

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la
Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE



Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

Modélisation et simulation de l'association
(commande vectorielle - onduleur multi niveaux)

Encadré par :

Dr. YUCEF GUERFI

Présenté par :

- SAHRAOUI Lokmane

- CHAMBI Sami

- HAMDI Rafik

2022-2023

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

﴿ فَتَعَالَى اللَّهُ الْمَلِكُ الْحَقُّ وَلَا تَعْجَلْ بِالْقُرْآنِ مِنْ قَبْلِ أَنْ
يُقْضَىٰ إِلَيْكَ وَحْيُهُ وَقُلْ رَبِّ زِدْنِي عِلْمًا ﴾

طه : الآية 114

Remerciements

Tout d'abord, je remercie Dieu Tout-Puissant de nous avoir donné courage et patience pendant toutes ces années scolaires.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude et mes sincères remerciements à Monsieur

Dr: GUERFI YUCEF, Docteur à L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued , pour avoir dirigé ce travail.

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours soutenue et encouragée au cours de la réalisation de ce mémoire.

Je tiens à remercier les membres du comité de discussion pour le temps et les efforts qu'ils ont consacrés au cours de la discussion, car ils se sont avérés être de véritables experts dans mon domaine d'études et ils m'ont fourni des conseils précieux et importants qui m'ont aidé à développer mon la recherche et l'amener à des niveaux supérieurs.





Nous consacrons ce modeste travail à
De tout notre cœur, notre cher pays
Et qui était leur nom associé au nom du Seigneur des
Mondes Nos pères et mères que Dieu leur donne la santé et
le bien-être Et nos frères et sœurs
Toutes nos familles
Tous nos amis

LOKMANE ** SAMI ** RAFIK



Sommaire

Remerciement	
Dédicace	
Liste des figures	
Liste des Abréviations	

Introduction Générale	1
------------------------------	----------

Chapitre I: Etat de L'Art du Système

I.1. Introduction	03
I.2. Généralité sur la MAS	03
I.2.2. Constitution de la machine asynchrone	03
I.2.3. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone	05
I.2.4. Glissement d'une machine asynchrone	06
I.2.5. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone	06
I.2.5.1. Avantages	06
I.2.5.2. inconvénients	07
I.2.6. Couplage des enroulements de machine asynchrone	07
I.2.6.1.Définitions	07
I.2.7. Plaque à bornes	07
I.2.7.1. Branchement étoile	07
I.2.5.2.Branchement triangle	08
I.2.8. Couplage des moteurs asynchrones triphasés	08
I.3.L'alimentation de la machine asynchrone	09
I.3.1.Le redresseur triphasé	09
I.3.2.Le filtre passe – bas (LC)	10
I.3.3. L'onduleur de tension	10
I.3.3.1.Principe des convertisseurs multi niveaux	11
I.3.3.2. Différents types de structure de convertisseur multi – Niveaux	11
I.3.3.3. Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux	12
I.3.3.5 .Avantages et Inconvénients de l'onduleurs multi – niveaux	15
I.4. Commande vectorielle	15
I.4.2. Objectif de la commande vectorielle	16
I.4.3. Types de la commande vectorielle	16
I.4.3.1.Commande vectorielle directe	16

I.4.3.2. Commande vectorielle Indirecte	16
I.4.4. Principe de découplage	17
I.4.5. Principe de la commande vectorielle par orientation de flux	17
I.4.6.Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	18
I.4.6.1. Méthodes de commande par flux orienté	18
I.5. Conclusion	19

Chapitre II: Modélisation du Système

II.1. Introduction	21
II.2. Modélisation d'une machine asynchrone	21
II.2.1. Schéma d'une machine asynchrone	21
II.2.2. MODÈLE TRANSITOIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	22
II.2.3. Hypothèses simplificatrices	22
II.2.4. Représentation du Modèle triphasée- triphasée	23
II.2.5. Mise en Equations de la machine asynchrone généralisée	23
II.2.6. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK A LA MACHINE TRIPHASÉE	25
II.2.6.1. Principe de la transformation de Park	25
II.2.6.2. Les équations de transformation de PARK	27
II.2.7. Référentiel (α , β)	28
II.2.7.1. Equation de la machine dans le repère (α , β) lié au stator	29
II.2.8. Représentation d'état	29
II.3. Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone	30
II.3.1. Modélisation de Redresseur triphasé double alternance à diodes	30
II.3.2. Modélisation de filtre passe bas (LC)	32
II.3.3. Modélisation d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC	33
II.3.3.1 : Structure de l'onduleur à trois niveaux	33
II.3.4. Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	34
II.3.5. Modèle de la commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC	37
II.3.5.1. Commandabilité des convertisseurs statiques	37
II.3.5.2 Commande complémentair	37
II.3.6. Fonctions de connexion	39
II.3.6.1. Relation entre lesfonctions de connexion	39
II.3.6.2. Relation entre les fonctions des demi-bras	39
II.3.7. Modélisation des valeurs instantanées	39
II.3.7.1. Potentiels V_{io}	40
II.3.7.2. Tensions de sortie	40

II.3.7.3. Tensions composées	40
II.3.7.4. Tensions simples	41
II.3.7.5. Courants d'entrée	42
II.4. Modélisation de la commande vectorielle	44
II.4.1. Principe de découplage pour la MAS en analogie avec la MCC	44
II.4.2 Commande vectorielle avec orientation du flux rotorique	44
II.4.3. Modèle de la machine en vue d'un contrôle du flux rotorique	45
II.4.4. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté avec alimentation en tension	46
II.4.4.1. Mesure directe du flux dans l'entrefer	46
II.4.5. Découplage	46
II.4.5.1. Découplage entrée-sortie	46
II.4.5.4. Défluxage	49
II.4.6. Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté	49
II.4.7. Calcul des régulateurs	50
II.4.7.1. Régulateur de Vitesse	51
II.4.7.2. Régulateur de Couple	53
II.4.7.3. Régulateur du flux	54
II.5. Conclusion	56

Chapitre III: Simulation et Interprétation des Résultats

III.1. Introduction	58
III.2. Simulation et interprétation de l'association Convertisseur-machine	58
III.2.1. Les blocs des simulations	59
III.2.2. Résultats de simulation de l'association onduleur-MAS en charge à 0,6 (S)	60
III.2.3. Interprétation des résultats en charge à 0,6 (S)	62
III.3. Simulation, Analyse et Interprétation de la CVD de la MAS	63
III.3.1. Bloc de simulation	63
III.3.2. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge	63
III.3.3. Réponse à une inversion de vitesse	63
III.3.4. Réponse à basse vitesse	67
III.3.5. Essai avec variation du couple de charge et inversion du sens de rotation	69
III.4. Conclusion	71

Liste des figures

Chapitre I: Etat de L'Art du Système

Figure (I.1): constitution du moteur asynchrone	04
Figure (I.2): schéma présente l'enroulement du stator	04
Figure (I.3): Vue d'un rotor bobiné	05
Figure (I.4): Vue d'un rotor à cage	05
Figure (I.5): Schéma présent principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone	05
Figure (I.6): Principe du champ tournant.	06
Figure (I.7): Les couplages des moteurs asynchrones étoile	08
Figure (I.8): Les couplages des moteurs asynchrones triangle	08
Figure (I.9): Types du couplage	09
Figure (I.10): Représentation de redresseur double alternance à diodes	09
Figure (I.11): Schéma de filtre LC	10
Figure (I.12): Schéma de principe de la conversion (DC-AC) d'un onduleur	11
Figure (I.13): Schéma de convertisseur multi – niveaux	11
Figure (I.14): types des onduleurs multi – niveaux	12
Figure(I.15): Topologies des onduleurs NPC	13
Figure (I.16): Topologies des onduleurs NPC à condensateur Flottant	13
figure (I.17): Onduleur pont H cascade Cinq niveaux	14
Figure (I.18): Schéma de principe du découplage pour la MAS en analogie avec la MCC	17
Figure (I.19): Principe de la commande par orientation du flux	17
Figure (I.20): Orientation de flux rotorique	18

Chapitre II: Modélisation du Système

Figure (II.1): Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	22
Figure (II.2): Modèle électrique d'une phase	23
Figure (II.3): Transformation triphasée-biphasée	26
Figure (II.4): Association convertisseur – machine	30
Figure (II.5): Redresseur triphasé à diodes double alternance	31
Figure (II.6): représentation de la tension redressé	32
Figure (II.7): Schéma du filtre (LC)	32
Figure (II.8): Onduleur triphasé à trois niveaux	33
Figure (II.9): Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode	34

Figure (II.10): Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC	34
Figure (II.11): 1ère configuration du 1er bras	35
Figure (II.12): 2ème configuration du 1er bras	36
Figure (II.13): 3ème configuration du 1er bras	36
Figure (II.14): Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC.	37
Figure (II.15): Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	47
Figure (II.16): Commande découplée – expression de I_{sd} et I_{sq}	48
Figure (II.17): Commande découplée – expression de φ_r et C_e	48
Figure (II.18): Bloc de compensation f_{emd}	49
Figure (II.19): Bloc de compensation f_{emq}	49
Figure (II.20): Commande vectorielle directe de la machine asynchrone à 3 phases alimentée en tension par un onduleur à trois niveaux	50
Figure (II.21): Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse	51
Figure (II.22): Temps de réponse à 5% en fonction du coefficient d'amortissement	52
Figure (II.23): Schéma fonctionnel de la régulation de couple	53
Figure (II.24): Schéma fonctionnel de la régulation du flux	55

Chapitre III: Simulation et Interprétation des Résultats

Figure (III.1): Schéma bloc de l'association (MAS - Onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC - MLI sinusoïdale à deux porteuses)	59
Figure (III.2): Modèle de simulation de la MAS.	60
Figure (III.3): Courant de la phase a statorique (A)	60
Figure (III.4): Couple électromécanique (n.m)	60
Figure (III.5): La composante directe du Flux rotorique (wb)	61
Figure (III.6): La composante quadratique du Flux rotorique (wb)	61
Figure (III.7): La composante directe du courant statorique (A)	61
Figure (III.8): La composante quadratique du courant statorique (A)	61
Figure (III.9): La vitesse de rotation (Rad/S)	61
Figure (III.10): Le flux rotorique (wb)	62
Figure (III.11) La Tension polaire (V)	62
Figure (III.12): Tension composé à la sortie de l'onduleur (V)	62
Figure (III.13): Schéma bloc de la CVD	64
Figure (III.14): Le Courant de la phase (a) statorique (A)	64
Figure (III.15): Le Couple électromécanique (N.m)	64

Figure (III.16): La composante directe du Flux rotorique (Wb)	65
Figure (III.17): La composante quadratique du Flux rotorique (Wb)	65
Figure (III.18): La composante directe du courant statorique (A)	65
Figure (III.19): La composante quadratique du courant statorique (A)	65
Figure (III.20): La vitesse de rotation (Rd/S)	65
Figure (III.21): Le flux rotorique (Wb)	66
Figure (III.22): Le Courant de la phase (a) statorique (A)	66
Figure (III.23): Le Couple électromécanique ($N.m$)	66
Figure (III.24): La composante directe du Flux rotorique (Wb)	66
Figure (III.25): La composante quadratique du Flux rotorique (Wb)	67
Figure (III.26): La composante directe du courant statorique (A)	67
Figure (III.27): La composante quadratique du courant statorique (A)	67
Figure (III.28): La vitesse de rotation (Rd/S)	67
Figure (III.29): Le flux rotorique (wb)	67
Figure (III.30): Le Courant de la phase (a) statorique (A)	68
Figure (III.31): Le Couple électromécanique ($N.m$)	68
Figure (III.32): La composante directe du Flux rotorique (Wb)	68
Figure (III.33): La composante quadratique du Flux rotorique (Wb)	68
Figure (III.34): La composante directe du courant statorique (A)	69
Figure (III.35): La composante quadratique du courant statorique (A)	69
Figure (III.36): La vitesse de rotation (Rd/S)	69
Figure (III.37): Le flux rotorique (wb)	69
Figure (III.38): Le Courant de la phase (a) statorique (A)	70
Figure (III.39): Le Couple électromécanique ($N.m$)	70
Figure (III.40): La composante directe du Flux rotorique (Wb)	70
Figure (III.41): La composante quadratique du Flux rotorique (Wb)	70
Figure (III.42): La composante directe du courant statorique (A)	71
Figure (III.43): La composante quadratique du courant statorique (A)	71
Figure (III.44): La vitesse de rotation (Rd/S)	71
Figure (III.45): Le flux rotorique (wb)	71

Liste des tableaux

Chapitre I: Etat de L'Art du Système

Tableau (I.1): Commutation du convertisseur NPC 3 niveaux	12
Tableau (I.2): Commutation du convertisseur en pont H en cascade	14

Chapitre II: Modélisation du Système

Tableau (II.1): Table de commutation du convertisseur NPC 3 niveaux	36
Tableau (II.2): Cette commande rend le système pratiquement incommandable	38
Tableau (II.3): La commande dans ce cas n'est possible qu'à deux niveaux	38
Tableau (II.4): Cette commande complémentaire rend le système totalement commandable à trois niveaux	38
Tableau (II. 5): Paramètres du Régulateur de Vitesse	53
Tableau (II.6): Paramètres du Régulateur de flux	56

