \end{cases}$$

Donc :

$$\begin{aligned} U_{abs1} &= v_{as1} - v_{bs1} = E(F_1 - F_2) \\ U_{bcs1} &= v_{bs1} - v_{cs1} = E(F_2 - F_3) \\ U_{cas1} &= v_{cs1} - v_{as1} = E(F_3 - F_1) \\ U_{abs2} &= v_{as2} - v_{bs2} = E(F_4 - F_5) \\ U_{bcs2} &= v_{bs2} - v_{cs2} = E(F_5 - F_6) \\ U_{cas2} &= v_{cs2} - v_{as2} = E(F_6 - F_4) \end{aligned} \tag{III-28}$$

On a le système de tension triphasés équilibrées alors :

Pour le stator 1 :

$$\begin{aligned} v_{as1} &= \frac{3}{2}(2F_1 - F_2 - F_3) \\ v_{bs1} &= \frac{3}{2}(2F_2 - F_1 - F_3) \\ v_{cs1} &= \frac{3}{2}(2F_3 - F_1 - F_2) \end{aligned} \tag{III-29}$$

En langage matriciel on trouve :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \tag{III-30}$$

Pour le stator 2 :

$$\begin{aligned} v_{as2} &= \frac{3}{2} (2F_4 - F_5 - F_6) \\ v_{bs2} &= \frac{3}{2} (2F_5 - F_4 - F_6) \\ v_{cs2} &= \frac{3}{2} (2F_6 - F_4 - F_5) \end{aligned} \tag{III-31}$$

En langage matriciel on trouve :

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_4 \\ F_5 \\ F_6 \end{bmatrix} \tag{III-32}$$

III.9/ Défluxage :

III.9.1) Définition :

Le défluxage d'une machine consiste à diminuer le flux inducteur pour augmenter sa vitesse au-delà de sa valeur nominale sans augmenter la tension d'alimentation. Le couple maximal de la machine s'abaisse donc, mais le fonctionnement à isopuissance possible.[27]

III.9.2) Schémas défluxage :

Le Schéma suivant montre le défluxage :

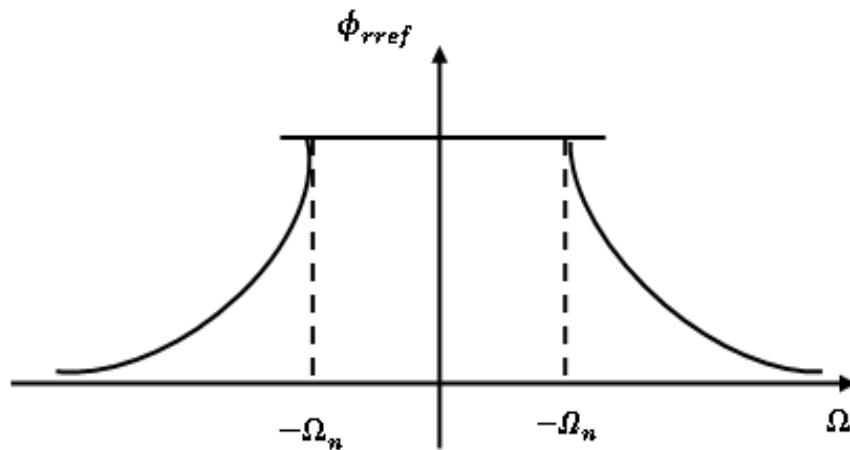


Figure III. 6: Schéma de défluxage

III.9.3) Bloc de défluxage :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m \leq \Omega_m^n \\ \frac{\Omega_m^n}{\Omega_m} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m > \Omega_m^n \end{cases} \quad \text{(III-33)}$$

$$C_{em}^* = \begin{cases} C_{em}^* cal & \text{si } C_{em}^* cal \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} \text{ sign}(C_{em}^* cal) & \text{si } C_{em}^* cal > C_{em}^{max} \end{cases} \quad \text{(III-34)}$$

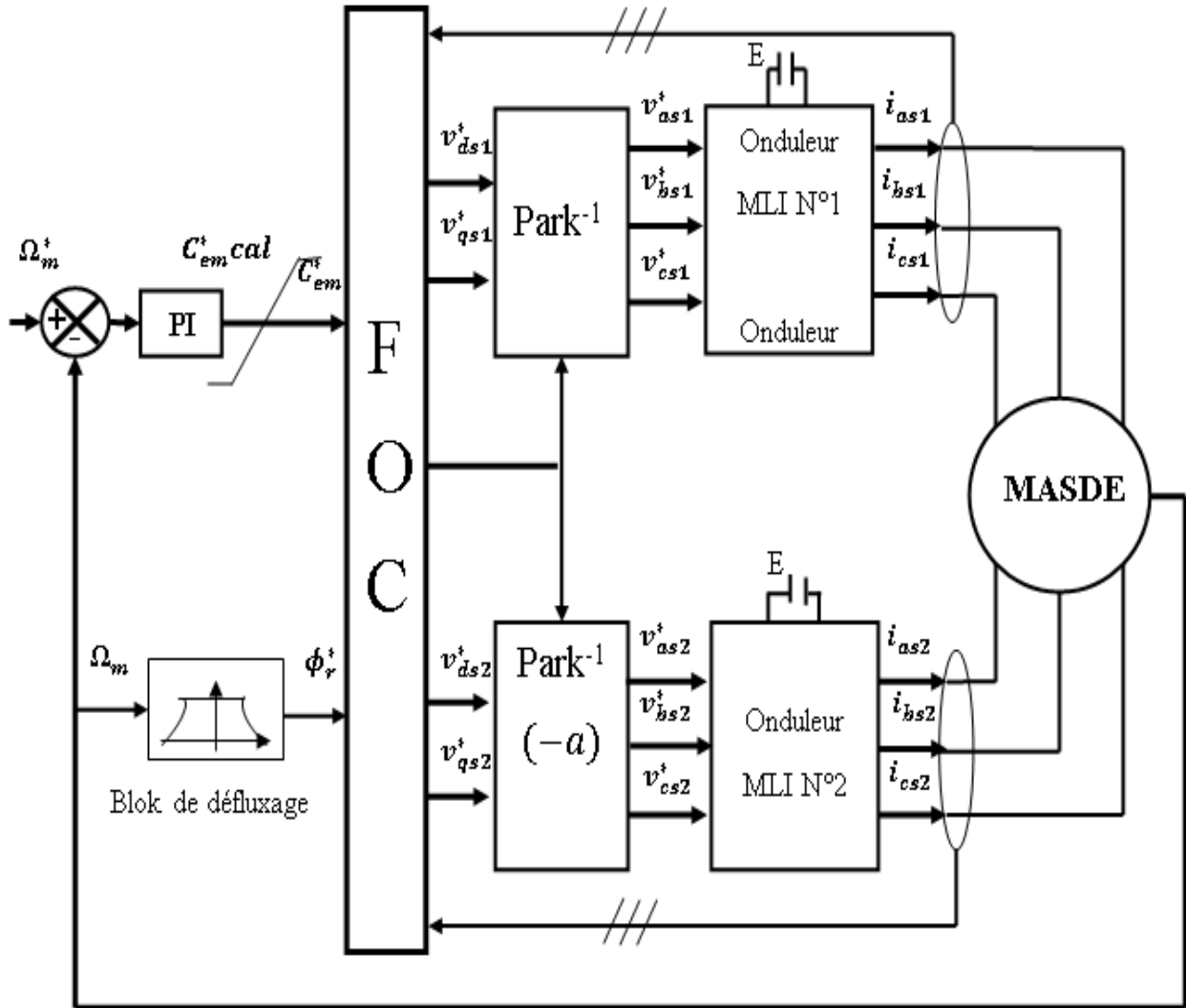


Figure III. 7: Commande vectorielle indirecte de la MASDE

3^{eme} essais : variation des paramètres : on a pris la résistance du stator de la machine comme une valeur constante $R_s = 3.5\Omega$, mais dans les conditions normale la résistance de tous les matériaux soumis à la loi $R = R_0(1 + \alpha.T)$. On va simuler ce phénomène par une variation da R_s l'hors de fonctionnement $R_s = 3.5\Omega$ et elle augmentera à l'instant $t = 2s$ de 50% de sa valeur.

Essai 01 :

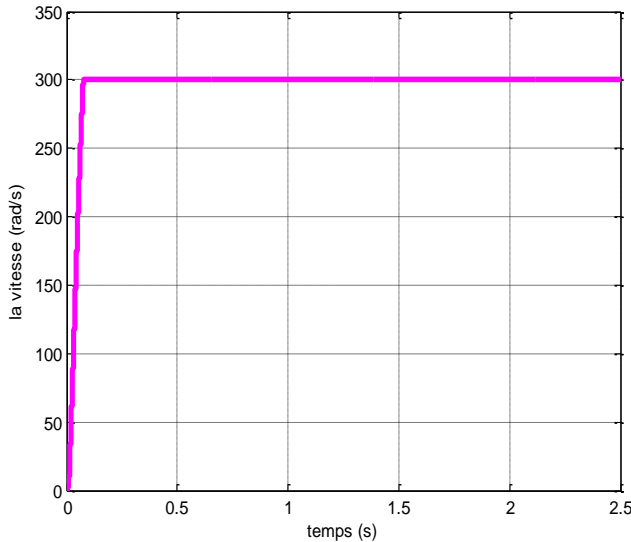


Figure III. 9:Vitesse mécanique (rad/s)

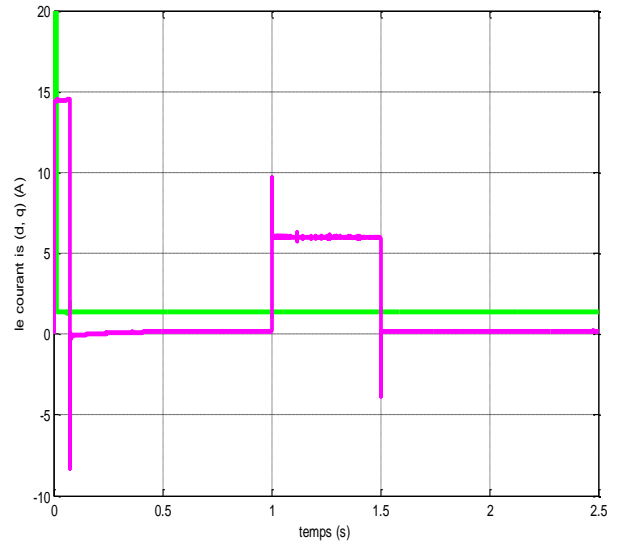


Figure III. 10:Courant statorique d'axe d et q (A)