NOTATIONS ET SYMBOLES

Symbole	Désignation
MAS	Machine Asynchrone
f_s	fréquence (stator)
g	Le glissement du moteur Asynchrone
n_s	La fréquence de rotation du champ
n	La fréquence de rotation du rotor
a,b,c	Indices des phases électriques
LC	L'utilisation des convertisseurs
L_F	Inductance de filter
C_F	Condensateur de filter
V_{dc}	Tension de sortie de filter
$I_{a,b,c}$	Courants de lignes de la machine
$V_{a,b,c}$	Tensions simples de la machine
V_{red}	Tension de sortie de redresseur
$I_{d1,0,2}$	Courants de l'étage continu
E	Tension continue appliquée à l'onduleur
$U_{C1,2}$	Tensions aux bornes des condensateurs de l'étage continu
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
NPC	Neutral Point Clamping (point neutre des sources continues: M)
C_{ij}	Commande de l'interrupteur($j = 1,4$) du bras d'onduleur($i = 1,3$)

FC	Condensateurs Flottants
MCC	Machine à courant continu
FOC	Field Oriented Control
DFOC	Direct Field Oriented Control
S,r	Indices relatif au stator et rotor respectivement
d	Indice de l'axe direct
q	Indice de l'axe en quadrature
$\mathbf{o}$	Axes du référentiel de Park
α, β	Vitesse de rotation mécanique
Ω	Vitesse de synchronisme
$\mathbf{f}_{is}$	Vecteur flux rotorique
$[\varphi_r]$	Vecteur flux statorique
$[\varphi_s]$	Vecteur tension statorique
$[V_s]$	Vecteur tension rotorique
$[V_r]$	Vecteur courant statorique
$[I_s]$	Vecteur courant rotorique
$[I_r]$	Couple électromagnétique
C_{em}	Couple résistant
C_r	Les tensions instantanées aux bornes des phases statoriques
V_{sabc}	Les tensions instantanées aux bornes des phases rotoriques
V_{rabc}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

M_r	La matrice des inductances stator-rotor
$[M_{sr}]$	Moment d'inertie du rotor
j	Coefficient de frottement visqueux
f	Nombre de paire de pole
p	Vitesse mécanique
ω	la composante direct
x_d	la composante quadratique
x_q	La position absolue entre stator et rotor
θ	l'angle entre la phase statorique "a" et l'axe direct "d".
θ_s	l'angle entre la phase rotorique "A" et l'axe direct "d"
θ_r	Pulsation statorique
ω_s	vitesse angulaire électrique du rotor
ω_r	vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q).
ω_a	Inductance cyclique propre du stator
L_s	Inductance cyclique propre du rotor
L_r	l'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.
L_m	vecteur d'état
$[X]$	vecteur de commande
$[U]$	vecteur de sortie
$[Y]$	matrice fondamentale qui caractérise le système
$[A]$	matrice d'application de la commande
$[B]$	matrice de sortie (matrice d'observation)
$[C]$	matrice de transmission directe

[D]	Tensions polaires
V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}	Les commutateurs en haut de l'onduleur NPC à trois niveaux de tension.
k_{a1}, k_{a2}, k_{b1}	les deux diodes médianes
DD_{K1}, DD_{K2}	indicateur du bras
i=a ,b, c	numéro de l'interrupteur du bras i
j = 1,2 ,3,4	Fonction de connexion de l'interrupteur K_{ks}
F_{ks}	Fonction de connexion du demi – bras
F_{ks}^b	Matrice de conversion simple
[N(t)]	Matrice de conversion compose
[M(t)]	Matrice de conversion composée [M(t)]
G	Opérateur de Laplace
S	Constante de temps rotorique
$T_r = L_r / R_r$	Constante de temps statorique
$T_r = L_s / R_s$	Coefficient de fuites totals
$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$	Machine Asynchrone
F_{sm}	des perturbations partiellement liées aux courants et introduisant le couplage non linéaire
f	Coefficient de frottement visqueux
J	Moment d'inertie ramené sur l'axe moteur
ω_0	Pulsation du système
PI	Proportionnel Intégral

Introduction Générale

Introduction générale:

La machine asynchrone, de part sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Les progrès réalisés en commande et les avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la microélectronique, ont rendu possible l'implantation de commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de vitesse variable et contrôle rapide du couple. Cependant, de nombreux problèmes demeurent. L'influence des variations des paramètres de la machine, le comportement à l'état défaillant, la présence d'un capteur mécanique, sont autant de difficultés qui ont aiguisé la curiosité des chercheurs dans les laboratoires. La commande vectorielle se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique de la machine et du couple électromagnétique. Elle a été ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Pourtant, il aura fallu attendre 1980 pour voir la première réalisation pratique, alors que les bases de la théorie sur le contrôle vectoriel ou contrôle à flux orienté ont été développées par *Blaschke* dès 1971.

La technique de linéarisation entrée-sortie basée sur la géométrie différentielle permet par une transformation difféomorphique et un retour d'état non linéaire de découpler et de linéariser le modèle mis sous la forme canonique. Le suivi des trajectoires de référence est basé sur le principe de l'imposition des pôles. Cette technique présente l'avantage de pouvoir commander séparément le flux et le couple même en régime de variation du flux.

Structure du mémoire

L'objectif de ce travail est de donner un aperçu général sur l'application de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone associée par un onduleur de tension triphasé trois niveaux de type *NPC*. Le mémoire est structuré en trois chapitres comme suit.

- ***Le premier chapitre***, comprendra des généralités sur les machines asynchrones, l'alimentation telle que, le redresseur, le filtre LC et l'onduleur de tension triphasé trois niveaux de type *NPC*.
- ***Le second chapitre*** est réservé pour la modélisation du système à étudier, nous rappelons d'abord la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état, puis modélisation de l'alimentation et abordons l'étude d'une commande à flux orienté. Une technique de découplage est proposée, donc la modélisation de la commande vectorielle directe.
- ***Le troisième chapitre*** est consacré à la simulation numérique, sous l'environnement *MATLAB/SIMULINK*. La simulation est faite en deux parties comme suite:
 - 1) Simulation et interprétation de l'association Convertisseur-machine.
 - 2) Simulation, Analyse et Interprétation de la CVD de la MAS.

Toutes les grandeurs fondamentales sont simulées et interprétées.

Le travail sera terminé par une conclusion générale qui exposera un bilan des principaux résultats obtenus ainsi que les perspectives envisageables.

Chapitre I

Etat de L'Art du Système

I.1. Introduction:

La machine asynchrone fonctionne à courant alternatif avec un stator et rotor séparé, la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent. La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans le domaine de forte puissance jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance, ou en utilisent les convertisseurs statiques, et parmi eux les onduleurs multi – niveaux, ces derniers peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux.

Le développement de la technique multi – niveaux a été marqué par deux facteurs. D'un côté, l'évolution technologique des matériaux semi – conducteurs permettant la réalisation de convertisseurs de puissance et de tension plus élevées. D'autre côté, et malgré le contrôle de convertisseurs multi – niveaux est compliqué, l'évolution de processus numérique de signal avec capacité de calcul et vitesse de réaction très élevée et coût réduit ont rendu possible la mise en œuvre de ce contrôle.

I.2. Généralité sur la MAS:

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

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer [1]:

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

Le moteur d'induction c'est le plus utilisé que les autres, lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator) f_s [2].

I.2.2. Constitution de la machine asynchrone:

La machine asynchrone est la machine la plus fréquente du fait qu'elle nécessite pas des grandes d'entretien, moins coûteuse, et se présente avec une construction assez simple, elle est aussi très connue par ses performances. Dans ce travail, on se limite à étudier la machine à induction en fonctionnement moteur. Ce dernier est composé de deux parties l'une fixe dite (stator) et l'autre tournante dite (rotor).

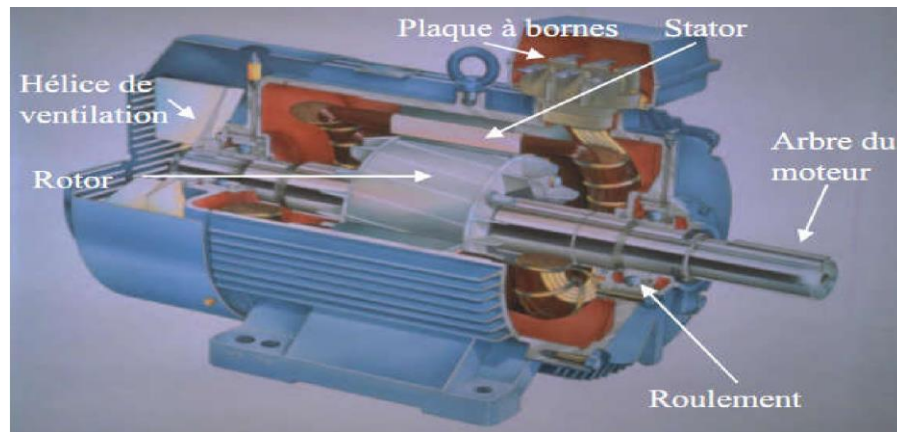


Figure (I.1): constitution du moteur asynchrone [3]

Sur la figure (I.1) on représente les différentes parties de la machine asynchrone:

- **Stator (partie fixe):**

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans les quelles sont places les bobinages statoriques. Pour les petites machines, ces tôles sont coupées en une seule pièce, alors qu'elles sont découpées par sections pour les machines de puissance plus importantes. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de rivets ou de soudures pour former le circuit magnétique statoriques.

Les tôles sont munies d'encoches dans les quelles prennent place les enroulements statoriques destinés à produire le champ tournant (trois enroulements dans le cas moteur triphasé). Chaque enroulement est constitué de plusieurs bobines. Le mode de couplage de ces bobines entre elles définit le nombre de paires de pôles du moteur, donc la vitesse de rotation. [4]

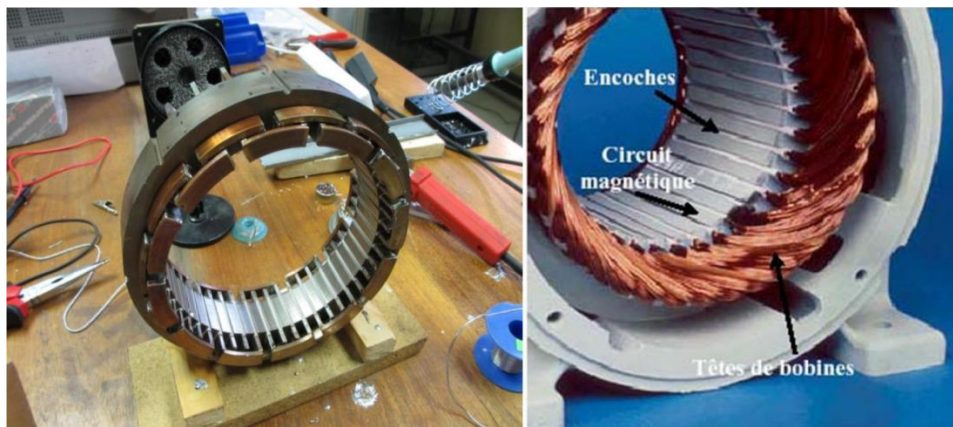


Figure (I.2): schéma présente l'enroulement du stator [4] .

- **Rotor:**

C'est l'élément mobile du moteur. Le rotor porte l'enroulement dans lequel doit circuler les courants induits. En pratique, on trouve deux types de rotor de la MAS. Il est constitué d'un empilage de tôles minces isolées entre elles et formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Cet élément,

de par sa technologie, permet de distinguer deux familles de moteurs asynchrone : ceux dont le rotor est dit « à cage », et ceux dont le rotor bobiné est dit « à bagues ». [4]



Figure (I.3): Vue d'un rotor bobiné



Figure (I.4): Vue d'un rotor à cage

Ce type de machine fonctionnant en moteur sont de loin les plus utilisés. Elles représentent de 80 à 85 % des applications en milieu industriel car de par sa robustesse, sa simple conception et son coût qui est relativement moindre à celui des autres machines.

Le rotor peut avoir un système de bobinage triphasé relié à la plaque à bornes par l'intermédiaire de contacts glissants de type bagues/balais servant à les court-circuiter. On parle dans ce cas du "machine asynchrone à rotor bobiné" ou machine asynchrone à bague.

Ce type de machine s'avère plus coûteux que le moteur à cage d'écureuil. Cependant, il présente un précieux avantage permettant de modifier le couple de démarrage, régler la vitesse du moteur et réduire le courant de démarrage.

I.2.3. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone:

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant.

Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon, nous pouvons dire que, le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant [5].

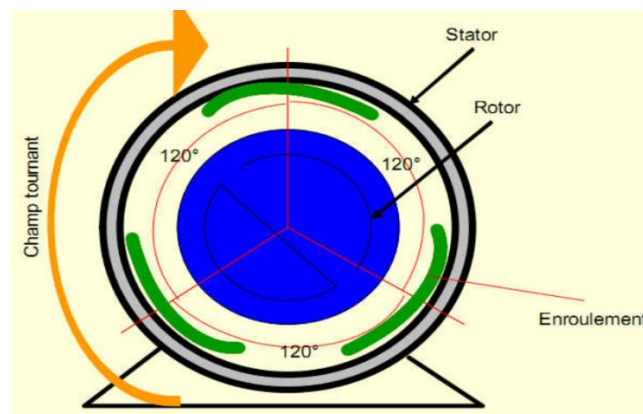


Figure (I.5): Schéma présent principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone [6]

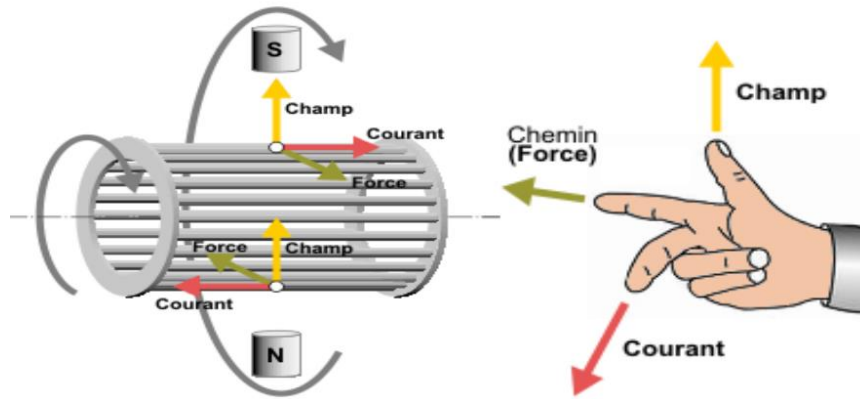


Figure (I.6): Principe du champ tournant.

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

I.2.4. Glissement d'une machine asynchrone :

Le glissement est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à une machine synchrone hypothétique construite avec le même stator. Le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pourcents: de 2 % pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10 % pour les petites machines monophasées. Les pertes par effet Joule dans le rotor étant proportionnelles au glissement, une machine de qualité se doit de fonctionner avec un faible glissement $g = \frac{n_s - n}{n_s}$

g : Le glissement du moteur asynchrone en pourcentage [sans unités]

n_s : La fréquence de rotation du champ B_p en tours par seconde [tr. s^{-1}]

n : La fréquence de rotation du rotor en tours par seconde [tr. s^{-1}]

I.2.5. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :

Les avantages et les inconvénients de la MAS sont à cause de plusieurs facteurs telle que la structure, sa stratégie de commande. [7]

I.2.5.1. Avantages:

Parmi les avantages de la machine asynchrone et notamment en fonctionnement moteur, on peut Citer [7]:

- Présente une robustesse remarquable.
- Le coût réduit de fabrication.
- La minimisation d'entretien.

- Structure de construction simple.
- Robuste et facile à construire.
- Ne nécessite pas d'un système bagues balais.

I.2.5.2. inconvénients:

- L'inconvénient remarquable du moteur asynchrone est à cause de l'absorption d'énergie réactif qu'il faut parfois Compenser, à cause aussi à les pertes dû au glissement et surtout à la nécessité de fonctionner au voisinage de la vitesse de synchronisme.
- Les valeurs critique du courant de démarrage (5 à 8 fois le courant nominal).
- La Difficulté de contrôle de la vitesse [7]
- Le couplage entre le couple électromagnétique et le flux.
- La non linéarités lord du variation des grandeurs électrique et mécanique.

I.2.6. Couplage des enroulements de machine asynchrone:

I.2.6.1.Définitions

Tension nominale : C'est la tension à appliquer au récepteur pour un fonctionnement normale de celui-ci ; une tension trop élevée ou trop faible par rapport à cette tension nominale entraîne la destruction ou un mauvais fonctionnement suivant les cas et les types de récepteurs [8].

Tension simple : C'est la tension mesurée entre une phase et le neutre du réseau ou des récepteur [8]. s

Tension composée : C'est la tension mesurée entre deux phases quelconques du réseau ou des récepteurs. Une tension donnée sans autre précision est toujours la tension composée [8].

I.2.7. Plaque à bornes:

Il y a deux possibilités de branchement du moteur au réseau électrique triphasé. Le montage en étoile et le montage en triangle comme la figure ci-dessous montre [9].

I.2.7.1. Branchement étoile:

Un moteur est couplé en étoile quand chacun de ses trois enroulements est soumis à la tension simple du réseau [8].

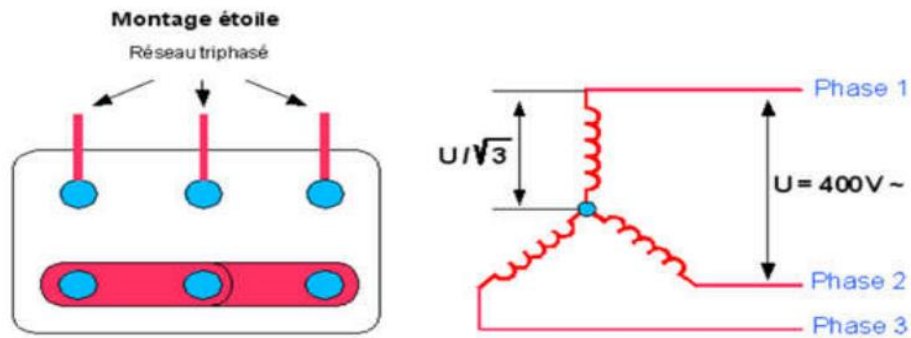


Figure (I.7): Les couplages des moteurs asynchrones étoile [9]

I.2.5.2. Branchement triangle :

Un moteur est couplé en triangle quand chacun de ses trois enroulements est soumis à la tension composée du réseau [8].



Figure (I.8): Les couplages des moteurs asynchrones triangle [9]

I.2.8. Couplage des moteurs asynchrones triphasés:

Choix du couplage des moteurs asynchrones triphasés se fait en fonction de la tension nominale de l'enroulement et de la tension du réseau d'alimentation ; un mauvais choix du couplage entraîne la suralimentation ou la sous-alimentation du moteur donc sa destruction ou son dysfonctionnement suivant les cas. Couplage des enroulements un enroulement est calculé pour être normalement utilisé sous une seule tension appelée tension nominale pour un moteur, la tension nominale est de 220V, c'est toujours la plus petite des deux tensions portées sur la plaque signalétique.

La distribution de l'énergie électrique se fait en basse tension 380 V entre deux phases quelconques et 220V entre chaque phase et le neutre. Les trois barrettes livrées avec le moteur permettent de le coupler en étoile ou en triangle [10].

La plus petite intensité correspond au branchement étoile (intensité nominale d'un enroulement), et la plus forte intensité au branchement triangle (intensité nominale en ligne).

Nous avons donc deux choix de couplage pour le fonctionnement normal du moteur :

- Si nous disposons d'un réseau d'alimentation de 220 V, alors le moteur sera couplé obligatoirement en triangle car en étoile il sera sous-alimenté.
- Si nous disposons d'un réseau d'alimentation de 380 V, alors le moteur sera couplé obligatoirement en étoile car en triangle il sera suralimenté [10].

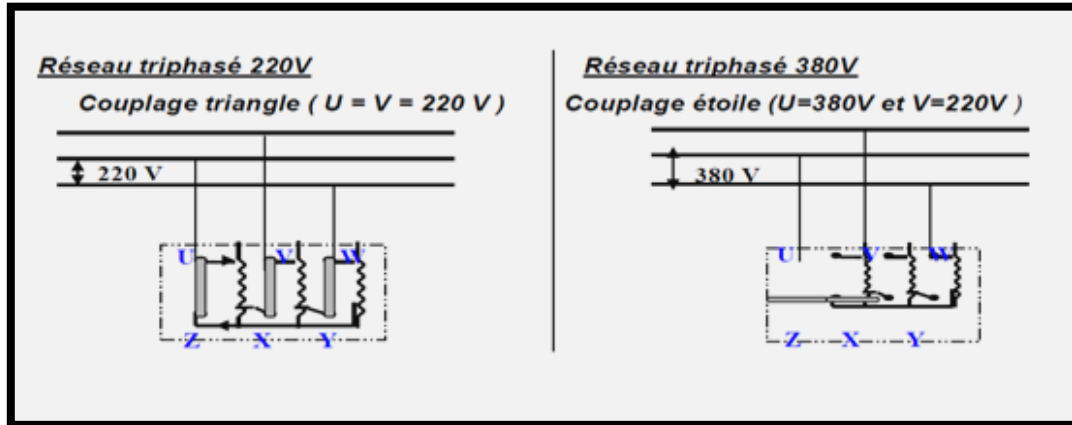


Figure (I.9): Types du couplage

I.3.L'alimentation de la machine asynchrone:

Le moteur asynchrone est normalement alimenté directement au réseau industriel par un système de tensions triphasées équilibrées. Dans certaines applications pour lesquelles la variation de la vitesse est nécessaire, le moteur sera alimenté par un système de tensions triphasées ou par un système de courants triphasés « injectés » dans les bobinages du stator, par l'intermédiaire des convertisseurs d'électronique de puissance placé entre le moteur et le réseau industriel de fourniture d'énergie électrique.

I.3.1.Le redresseur triphasé:

C'est le convertisseur coté réseau industriel, généralement il s'agit d'un redresseur triphasé double alternance à diodes pour convertir la tension alternative en tension continue, et assure la charge des batteries [11].

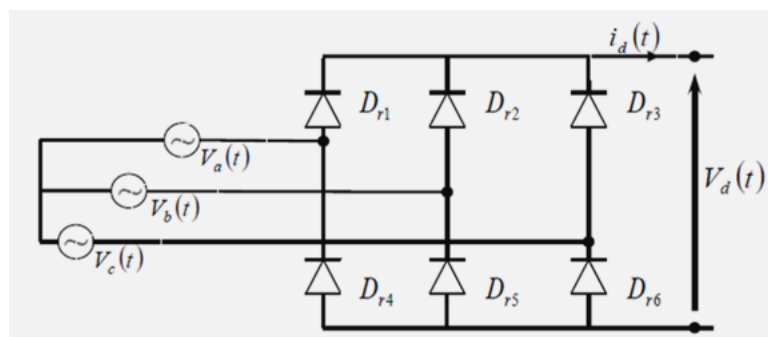


Figure (I.10): Représentation de redresseur double alternance à diodes

I.3.2. Le filtre passe – bas (LC):

L'utilisation des convertisseurs statiques a posé de sérieux problèmes car la pollution provoquée par ces derniers peut se traduire des interférences harmoniques avec d'autres équipements, et un mauvais facteur de puissance [12]

Pour remédier à cet inconvénient un filtre (LC) est inséré entre le redresseur et l'onduleur. La capacité supprime les brusques variations de la tension lors de des commutations et réduit l'ondulation de cette dernière durant les intervalles entre commutations [13].

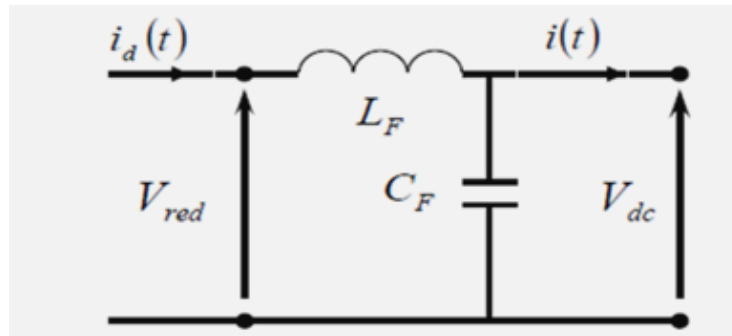


Figure (I.11): Schéma de filtre LC

I.3.3. L'onduleur de tension

Les onduleurs sont des convertisseurs statique assurant la conversion continu-alternatif. Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs de puissance (interrupteurs électroniques), il est possible à la sortie d'un convertisseur statique une tension alternative (ou courant alternatif) de valeur moyenne nulle ; la tension peut comporter une ou plusieurs créneaux par alternance [14]

Ce sont des onduleurs autonomes puisque l'établissement, le maintien et l'ouverture des connexions entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs, comme il impose sa propre fréquence à la forme d'onde de la tension alternative fournie au récepteur.

Il est tributaire des caractéristiques de la source (générateur) et de la charge (récepteur) entre les quelles il est inséré. Contrairement à l'onduleur non autonome qui est relié au réseau alternatif c'est lui qui impose la fréquence et la forme de l'onde de la tension de sortie.

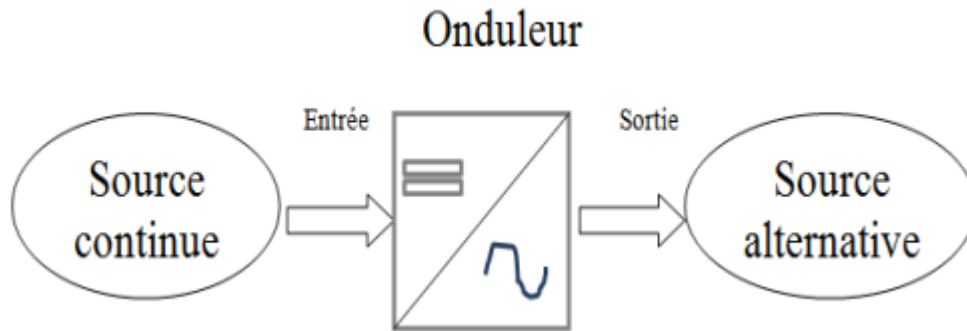


Figure (I.12):Schéma de principe de la conversion (DC-AC) d'un onduleur

I.3.3.1.Principe des convertisseurs multi niveaux:

La Figure(I.5) nous donne une simplification au travail du convertisseur multi – niveaux. Le schéma à gauche représente onduleur à deux niveaux, au centre un onduleur de trois niveaux et à schéma à droite représente un onduleur multi – niveaux (N niveau) [15].