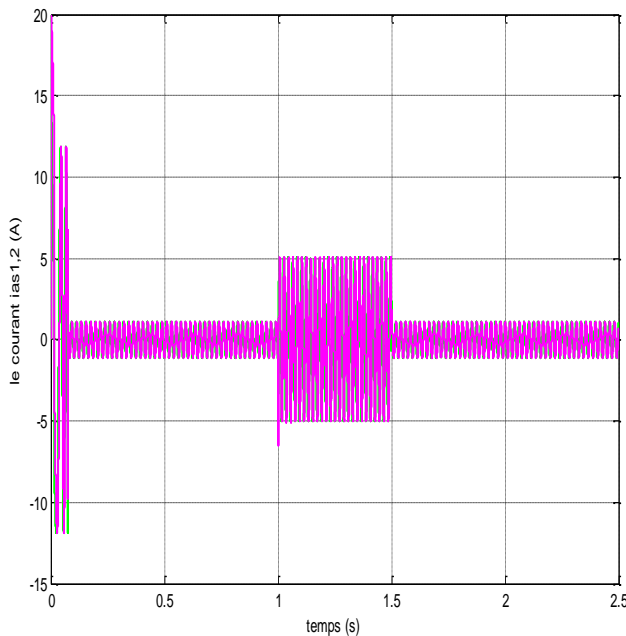


Figure III. 11:Courant statorique de phase a en stator 1 et 2 (A)

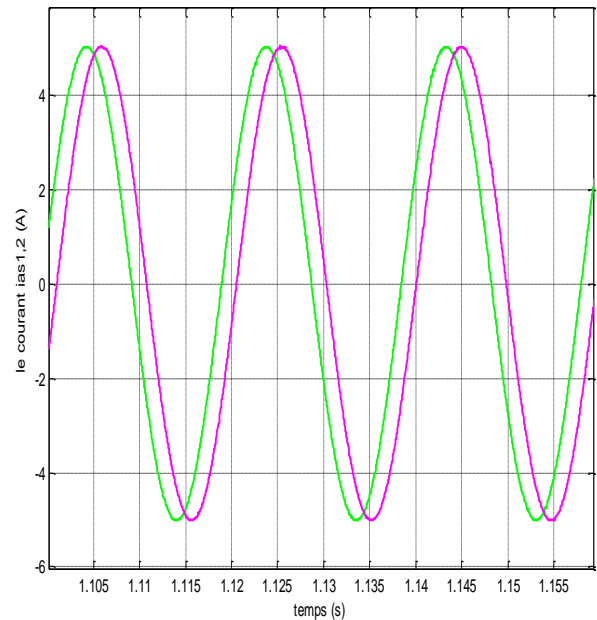


Figure III. 12:Zoom le courant statorique entre la période (1 et 1.16 s)

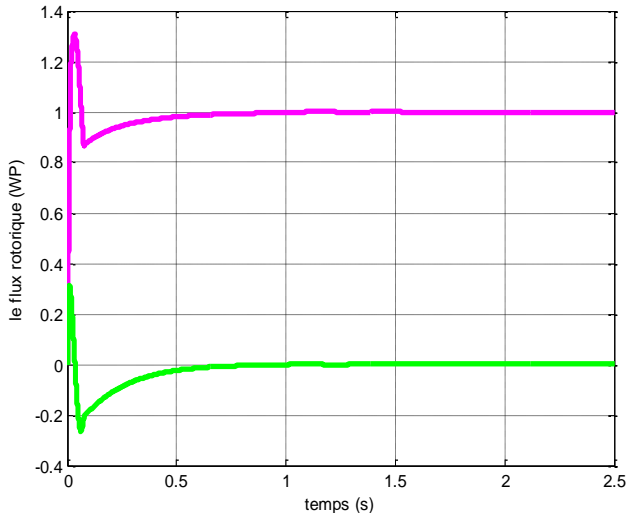


Figure III. 13: Flux rotorique (WP)

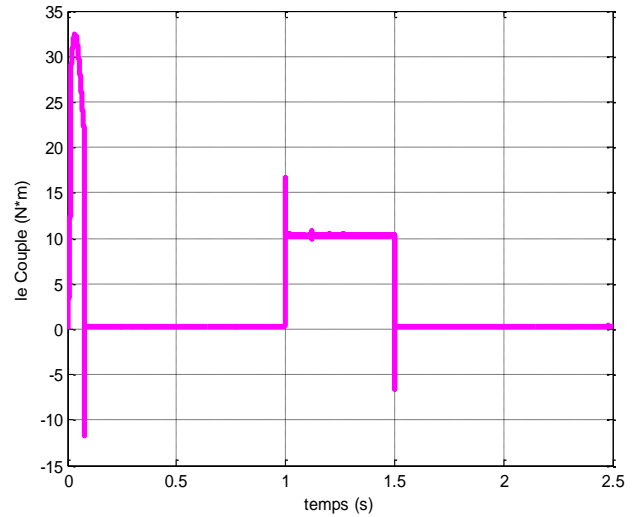


Figure III. 14: Couple électromagnétique (N*m)

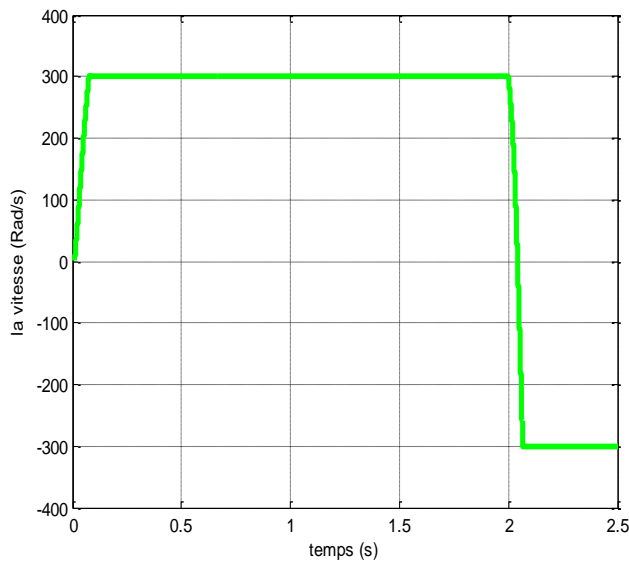


Figure III. 15: Vitesse mécanique (rad/s)

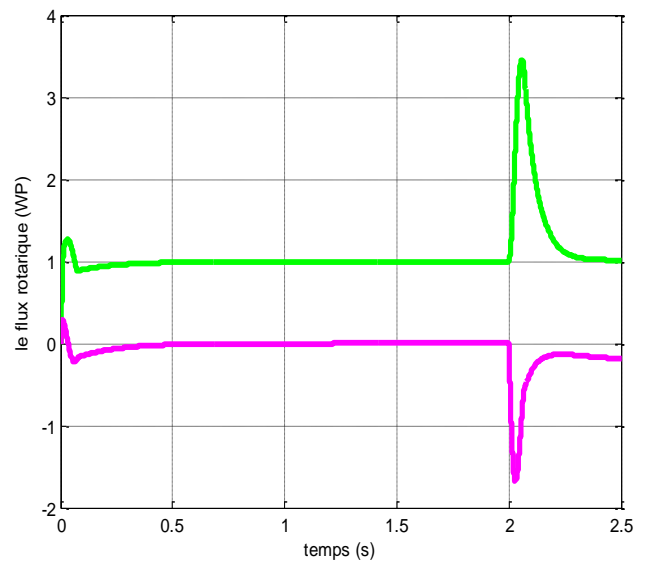


Figure III. 16: Flux rotorique (WP)

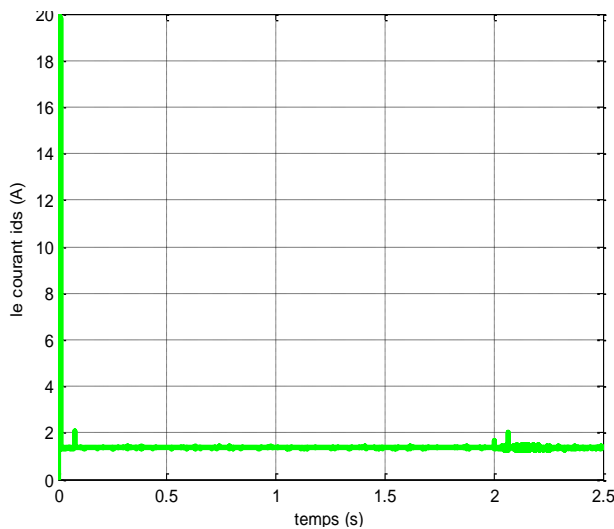


Figure III. 17: Courant statorique d'axe d (A)

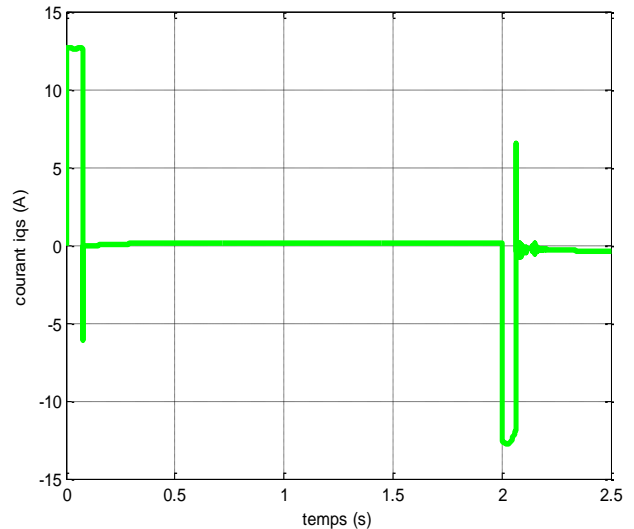


Figure III. 18: Courant statorique d'axe q (A)