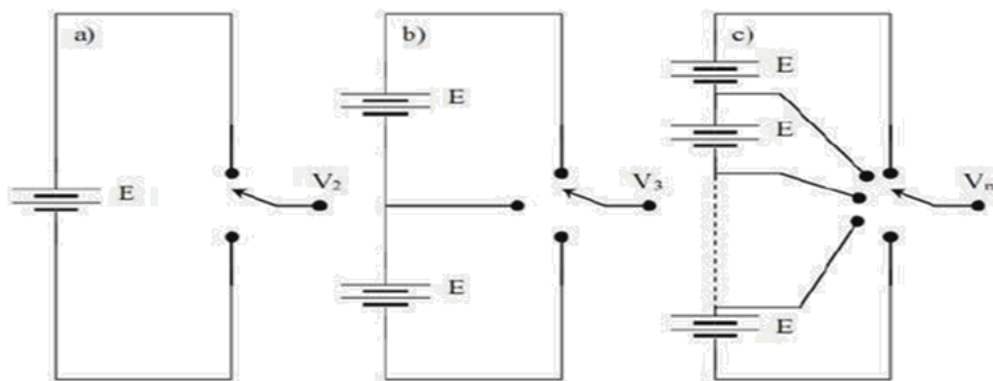


Figure (I.13):Schéma de convertisseur multi – niveaux

I.3.3.2. Différents types de structure de convertisseur multi – Niveaux:

les convertisseurs multi – niveaux sont constitués en principe à des composants basés sur les semi – conducteurs de puissance. L'association de ces composants et leur connexion revient à des certaines topologies, la Figure(I.6) représente les différents types de convertisseur multi – niveaux.

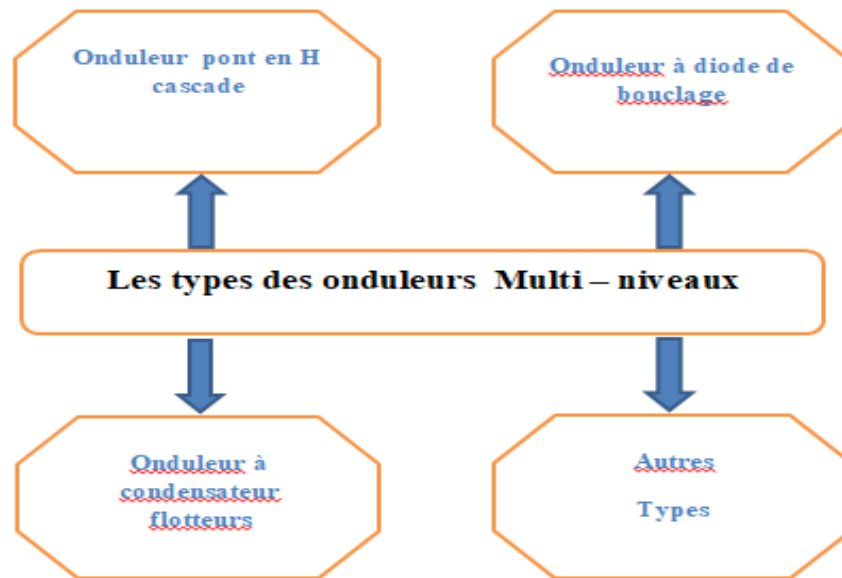


Figure (I.14):types des onduleurs multi – niveaux

I.3.3.3. Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux:

L'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. Le but de cette Partie est de donner une vue générale des trois topologies de base des onduleurs multi- niveaux :

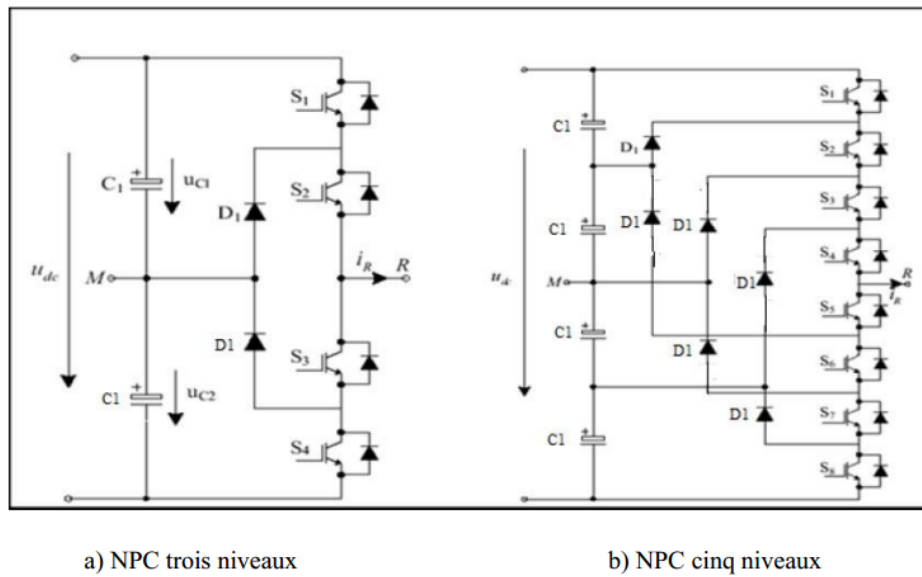
- **Onduleur multi niveaux à diode de bouclage**

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi niveaux est le NPC (Neutral Point Clampe). Cette topologie à été initialement proposé par A.Nabac en 1981 pour la génération de N niveaux de tension. représente la structure d'un convertisseur triphasé à potentiel distribué, dans la quelle les diodes sont utilisés pour réaliser la connexion avec le point de référence 0.afin d'avoir une tension de 220 V, cependant ces diodes non seulement augmentent le cout de ce type du convertisseur mais créent un problème d'encombrement.

Pour l'obtention d'une tension de N niveaux, N-1 capacités. Les tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à $E/(N-1)$, E est la tension totale du bus continu. Chaque couple d'interrupteur (STD, STD') forme une cellule de commutation, les deux interrupteurs sont donc commandés de façon complémentaire. [16]

Ta1	Ta2	Ta3	Ta4	Vs
0	0	1	1	0
0	1	1	0	E/2
1	1	0	0	E

Tableau(I.1):Commutation du convertisseur NPC 3 niveaux



Figure(I.15): Topologies des onduleurs NPC

- **Topologie NPC à condensateur flotteur (FC)**

Dans la topologie multi niveaux proposée par T. Meynard et H. Fochen 1992. La structure de ce convertisseur est similaire à celle de l'onduleur à diode de bouclage sauf qu'au lieu d'utiliser des diodes de blocage, l'onduleur utilise des condensateurs à leur place. D'où l'appellation « Onduleur à Condensateurs Flottants ». Cette structure est proposée pour résoudre d'une part le problème de balancement de tension, et d'autre part le nombre excessif des diodes.

Dans la topologie suivante on représente l'onduleur a condensateur flottant a trois et cinq niveau.

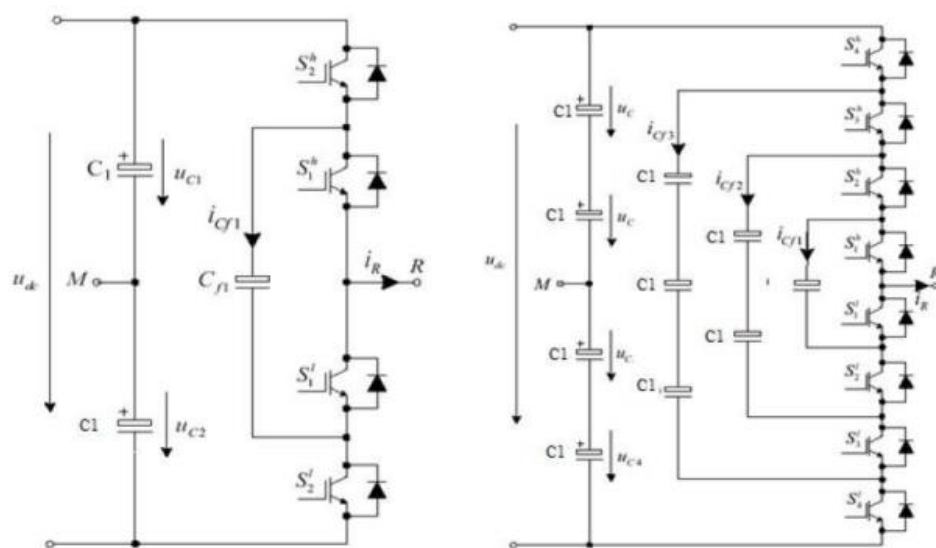


Figure (I.16): Topologies des onduleurs NPC à condensateur Flottant

- **Topologies pont H(en cascade):**

En 1975, dans les auteurs ont proposé un convertisseur multi niveaux en cascade qui consistait en la mise en série de plusieurs ponts à deux niveaux monophasé ; ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées. Montre le schéma de base d'un convertisseur N niveaux en cascade formé par l'association en série de N-1/2 ponts à deux niveaux. La tension en sortie d'une telle structure est donnée par la somme des N-1/2 tensions à la sortie de ces ponts [17];

Ta1	Ta2	Tb1	Tb2	Vs
0	1	0	1	-2E
0	1	0	0	-E
0	0	0	0	0
1	0	0	0	E
1	0	1	0	2E

Tableau (I.2): Commutation du convertisseur en pont H en cascade

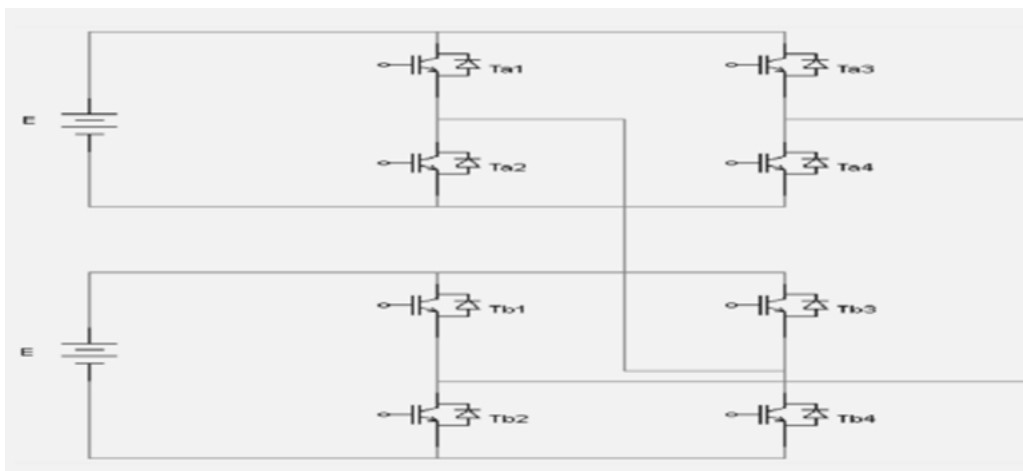


figure (I.17): Onduleur pont H cascade Cinq niveaux

- **Autres topologies:**

Outre les trois topologies de base discutées précédemment, d'autres topologies de convertisseurs multi niveaux ont été proposées, mais la plupart d'entre elles sont à base de circuits "hybrides", combinaisons de deux topologies de base ou de légères variations de celles-ci. Ces topologies sont :

- Les convertisseurs asymétriques hybrides.
- Le convertisseur avec de pont en cascade et de source cc/cc avec d'isolement.
- Le convertisseur avec des topologies multi – niveaux en cascade.
- Le convertisseur avec commutation douce.

- Le convertisseur relié par transformateur.
- Le convertisseur diode/ capacité clamped : variante d'onduleur NPC.
- Le convertisseur multi – niveaux généralisé [17].

I.3.3.5 .Avantages et Inconvénients de l'onduleurs multi – niveaux:

Avantages

- La résolution obtenue est plus élevée, le convertisseur est capable de générer plus que deux ou trois niveaux. Le réglage de la tension est plus fin, ce qui permet de réduire les contraintes imposées à la charge qui subit sans cela une tension qui commute entre ses deux valeurs maximales. La taille des filtres passifs parfois nécessaires pour limiter ces sollicitations peut être réduite.
- Dans le même temps, le système gagne une plus grande dynamique et cela permet un réglage plus rapide.
- En terme de production, selon la topologie choisie, il est possible de réaliser un convertisseur modulaire composé de modules identiques. Le nombre de modules peut éventuellement être adapté à la tension de service du convertisseur.
- La tension commutée est réduite à la valeur du pas du convertisseur, c'est - à - dire à la valeur de tension bloquée par ses interrupteurs. Cela réduit d'autant les pertes par commutation. D'autre part, la fréquence de pulsation de chacun de ses éléments est plus basse que la fréquence de pulsation apparente de la tension appliquée à la charge. Cela autorise une augmentation de cette fréquence de pulsation qui permet une réduction de la dimension des filtres ou une amélioration de la qualité des signaux filtrés [18]

Inconvénients:

Cependant, en utilisant cette topologie, l'expérience pratique a révélé plusieurs difficultés techniques qui compliquent ses applications dans le cas des grandes puissances. Cesont:

- Pour les circuits avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage peuvent augmenter les contraintes en tension jusqu'à une valeur égale à $E(n-1)/n$, où n est le nombre de niveaux. Donc, les connexions des diodes en série pourraient être exigées et cela complique la conception et soulève des questions de fiabilité et du coût de réalisation.
- Cette topologie exige des diodes de bouclage avec u temps de réponse élevée qui doivent être capable de supporter les valeurs élèves du courant de la pleine charge.

I.4. Commande vectorielle:

C'est pour supplanter les limitations de la commande scalaire que la commande vectorielle de la MI a été introduite dans le milieu industriel pour subvenir aux applications de moyenne et hautes performances dynamiques et statiques. L'avènement des microprocesseurs à partir des années 1970, et leur importante évolution dans les années 1980, a permis sa concrétisation expérimentale. Cette commande est élaborée sur

la base du modèle de la MI projeté dans le repère du flux. Les composantes directe et en quadrature du courant statorique obtenus peuvent donner une commande découplée du flux et du couple, respectivement.