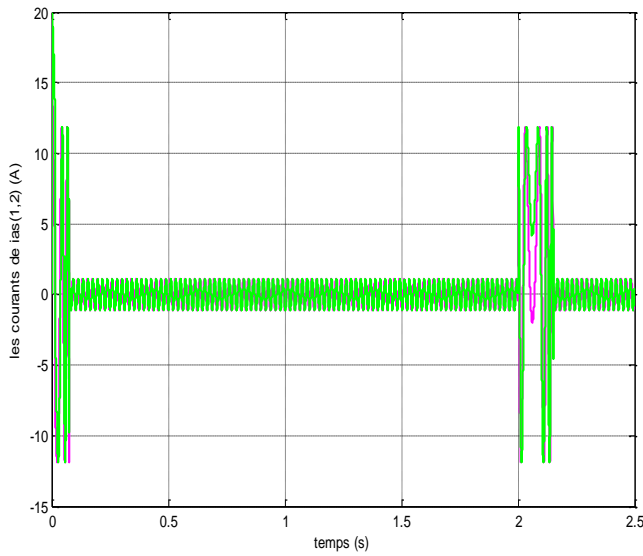


Figure III. 19: Courant statorique 1 et 2 de phase a (A)

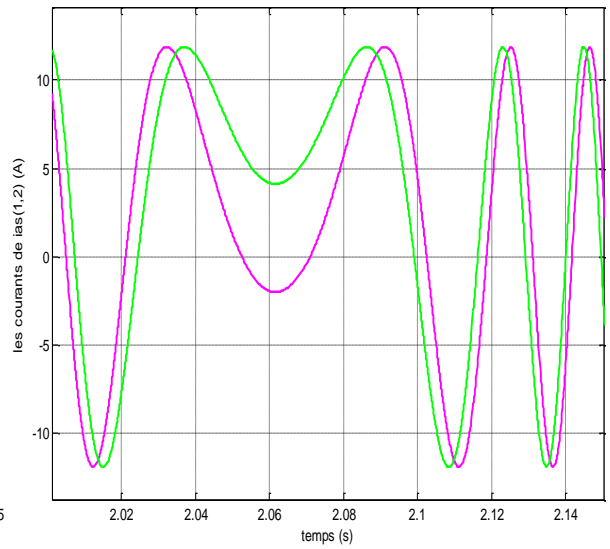


Figure III. 20: Zoom le courant statorique entre la période (2 et 2.16 s)

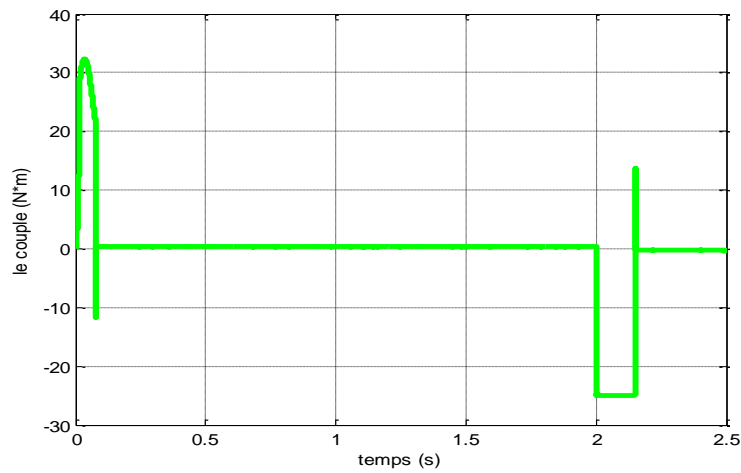


Figure III. 21: Couple électromagnétique (N*m)

Essai 03 :