Des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée sont alors réalisés. Selon la détermination de la position du flux, on peut distinguer deux types de commandes vectorielles, dites directes et indirectes. De nombreuses variantes ont été développées, elles sont liées aux degrés de liberté offerts par le modèle de la MI, et donc selon le référentiel de travail, à la nature du flux à orienter et à réguler (statorique, rotorique ou de l'entrefer), et enfin à la procédure d'obtention du flux directe ou indirecte. [19]

I.4.2. Objectif de la commande vectorielle:

La commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une MCC à excitation séparée. En effet dans cette dernière le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé.

Ainsi, pour arriver à des situations de commande similaire à celles de la MCC, il faut, par un système de commande extérieur à la MAS, réaliser un découplage du flux et de couple, ce évitera l'interférence des transitoires du flux avec ceux du couple. Cela réalise aujourd'hui par la commande vectorielle à flux orienté ou par champ orienté (de l'anglais, Field Oriented Control ou FOC) [18].

I.4.3. Types de la commande vectorielle:

On a deux méthodes principales, l'une est appelée méthode directe développé par F.Blaschke, et l'autre elle est connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse. Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent ces méthodes.

I.4.3.1. Commande vectorielle directe:

Elle est appelée aussi contrôle direct du flux (Direct Field Oriented Control), cette méthode montre une bonne connaissance du module et de phase pour le flux rotorique à n'importe quel régime transitoire de fonctionnement effectué. la première méthode est basée sur la mesure directe du flux de la machine par un capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés. En outre, la connaissance de la position du flux dans les référentiels tournant (d.q) est également nécessaire à l'élaboration des modèles du flux, du couple et des courants de référence du système de commande .Cette technique permet d'effectuée une commande vectorielle découplée complètement entre le flux et couple, mais l'installation des capteurs de flux augmente le coût de fabrication. Pour cela, une seconde méthode proposée basée sur un estimation (boucle ouverte) ou un observateur (boucle fermée) du flux à partir des mesures des grandeurs électriques effectuées sur le montage est généralement utilisée [3].

I.4.3.2. Commande vectorielle Indirecte:

La méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence .L'avantage de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de

référence C_{em}^* et du flux rotorique de référence, la méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire [24].

I.4.4. Principe de découplage

Le but principal du découplage consiste à rendre le contrôle de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Ceci peut être réalisé en orientant le flux en quadrature avec le couple [19].

En négligeant les phénomènes parasite elle que la réaction d'induit ou la commutation, la machine électrique qui répond le mieux aux hypothèses de découplage est le moteur à courant continu à excitation indépendante. En effet, dans ce type de structure, il est simple d'imaginer des contrôles indépendants du flux et du couple respectivement par les courants d'inducteur et d'induit. L'objectif pour une commande de la machine à induction est de réaliser l'opération précédente à l'aide des variables de commande similaire comme le montre la Figure. I.18.

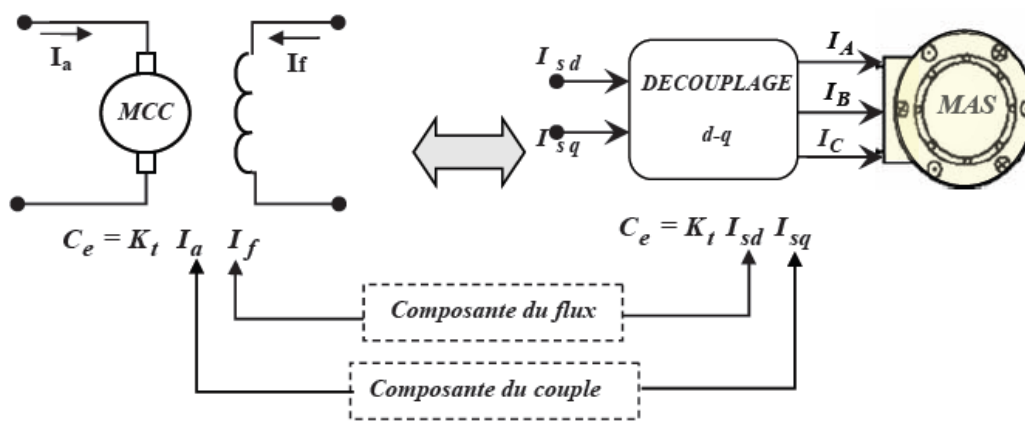


Figure (I.18): Schéma de principe du découplage pour la MAS en analogie avec la MCC

I.4.5. Principe de la commande vectorielle par orientation de flux:

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes **(d, q)** et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. On se place donc dans un référentiel **d,q** lié au champ tournant tel que l'axe **d** coïncide avec la direction désiré du flux

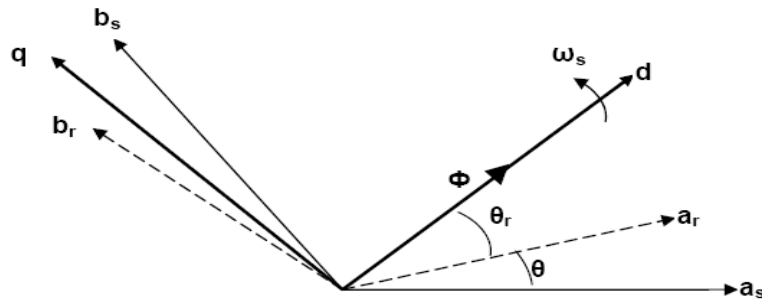


Figure (I.19):Principe de la commande par orientation du flux

- ✓ Le flux représenté dans la **figure (V.4)** peut être le flux rotorique, le flux statoriques ou le flux d'entrefer. Donc on peut orienter soit :
 - le flux rotorique $\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases}$
 - le flux statorique $\begin{cases} \Phi_{sd} = \Phi_s \\ \Phi_{sq} = 0 \end{cases}$
 - le flux d'entrefer $\begin{cases} \Phi_{gd} = \Phi_g \\ \Phi_{gq} = 0 \end{cases}$
- ✓ la position de flux, commande directe mesure ou observation du vecteur de flux, ou commande indirecte par contrôle de la fréquence du glissement.

I.4.6.Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique:

La commande par orientation de flux rotorique basée sur la réalisation d'un découplage entre les grandeurs qui génèrent le couple électromagnétique et de flux rotorique. Ceci peut se faire en coïncidant le flux rotorique avec l'axe d du référentiel lié au champ tournant. Figure (I.13)

En agissant sur les variables I_{sd} et I_{sq} , les grandeurs Φ_r et C_{em} sont commandées séparément, cela se traduit par :

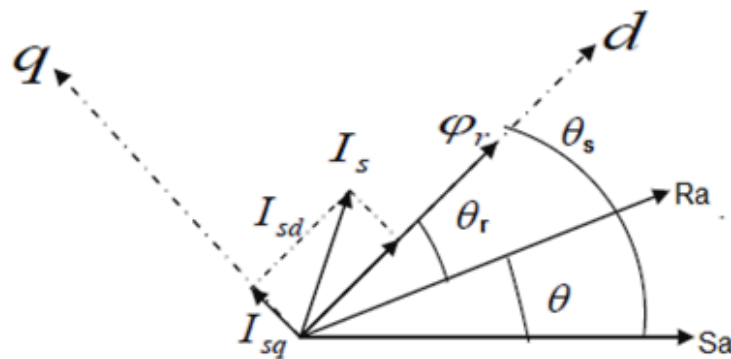


Figure (I.20): Orientation de flux rotorique

I.4.6.1. Méthodes de commande par flux orienté:

La commande par flux orienté est une technique associée au système d'entraînement formé par une MAS alimentée par un convertisseur statique. La commande de la MAS nécessite une connaissance de la

position exacte du flux à orienter à tout instant et la faire coïncider avec l'axe directe $\mathbf{d}$ tournant à la vitesse du champ tournant

Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux :

- **Une commande indirecte:** où la phase du flux rotorique est estimée à partir d'une relation donnant la vitesse du glissement. Cette méthode n'utilise pas un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position.
- **Une commande directe:** où la phase du flux rotorique est mesurée par un capteur physique ou estimée en utilisant un modèle dynamique. Cette méthode de commande nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, et celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement.

Deux solutions sont possibles suivant qu'on dispose ou non d'un capteur de flux :

- Commande directe utilisant un capteur de flux.
- Commande directe utilisant un estimateur de flux.

I.5. Conclusion:

ce chapitre est consacré à l'état de l'art du notre système, nous avons commencé par une généralité sur la machine asynchrone, ainsi que sa construction, les notions de fonctionnement, et aussi les avantages et les inconvénients.

Ensuite, une présentation de l'alimentation de la machine c'est-à-dire le redresseur, le filtre et l'onduleurs multi – niveaux.

Et finalement, nous avons présenté une discussion sur la commande vectorielle, ainsi que leur principe de fonctionnement, le découplage, la commande par flux orienté et en particulier l'orientation de flux rotorique.

Chapitre II

Modélisation du Système

II.1.Introduction:

La machine asynchrone n'est pas un système simple, a cause de nombreux phénomènes qui est compliqués interviennent dans son fonctionnement, telle que la saturation, les courants de Foucault, l'effet pelliculaire ...etc. Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est très difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions . Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine

Premièrement on commence par poser les équations électriques, mécaniques et magnétiques en grandeurs et en phases. Puis, à l'aide de la transformation de *Park*, un système réduit est obtenu qui nous servira pour modéliser le système.

Le but de cette partie de travail est la présentation mathématiquement du notre système (la machine asynchrone, le redresseur, le filtre, l'onduleur et la commande vectorielle).

II.2. Modélisation d'une machine asynchrone:

La modélisation de la MAS est une nécessité inévitable d'une part pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques, électriques et magnétiques, et d'autre part de prévoir la commande nécessaire.

Nous utiliserons un modèle de la MAS pour décrire le comportement dynamique des différentes grandeurs concernées par le système de contrôle (couple électromagnétique, flux magnétique, courants, tensions..... etc), pour se faire on propose quelque hypothèses simplificatrices [22].

II.2.1. Schéma d'une machine asynchrone:

On a représenté au stator trois bobinages, dont les axes sont décalés de $\frac{2\pi}{3}$, et trois autres au rotor, parcourus chaque fois par un système de courants triphasé. Par convention, les bobinages sont alimentés par un système de tensions triphasé sinusoïdal direct [23] [24].

Nous pouvons représenter la machine asynchrone schématiquement par les trois enroulements de phase du stator a, b et c, ainsi que les trois enroulements du rotor a, b et c.

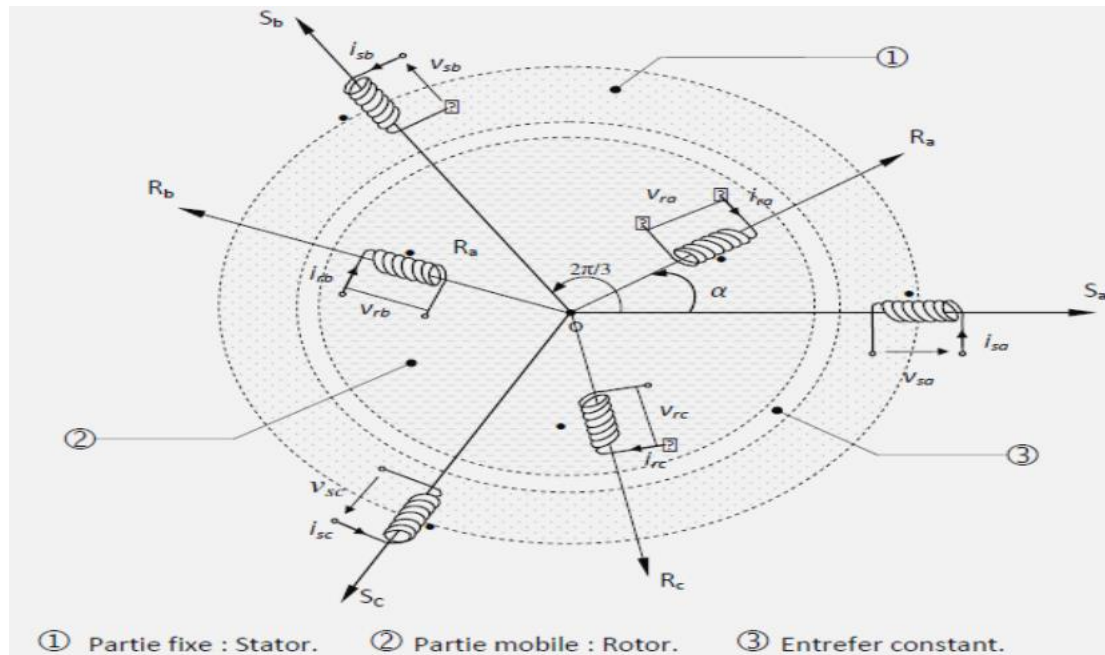


Figure (II.1): Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

L'équation de tension des phases statoriques et rotoriques servent le point de départ à l'élaboration du modèle dynamique de la machine asynchrone.

II.2.2. MODÈLE TRANSITOIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE:

Il est important d'avoir un modèle de la MAS qui permet de simuler le fonctionnement en régime transitoire et l'application la commande vectoriel direct.

II.2.3. Hypothèses simplificatrices:

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices [25]:

- l'entrefer constant,
- l'effet d'encoche négligé,
- distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale,
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante
- pertes ferromagnétiques négligeables,
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- les inductances propres sont constantes,
- le flux magnétique est en fonction linéaire du courant,
- l'invariance des résistances statoriques et rotoriques,
- les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

II.2.4. Représentation du Modèle triphasée- triphasée:

On a représenté au stator trois bobinages, dont les axes sont décalés de 120° , et trois autres au rotor, parcourus chaque fois par un système de courants triphasé. Par convention, les bobinages sont alimentés par un système de tensions triphasé sinusoïdal direct [23] [24].