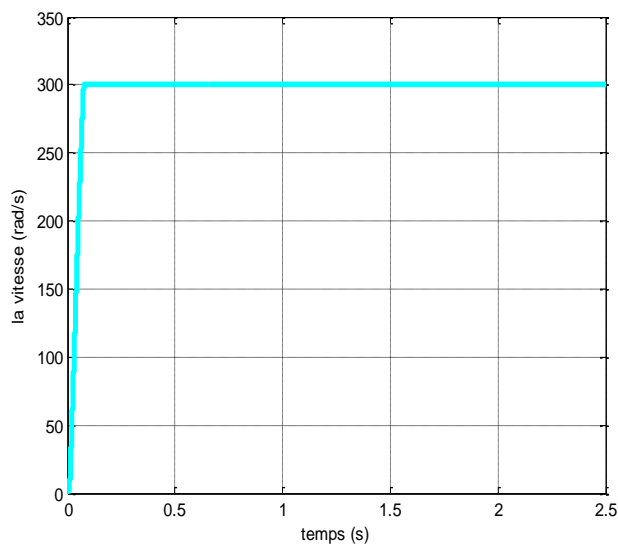


Figure III. 22: Vitesse mécanique

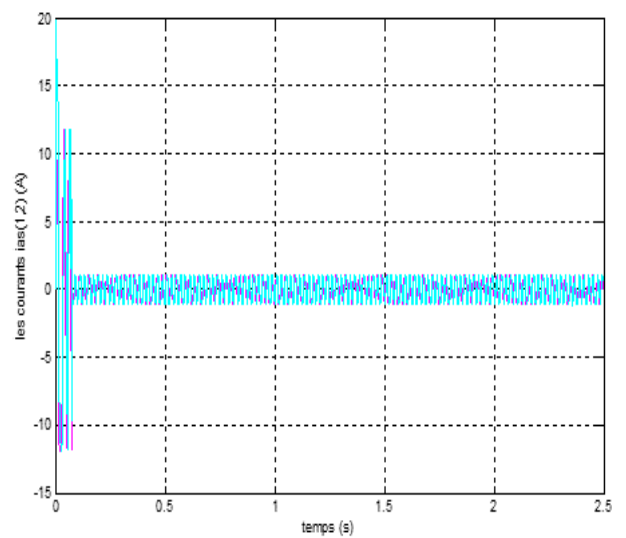


Figure III. 23 : Courant de phase a (A)

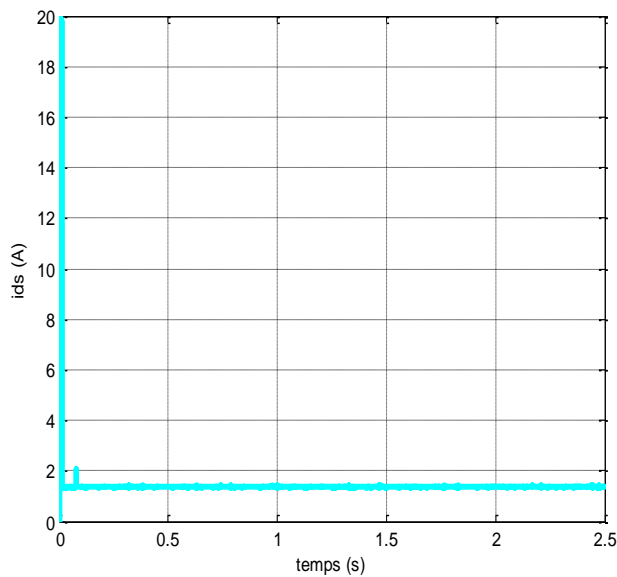


Figure III. 24: Courant statorique d'axe d (A)

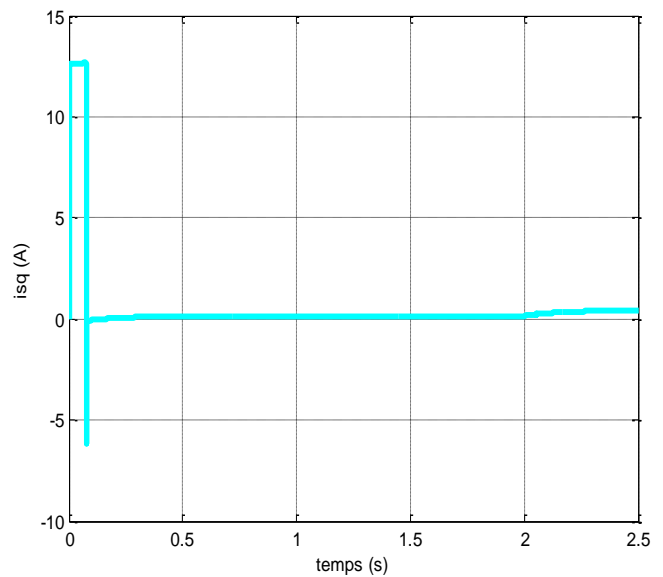


Figure III. 25 : Courant statorique d'axe q (A)

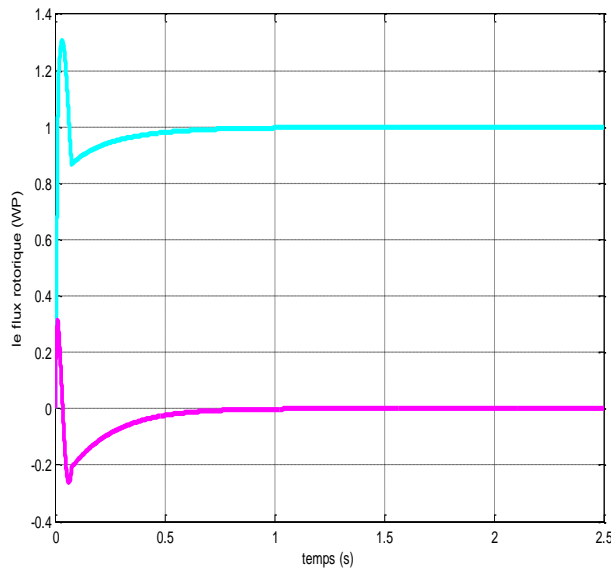


Figure III. 26: Flux rotorique (d, q) (WP)