On peut considérer la machine asynchrone triphasée comme représentée par les bobinages de la figure (II.1)

II.2.5. Mise en Equations de la machine asynchrone généralisée:

La machine est représentée sur la figure (II.1) par six enroulements dans l'espace électrique. Les enroulements statoriques sont alimentés par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitudes constantes, et les enroulements rotoriques sont court-circuités [26].

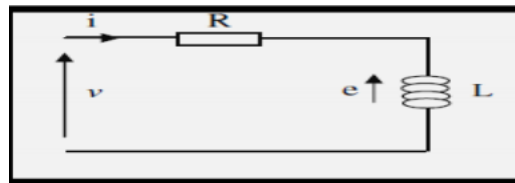


Figure (II.2):Modèle électrique d'une phase

A partir de ce circuit on peut écrire l'équation :

$$V = R \cdot I + e \quad ; \quad e = \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{II.1})$$

$$V = R \cdot I + \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{II.2})$$

Avec:

V_{sabc} :Les tensions instantanées aux bornes des phases statoriques.

V_{rabc} :Les tensions instantanées aux bornes des phases rotoriques.

Le comportement de la MAS est défini par trois types d'équations à savoir :

✓ Equation électriques:

Les équations générales de la machine asynchrone à cage d'écureuil dans un repère triphasé s'écrivent :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sabc}] \quad (\text{II.3})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{rabc}] \quad (\text{II.4})$$

Avec:

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [I_{sabc}] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$[V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} ; \quad [I_{rabc}] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$[V_s]$: vecteur de tension statorique.

$[V_r]$: vecteur de tension rotorique.

✓ Equation magnétique:

Sachant que les différents flux de la machine s'expriment en fonction des inductances de la manière suivante:

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{rs}][I_{rabc}] \quad (\text{II.8})$$

$$[\varphi_{rabc}] = [L_r][I_{rabc}] + [M_{sr}][I_{sabc}] \quad (\text{II.9})$$

L'isotropie et la symétrie de la machine font que les inductances propres des phases statoriques sont égales et de même pour celles du rotor.

Avec:

$$[\varphi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [\varphi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Les matrices des inductances statoriques et rotoriques sont données par:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} ; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{max} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$[L_s]$: la matrice des coefficients d'inductance propre du statorique.

$[L_r]$: la matrice des coefficients d'inductance propre du rotorique.

$[\varphi_s]$: Matrice de flux statorique.

$[\varphi_r]$: Matrice de flux rotorique.

$[M_{sr}]$: La matrice des inductances stator-rotor.

θ : La position absolue entre stator et rotor.

M_{max} :représente la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator- rotor obtenue lorsque les bobinages sont en regard l'un de l'autre.

✓ Equation mécanique:

L'équation mécanique de la machine asynchrone est donnée comme suit :

$$c_e - c_r = j \frac{d\omega}{dt} + f\omega \quad (\text{II.13})$$

Le couple électromagnétique:

$$c_e = p[I_{sabc}] \cdot \frac{d[M_{sr}]}{dt} \cdot [I_{rabc}] \quad (\text{II.14})$$

Avec:

j: Moment d'inertie du rotor.

f: Coefficient de frottement visqueux.

c_e : Couple électromagnétique.

c_r : Couple résistant.

p: Nombre de paire de pôle.

ω : Vitesse mécanique.

II.2.6. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK A LA MACHINE TRIPHASÉE:

Les expressions de la machine peuvent s'exprimer en utilisant la matrice de passage est cela en considérant que le système est équilibré:

II.2.6.1. Principe de la transformation de Park:

La transformation de Park est définie comme la substitution de trois enroulements immobiles, dont les axes magnétiques(a , b , c)sont décalés dans l'espace de 120° et alimentés par un système de courant triphasé, par deux enroulements orthogonaux(d , q) mobiles et alimentés par des courants constants. Dans les deux cas on aura un champ magnétique tournant [27].

La transformation de Park(a , b , c) vers (dqo) est définit comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ 0 \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

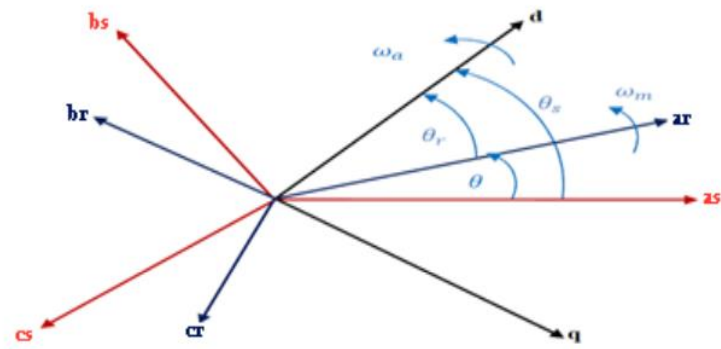
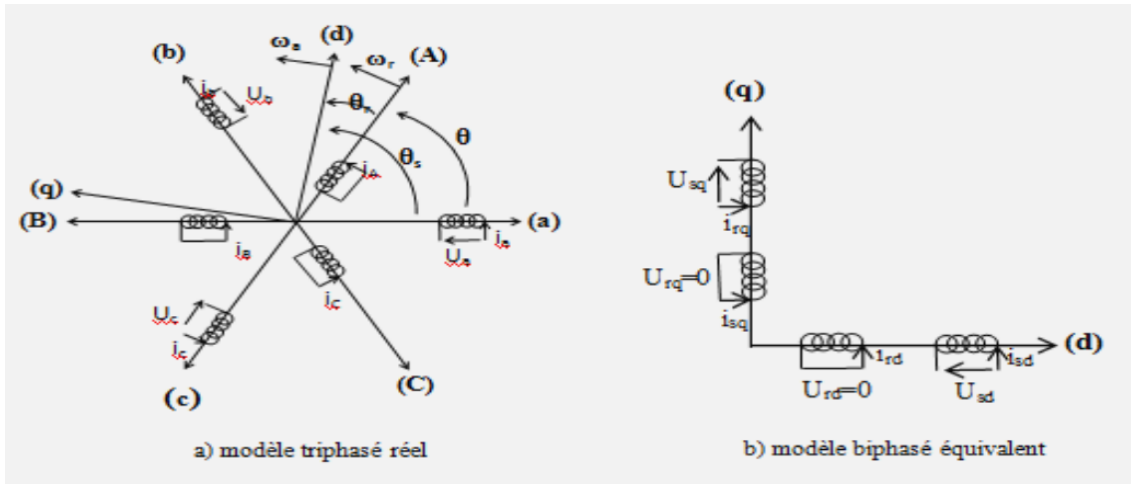


Figure (II.3): Transformation triphasée-biphasée

x_d : la composante direct.

x_q : la composante quadratique

θ : l'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A".

θ_s : l'angle entre la phase statorique "a" et l'axe direct "d".

θ_r : l'angle entre la phase rotorique "A" et l'axe direct "d".

ω_s : vitesse angulaire électrique du stator.

ω_r : vitesse angulaire électrique du rotor.

ω_d : vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q).

Ce passage est rendu possible pour la transformation des grandeurs physiques par la matrice de Park $[P]$:

$$P[\theta] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

Pour la transformation inverse, c'est à dire que pour le passage du système biphasé au système triphasé, il faut utiliser la matrice inverse :

$$P[\theta]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

On peut alors exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques comme suit :

✓ **Les grandeurs statoriques sont obtenues pour $\theta = \theta_s$:**

$$\begin{bmatrix} X_{ds} \\ X_{qs} \\ X_{0s} \end{bmatrix} = P(\theta_s) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

✓ **Les grandeurs rotoriques suivantes sont obtenues pour $\theta = \theta_r$:**

$$\begin{bmatrix} X_{dr} \\ X_{qr} \\ X_{0r} \end{bmatrix} = P(\theta_r) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

II.2.6.2. Les équations de transformation de PARK:

- **Equation électriques:**

Les grandeurs (courants, tensions et flux) transformées, du système biphasé sont égales à la matrice de Park multipliée par les grandeurs du système triphasé :

en l'appliquant aux équations rotoriques avec un angle de θ_s on obtient les équations rotoriques dans le repère d et q:

$$v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sq} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \quad (\text{II.20})$$

$$v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \quad (\text{II.21})$$

$$v_{so} = R_s \cdot i_{so} - \frac{d\varphi_{so}}{dt} \quad (\text{II.22})$$

Et aussi en l'appliquant aux équations du rotor avec un angle θ_r , on obtient équations de rotor dans le même repère:

$$v_{rd} = R_r \cdot i_{sr} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rq} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \quad (\text{II.23})$$

$$v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rd} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \quad (\text{II.24})$$

$$v_{ro} = R_r \cdot i_{ro} - \frac{d\varphi_{ro}}{dt} \quad (\text{II.25})$$

- **Les équations magnétiques:**

$$\begin{aligned}\phi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \\ \phi_{dr} &= L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} &= L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs}\end{aligned}\quad (II.26)$$

Avec:

L_s : est l'inductance cyclique propre statorique.

L_r : l'inductance cyclique propre rotorique.

L_m : l'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.

- **Les Equation des tentions:**

Le développement des flux en fonction des courants dans les équations des tensions (II.3) et (II.4) aboutit à la représentation suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_s \omega_s & 0 & -L_m \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s & L_m \omega_s & 0 \\ 0 & -L_m \omega_r & R_r & -L_r \omega_r \\ L_m \omega_r & 0 & L_r \omega_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (II.27)$$

II.2.7. Référentiel (α, β)

Dans cette considération, on choisit le système d'axe (α, β), c'est-à-dire le système d'axe biphasé est immobile par rapport au système d'axe triphasé, la vitesse de rotation des axes (α, β) est donc nulle ($\omega_a = 0$).

Ce qui permet de réduire la complexité des équations. Le passage du système triphasé au système biphasé est assuré par la matrice de Concordia.

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

L'application de la transformation de Concordia aux courant, aux tensions et aux flux de la machine des grandeurs statoriques et rotoriques permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} x_{s\alpha} \\ x_{s\beta} \\ x_{so} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (II.29)$$

$$\begin{bmatrix} x_{r\alpha} \\ x_{r\beta} \\ x_{ro} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

II.2.7.1. Equation de la machine dans le repère (a, β) lié au stator

Dans ce repère, l'application de la transformation de Concordia aux équations électriques, magnétiques et électromagnétiques données par les équations permet d'obtenir:

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 &= R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 &= R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (\text{II.31})$$

avec:

$$\begin{aligned} \Phi_{s\alpha} &= L_s \cdot i_{s\alpha} + L_m \cdot i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} &= L_s \cdot i_{s\beta} + L_m \cdot i_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} &= L_r \cdot i_{r\alpha} + L_m \cdot i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} &= L_r \cdot i_{r\beta} + L_m \cdot i_{s\beta} \end{aligned} \quad (\text{II.32})$$

L'équation du couple sera donnée par :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.33})$$

L'équation de mouvement s'écrit alors :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \cdot \Omega) \quad (\text{II.34})$$

II.2.8. Représentation d'état:

On cherche à obtenir un système d'équations écrites sous forme d'état. Notre représentation sera du type:

$$\begin{aligned} \dot{[X]} &= [A] [X] + [B] [U] \\ [Y] &= [C] [X] + [D] [U] \end{aligned} \quad (\text{II.35})$$

Avec :

[X]: vecteur d'état,

[U] : vecteur de commande,
[Y] : vecteur de sortie,
[A] : matrice fondamentale qui caractérise le système,
[B] : matrice d'application de la commande,
[C] : matrice de sortie (matrice d'observation),
[D] : matrice de transmission directe.

Cette forme dépend du type d'alimentation et des grandeurs à réguler, (flux rotoriques ou statoriques courants, vitesse, couple).

II.3. Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone:

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse de rotation du rotor n'est pas égale à celle du champ statorique. C'est une machine réversible en énergie, elle peut fonctionner en mode moteur ou en générateur.

Ces caractéristiques guident les concepteurs au choix convenable des semi-conducteurs à employer et leurs commandes. Dans cette partie, nous allons présenter la MAS associée à son alimentation qui est un onduleur de tension à MLI triphasé.

L'alimentation de l'onduleur est constituée d'un pont redresseur triphasé à diodes, un filtre (L_f, C_f), et un circuit de freinage.

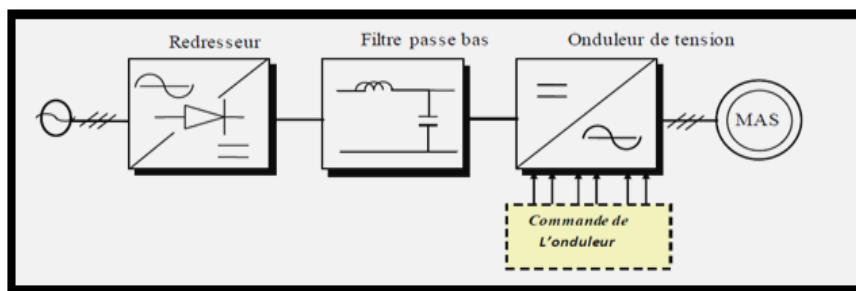
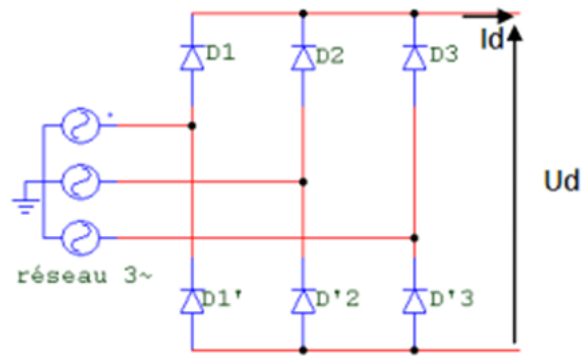


Figure (II.4): Association convertisseur – machine

II.3.1 Modélisation de Redresseur triphasé double alternance à diodes:

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [LAB98].

Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathode commune (D_1, D_2 et D_3) assurant l'aller du courant I_d , et trois diodes à anode commune (D'_1, D'_2 et D'_3) assurant le retour du courant I_d . Il est schématisé par la figure (I - 2)[29].



Figure(II.5):Redresseur triphasé à diodes double alternance

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement anodique et aux pertes dans les diodes [LAB98] , Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{aligned} V_1(t) &= V_m \cos(\omega t) \\ V_2(t) &= V_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3(t) &= V_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (II.36)$$

la tension redressée à la sortie de redresseur, est donnée par [LAB98]

$$U_d(t) = \max[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \min [V_1(t), V_2(t), V_3(t)] \quad (II.37)$$

sa valeur moyenne est donné par:

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (II.38)$$

Et son taux d'ondulation est donnée par:

$$\tau = \frac{U_d \max - U_d \min}{U_d} \times 100 = 4\% \quad (II.39)$$

La tension redressée aura la forme schématisée par la figure:

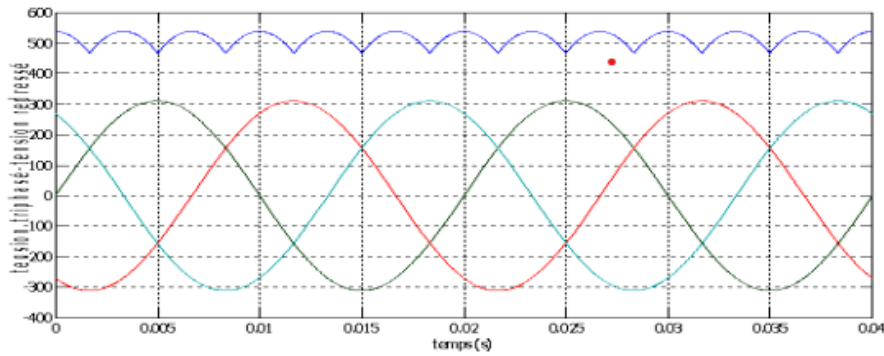


Figure (II.6): représentation de la tension redressé

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre pour diminuer ces ondulations.

II.3.2. Modélisation de filtre passe bas(LC):

Un filtre passe-bas est un filtre qui laisse passer les basses fréquences et qui atténue les hautes fréquences, c'est-à-dire les fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Il pourrait également être appelé filtre coupe-haut. Le filtre passe-bas est l'inverse du filtre passe-haut et ces deux filtres combinés forment un filtre passe-bande.

Le concept de filtre passe-bas est une transformation mathématique appliquée à des données (un signal). L'implémentation d'un filtre passe-bas peut se faire numériquement ou avec des composants électroniques.

Cette transformation a pour fonction d'atténuer les fréquences supérieures à sa fréquence de coupure et ce, dans le but de conserver uniquement les basses fréquences. La fréquence de coupure du filtre est la fréquence séparant les deux modes de fonctionnement idéaux du filtre : passant ou bloquant.[30]

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (L_fC_f), schématisé par la figure (Fig. I.4):

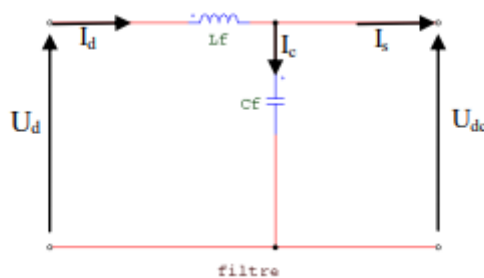


Figure (II.7):Schéma du filtre (LC)

Pour modéliser ce filtre on a les équations suivantes:

$$\begin{aligned} U_{red}(t) &= L_f \frac{dI_d(t)}{dt} U_{dc} + V_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{aligned} \quad (II.40)$$

D'où la fonction de transfert du filtre (I_s=0):

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1 + (s\sqrt{L_F C_F})^2} \quad (\text{II.41})$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est

$$W_c = \frac{1}{\sqrt{L_F C_F}} \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right] \quad (\text{II.42})$$

La détermination de L_{fe} , se fait en imposant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la première harmonique à éliminer de $U_d(t)$

II.3.3. Modélisation d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC:

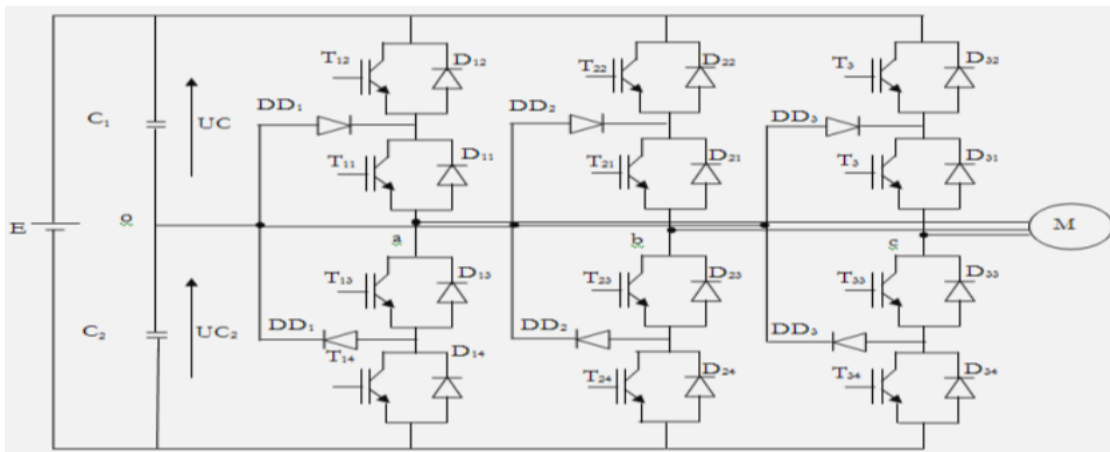
II.3.3.1 : Structure de l'onduleur à trois niveaux:

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte.

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé est constitué de trois bras et de deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche, [31].

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice (E). A l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage C_1 et C_2 de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi tension ($E/2$). Étant connectés entre eux en un point neutre noté O. Ces dernier sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ($C_1 = C_2$ c'est-à-dire $U_{C1} = U_{C2}$).

Le point O est connecté avec les deux diodes médianes (DDK1, DDK2)[34]

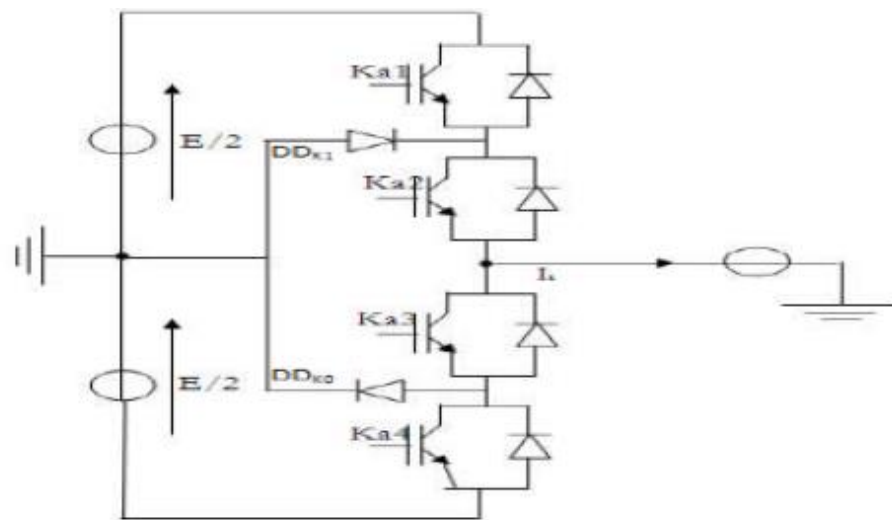


Figure(II.8): Onduleur triphasé à trois niveaux

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire (Transistor -diode) par un seul interrupteur bidirectionnel TDKS, et vue la symétrie de la structure, on présente la configuration d'un seul bras.



Figure(II.9): Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode



Figure(II.10): Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe BKS (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bidirectionnel TKS).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras.
- Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes des sources continues, et par conséquent, le risque de distorsion des condensateurs et des composants semi-conducteurs par surintensité, qui peut engendrer la destruction des interrupteurs lors d'ouvertures simultanée de ces derniers, on adopte la solution classique suivante : On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur [32]

II.3.4. Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux:

Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple V_{ao} entre la borne (a) de la charge et le point neutre 0. Cette tension est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs K_{a1} , K_{a2} , K_{a3} et K_{a4} du bras.

Sur les $2^4 = 16$ configurations possibles, seules trois configurations sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent soit des court-circuit des sources de tension continue, soit elles provoquent la déconnexion de la charge.

L'onduleur à trois niveaux étant symétrique, l'étude peut se limiter au fonctionnement d'un seul bras, (où on distingue trois configurations possibles). On donne ci-dessous le tableau récapitulatif tableau (II-1) qui représente la tension de sortie V_{ao} d'un onduleur NPC à trois niveaux en fonction de l'état des interrupteurs. La tension aux bornes des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée.

A la différence de l'onduleur à deux niveaux, chaque demi-bras de l'onduleur à trois niveaux utilise non pas un interrupteur bidirectionnel mais deux. Ce qui permet d'effectuer une commande décalée [33].

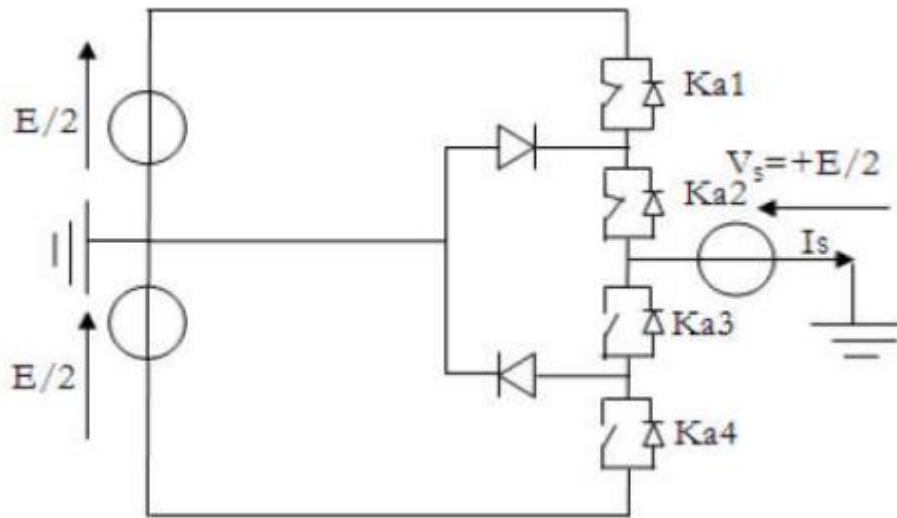
Première configuration {1100}

$Ka1$, $Ka2$ sont passants et $Ka3$ et $Ka4$ sont bloqués (figure (1.8)). La valeur de tension simple V_{ao} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = \frac{E}{2} \quad (II.43)$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka3} = V_{ka4} = \frac{E}{2} \quad (II.44)$$



Figure(II.11): 1ère configuration du 1er bras

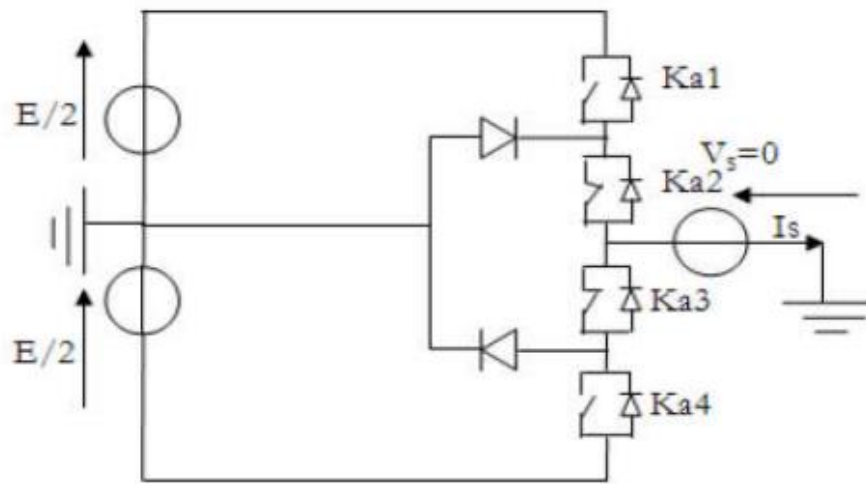
Deuxième configuration {0110}

$Ka2$, $Ka3$ sont passants et $Ka1$ et $Ka4$ sont, le point a est relié directement au point neutre 0. La tension simple V_{ao} est nulle :

$$V_{ao} = 0 \quad (II.45)$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka4} = E/2 \quad (II.46)$$