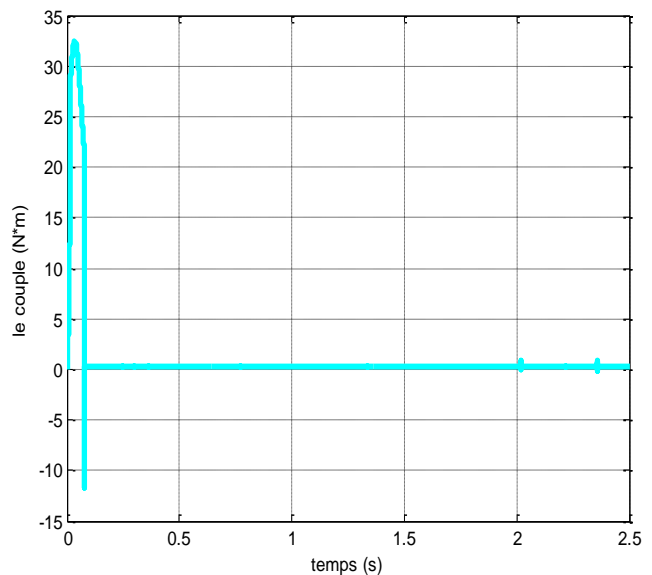


Figure III. 27: Couple électromagnétique (N*m)

III.11/ Conclusion :

En conclusion, la commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile est une technique de contrôle avancée qui présente de nombreux avantages et bénéfices. Elle permet un contrôle précis du couple et de la vitesse de rotation, une réponse dynamique rapide, une grande efficacité énergétique et une meilleure régulation de la puissance réactive.

Cependant, la commande vectorielle présente également certaines limitations et contraintes. Elle peut être complexe à mettre en œuvre et nécessite des calculs intensifs en temps réel. De plus, elle peut être sensible aux variations des paramètres de la machine et présenter des instabilités en cas de fortes perturbations.

Malgré ces limitations, la commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile trouve des applications industrielles dans divers domaines tels que l'industrie automobile, les machines-outils, les systèmes de pompage et de ventilation, et bien d'autres. Elle permet d'améliorer les performances des systèmes, d'optimiser l'utilisation de l'énergie et de réduire les coûts de maintenance.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale :

Dans ce travail, nous avons mis en évidence les principes fondamentaux des machines multiphasées, l'exemple type de ces machines est la machine asynchrone double étoile qui présente un bon compromis technico économique. Nous avons appliqué la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MASDE.

Pour les équations nous avons commencé par le modèle naturel de la machine asynchrone double étoile avec mentionnant les équations électrique, électromagnétique et les équations mécaniques, aussi on a expliqué la transformation de Park et appliqué cette méthode sur les équations de modèle naturel, donc une nouvelle forme d'équation.

Du côté Simulation, il a été constaté que la machine asynchrone double étoile fonctionne dans l'état d'alimentation normal avec 410 V, c'était à la fin du deuxième chapitre.

Le troisième chapitre est l'endroit où nous simulons et réglons la vitesse de la machine asynchrone double étoile par Proportionnel Intégral avec Modulation par Largeur d'Impulsion en utilisant le schéma de Field Oriented Control (Commande à flux orienté).

Les résultats de simulation obtenus en alimentation par deux onduleurs de la MASDE montrent bien le fort couplage entre le flux et le couple. Ceci nous a conduit à introduire une commande découplée. Il s'agit de la commande par orientation du flux rotorique. La méthode indirecte est appliquée pour régler la vitesse.

On constate que la régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte présente de meilleures performances par rapport à l'alimentation directe du réseau et par les onduleurs de tension définis précédemment, et cela en termes de précision et de stabilité.

Bibliographie

[1] : J3eA. « Machines polyphasées : de la modélisation Multimachine à la commande ». Journal sur l'enseignement des sciences et technologie de l'information de système. Sergei Pontoise PARIS,18-19 mars 2004.

[2] : L. MEFTAH « Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile » thèse de magister, Université FERHAT ABBAS SETIF-1-.

[3] : B. MULTON, Article « Historique des machines électromagnétique et plus particulièrement des machines à réactance variable », Revue 3E.1n°, juin 1995pp.3-8, Ecole normale supérieure de Cachan.

[4] : Y. MAOUCHE « Contribution à l'étude de la MASDE. Application à la sureté de fonctionnement » thèse de Doctorat, Université FARES MENTOURI-CONSTANTINE.

[5] : M. LAKHDARI « Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour air génération » thèse de magister, Université FERHAT ABBAS SETIF-1-. 2014

[6] : Pr : A. BELLAOUAR et M. A :S. BELEULMI « Fiabilité maintenabilité disponibilité » Polycopié, université CONSTANTINE-1-. 2013-2014.

[7] : L. LAGGON « Contribution au contrôle de la machines asynchrones double étoile » thèse magister, université de Batna 2018-2020.

[8]: Le Magazine SHNAIDER « Guide de la compensation d'énergie réactive et du filtrage des harmoniques », publication Schneider Electric, juillet 2001.

[9]: S. BELKASEM « Direct torque control using second order sliding mode of a double stat permanent magnet synchronous machines », Article December 2018.

[10] : ENERGIE SOULAIRE 'Un revue électronique' « électricité, courant électrique » Publication, 2021-09-15.

[11] : Le Magazine SHNAIDER de l'enseignement technologique et professionnel « les techniques de commande du moteur asynchrone », Article Juin 1998.

[12] : H. YASSINE et H. ALI « Modélisation de la machine asynchrone double étoile en vue du diagnostic du défaut de court-circuit entre spires statoriques » thèse magister, Université AKLI MOHAND OULHADJ DE BOUIRA 2017.

[13] : K. SAFIA et G. WISSAM « Etude et modélisation des machines électrique double étoile » thèse magister, Université KASDI MERBAH OUARGLA 2013.

[14] : I. AZZI et B. AZZI « Etude et modélisation de la machine asynchrone double étoile : application à la traction électrique » thèse magister, Université MILOUD MAMMERI TIZI-OUZOU 2014.

[15] : B. KIYYOR. « Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile ». Doctorat en sciences. Université MOHAMED KHIDAR BISKRA 2020.

[16] : D. BOUAMRA et N. BEDDI. « Étude d'une machine asynchrone double étoile : (modélisation, alimentation et commande) ». Thèse magister. Université HAMMA LAKHDAR EL-OUED. 23-24 juin 2014.

[17] : S. DERDOURI, A. ZBIDI et M. REHOUMA « Modélisation et commande de la machine asynchrone double étoile ». Thèse magister. Université HAMMA LAKHDAR EL-OUED. 2021-2022.

[18] : A. YAHDYOU « Commande et observation par modes glissants d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique. » Thèse magister. Université HASSBA BENBOUALI-CHLEF

[19] : Med R. GUEZIE ; O. GUEZIE ; B. ALIAT ; A. DOUDI « Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile ». Thèse magister. Université HAMMA LAKHDAR EL-OUED. 2020-2021.

[20] : P. BRUNET « Introduction de la commande vectorielle des machine asynchrone » Cours, Lycée BENJAMIN FRANKLIN-France.

[21] : Med T. MESSAI ; Med N. ZOUAUID « Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile ». Thèse magister. Université LARBI BEN M'HIDI-OUM ELBOUAGI.

[22] : L. BAGHLI « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de logique de flue, de réseaux de neurones et de algorithmes génétiques » Thèse de Doctorat. Université HENRI POINCARÉ DE NANCY 1-France. Janvier 1999.

[23] : F. REDOUANI ; Med D. DEHBI « Commande vectorielle de la machine asynchrone doublement alimentée ». Thèse magister. Université HAMMA LAKHDAR EL-OUED. 2017

[24] : H. ZIMAMOUCHE « Commande vectorielle d'une MAS par MLI/SVM étude théorique et pratique ». Thèse magister Université BATNA 2. 2010.

[25] : G. BOUKERCHE « Etude et synthèse d'un contrôleur PI et application » Thèse magister. Université BADJI MOKHTAR-ANNABA. 2017

[26] : OLIVEIR G, « Le placement de pôles ». Article scientifique, Novembre 2020.

[27] : G. FRANCK, « Les moteurs électriques, à la réalisation industrielle de la physique », Article scientifique d'une Magazine 'TECHNO SANS FRONTIÈRE'. France-2016.

Paramètre de la machine asynchrone à double étoile :

Paramètres	Valeurs
Puissance nominale	$P_n = 4.5 \text{ KW}$
Tension nominale	$V_n = 410 \text{ V}$
Courant nominale	$I_n = 5.6 \text{ A}$
Nombre paire de pole	1 paire de pole
Résistance de première enroulement statorique	$R_{s1} = 3.72 \Omega$
Résistance de deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3.72 \Omega$
Inductance mutuelle	$L_{ms} = 0.3672 \text{ H}$
Moment d'inertie	$j = 0.0625 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$k_f = 0.001 \frac{\text{N.m.s}}{\text{rd}}$
Fréquence nominale	$F_n = 50 \text{ Hz}$
Résistance rotorique	$R_r = 2.12 \Omega$
Inductance de premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0.0022 \text{ H}$
Inductance de deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0.0022 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_{mr} = 0.0006 \text{ H}$

ملخص

المذكورة تعرض دراسة نمذجة, محاكاة و التحكم في سرعة الآلة اللامتزامنة ثنائية النجمة.

الهدف من هاذو العمل هو وضع نموذج للآلة المدروسة على برنامج ماتلاب. ثم نتحقق من صحة هاذو النموذج من خلال دراسة النتائج المتحصل عليها. تحتوي النتائج على جميع المكونات (التيارات, التوتر, التدفق و عزم الدوران) التي تمكننا من تحديد سلوك هاذو الجهاز أو الآلة.

Résumé

Cette mémoire présente une étude de modélisation, de simulation et de commande de vitesse d'une machine asynchrone à double étoile.

Le but de ce travail est de développer un modèle de la machine étudiée sur le MATLAB/SIMILINK. Puis nous vérifions la validité de ce modèle en étudiant les résultats obtenus. Les résultats contiennent toutes les composantes (courants, tension, flux et couple) qui permettent de déterminer le comportement de cet appareil ou de cette machine.