Figure(II.12): 2ème configuration du 1er bras

Ka3, Ka4 sont passants et Ka1 et Ka2 sont bloqués, la valeur de tension simple Vao est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = -\frac{E}{2} \quad (\text{II. 47})$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = +\frac{E}{2} \quad (\text{II.48})$$

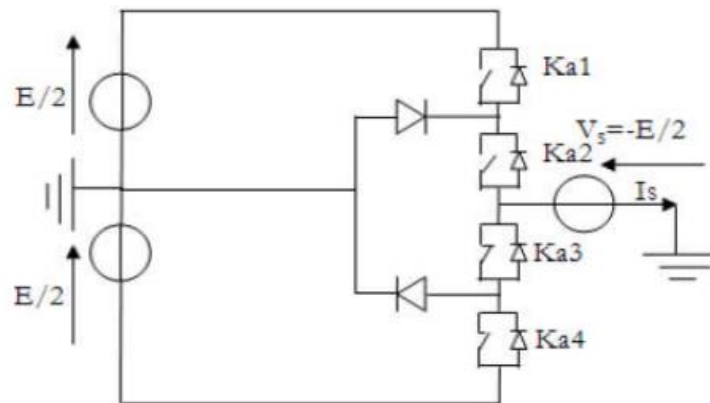
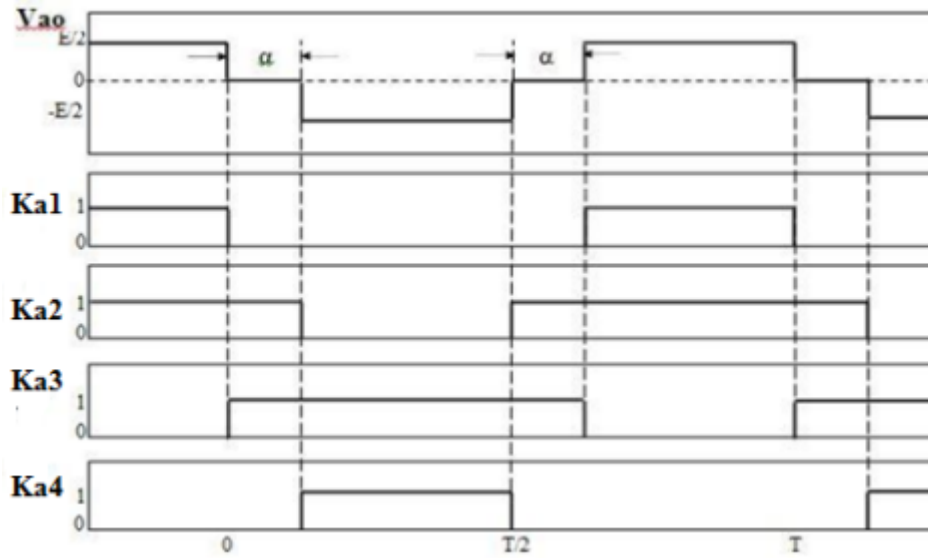


Figure (II.13):3ème configuration du 1er bras

Etatdesinterrupteurs				Tension desortie Vao
Ka1	Ka2	Ka3	Ka4	
1	1	0	0	E/2
0	1	1	0	0
0	0	1	1	-E/2

Tableau(II.1):Table de commutation du convertisseur NPC 3 niveaux

Pour visualiser l'enchaînement des configurations décrites ci-dessus, la Figure II.7 représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie V_{ao} . [31]



Figure(II.14): Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC.

II.3.5. Modèle de la commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC:

II.3.5.1. Commandabilité des convertisseurs statiques:

Les transformateurs statiques sont des circuits électriques qui utilisent des semi-conducteurs de puissance (diodes, thyristors, transistors, etc.) L'étude et la conception de ces dispositifs est souvent appelée électronique de puissance. Il est dit contrôlable si les transistors entre différentes configurations ne dépendent que de commandes externes et non plus de commandes internes. [34]

II.3.5.2 Commande complémentaire:

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire.

Pour un bras K de l'onduleur triphasé à trois niveaux, et en mode commandable, on définit les trois commandes complémentaires comme suit, [31]

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K2}} \\ B_{K3} = \overline{B_{K4}} \end{cases} \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K3}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K4}} \end{cases} \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases} \quad (II.49)$$

- **Commande N° 01:**

Soit la commande complémentaire suivante:

B_{ks} : commande du transistor du bras K.

$$\begin{aligned} B_{K1} &= \overline{B_{K2}} \\ B_{K3} &= \overline{B_{K4}} \end{aligned} \quad (II.50)$$

B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	Tension desortiedubras K(V _{ao})
Off	On	Off	On	Inconnue(dépond della charge)
Off	On	On	Off	V=0 ou I=0(inconnue)
On	Off	Off	On	V=0 ou I=0(inconnue)
On	Off	On	Off	V=0

Tableau (II.2): Cette commande rend le système pratiquement incommandable

Cette commande rend le système pratiquement incommandable

- **Commande N°2:**

Soit la commande complémentaire suivante:

$$\begin{aligned} B_{K1} &= \overline{B_{K3}} \\ B_{K2} &= \overline{B_{K4}} \end{aligned} \quad (\text{II.51})$$

B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	V _{ao}
Off	Off	On	On	-U _{c2} = -E/2
Off	On	On	Off	(inconnue)
On	Off	Off	On	(inconnue)
On	On	Off	Off	U _{c1} = E/2

Tableau (II.3): La commande dans ce cas n'est possible qu'à deux niveaux

- **Commande N°3:**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{aligned} B_{K1} &= \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} &= \overline{B_{K3}} \end{aligned} \quad (\text{II.52})$$

B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	V _{ao}
Off	Off	On	On	-U _{c2} = E/2
Off	On	Off	On	(inconnue)
On	Off	On	Off	V=0
On	On	Off	Off	U _{c1} = E/2

Tableau (II.4): Cette commande complémentaire rend le système totalement commandable à trois niveaux

Cette commande complémentaire rend le système totalement commandable à trois niveaux.

La commande N°3 est la seule qui permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possible pour un bras $U_{c1}, 0, -U_{c2}$, avec $U_{c1} = U_{c2} = E/2$.

C'est cette commande qui va être adoptée pour la modélisation de l'onduleur à trois niveaux.

II.3.6. Fonctions de connexion:

Chaque interrupteur K_{ij} supposé idéal introduit une fonction de connexion F_{ij}

Avec:

$i=a,b,c$:indicateur du bras.

$j=1,2,3,4$:numéro de l'interrupteur du bras i .

Cette fonction vaut «1» si l'interrupteur est fermé, et «0» dans le cas contraire.

$$F_{ij} \begin{cases} 1 & \text{Si } K_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{Si } K_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

II.3.6.1. Relation entre les fonctions de connexion:

Ainsi les fonctions de connexions des interrupteurs du bras sont liées par les relations suivantes

s:

$$F_{i1} = 1 - F_{i3}$$

$$F_{i2} = 1 - F_{i4}$$

(II.53)

II.3.6.2. Relation entre les fonctions des demi-bras:

On définit la fonction de connexion du demi-bras qu'on notera F_i^z avec $z=h$ (haut) pour le demi-bras du haut et F_i^b avec $z=b$ (bas) pour le demi-bras du bas.

Pour un bras i , les fonctions de connexions des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit:

$$F_i^h = F_{i1} \cdot F_{i2}$$

$$F_i^b = F_{i3} \cdot F_{i4}$$

(II.54)

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasée équilibrée.

- Tension simple aux bornes de chaque phase de la charge: V_a, V_b et V_c
- Tension entre le point milieu «i» de chaque bras de l'onduleur et le point milieu « 0 » de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{ao}, V_{bo} et V_{co} .
- Charge triphasée équilibrée couplée en étoile.

II.3.7. Modélisation des valeurs instantanées:

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasée équilibrée.

- Tension simple aux bornes de chaque phase de la charge : V_a, V_b, V_c
- Tension entre le point milieu « i » de chaque bras de l'onduleur et le point neutre « o » de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{ao}, V_{bo}, V_{co}
- Charge triphasée équilibrée couplée en étoile.

II.3.7.1. Potentiels V_{io} :

Les potentiels des nœuds, b et c de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu «0», sont donnés par le système suivant:

$$\begin{aligned} V_{ao} &= V_a - V_o = F_{a1} \cdot F_{a2} \cdot U_{c1} - F_{a3} \cdot F_{a4} \cdot U_{c2} = (F_{a1} \cdot F_{a2} - F_{a3} \cdot F_{a4}) \cdot E/2 \\ V_{bo} &= V_b - V_o = F_{b1} \cdot F_{b2} \cdot U_{c1} - F_{b3} \cdot F_{b4} \cdot U_{c2} = (F_{b1} \cdot F_{b2} - F_{b3} \cdot F_{b4}) \cdot E/2 \\ V_{co} &= V_c - V_o = F_{c1} \cdot F_{c2} \cdot U_{c1} - F_{c3} \cdot F_{c4} \cdot U_{c2} = (F_{c1} \cdot F_{c2} - F_{c3} \cdot F_{c4}) \cdot E/2 \end{aligned} \quad (II.55)$$

$$\begin{aligned} V_{ao} &= F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{c1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{c2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot E/2 \\ V_{bo} &= F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{c1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{c2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot E/2 \\ V_{co} &= F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{c1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{c2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot E/2 \end{aligned} \quad (II.56)$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexions des demi-bras sont définies selon les relations suivantes:

$$\begin{aligned} F_a^b &= F_{a1} \cdot F_{a2} & F_{b1}^b &= F_{b1} \cdot F_{b2} & F_{c1}^b &= F_{c1} \cdot F_{c2} \\ F_a^b &= F_{a3} \cdot F_{a4} & F_{b0}^b &= F_{b3} \cdot F_{b4} & F_{c0}^b &= F_{c3} \cdot F_{c4} \end{aligned} \quad (II.57)$$

$$\begin{aligned} F_{11}^b &= F_{11} \cdot F_{12} & F_{21}^b &= F_{21} \cdot F_{22} & F_{31}^b &= F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{10}^b &= F_{13} \cdot F_{14} & F_{20}^b &= F_{23} \cdot F_{24} & F_{30}^b &= F_{33} \cdot F_{34} \end{aligned} \quad (II.58)$$

En introduisant ces fonctions de connexions des demi bras dans le système , on aboutit à

$$\begin{aligned} V_{ao} &= F_{11}^{hb} \cdot U_{c1} - F_{10}^b \cdot U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{bo} &= F_{21}^b \cdot U_{c1} - F_{20}^b \cdot U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{co} &= F_{31}^b \cdot U_{c1} - F_{30}^b \cdot U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot \frac{E}{2} \end{aligned} \quad (II.59)$$

II.3.7.2. Tensions de sortie:

Le système d'équation nous permet d'avoir les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux qui s'expriment en fonction des deux tensions d'entrées U_{c1} et U_{c2} .

On peut considérer l'onduleur à trois niveaux comme étant l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux et chaque bras de l'un de ces onduleurs sera un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

Dans ces conditions, nous pourrions définir le modèle liant les fonctions des demi-bras et les tensions aux bornes de la charge (tensions simples V_a, V_b et V_c et tensions composées V_{ab}, V_{bc} et V_{ac}).

II.3.7.3. Tensions composées:

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} - V_{bo} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) \cdot U_{c1} - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_{c2} \\ V_{bc} &= V_{bo} - V_{co} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) \cdot U_{c1} - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_{c2} \\ V_{ca} &= V_{co} - V_{ao} = (F_{31} \cdot F_{32} - (F_{11} \cdot F_{12})) \cdot U_{c2} - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_{c2} \end{aligned} \quad (II.60)$$

Avec: $U_{c1}=U_{c2}=E/2$, le système devient:

$$\begin{aligned} V_{ab} &= [(F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24})] \cdot E/2 \\ V_{bc} &= [(F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34})] \cdot E/2 \\ V_{ca} &= [F_{31} \cdot F_{32} - (F_{11} \cdot F_{12}) - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14})] \cdot E/2 \end{aligned} \quad (II.61)$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions des demi-bras comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a^b \\ F_b^b \\ F_c^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_a^b \\ F_b^b \\ F_c^b \end{bmatrix} U_{c2} \quad (II.62)$$

Cette relation se réduit à:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a^b - F_a^b \\ F_b^b - F_b^b \\ F_c^b - F_c^b \end{bmatrix} U_c \quad (II.63)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (II.64)$$

II.3.7.4. Tensions simples:

Lorsque la charge est un système triphasé équilibré, donc la somme des trois tensions simples à la sortie de l'onduleur est nulle :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (II.65)$$

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co})}{3} \\ V_b &= \frac{(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co})}{3} \\ V_c &= \frac{(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co})}{3} \end{aligned} \quad (II.67)$$

Sous la formematricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \frac{E}{2} \quad (\text{II.68})$$

II.3.7.5. Courants d'entrée:

En utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs pour trouver des courants d'entrée continus (I_{d1}, I_{d2}, I_{d0}) de l'onduleur à trois niveaux en fonctions des courants alternatifs de la charge I_A, I_B, I_C , s'expriment comme suit :

$$\begin{aligned} I_{d1} &= (F_{11} \cdot F_{12})I_a + (F_{21} \cdot F_{22})I_b + (F_{31} \cdot F_{32})I_c \\ I_{d2} &= (F_{13} \cdot F_{14})I_a + (F_{23} \cdot F_{24})I_b + (F_{33} \cdot F_{34})I_c \\ I_{d0} &= (F_{11} \cdot F_{13})I_a + (F_{21} \cdot F_{23})I_b + (F_{31} \cdot F_{33})I_c \end{aligned} \quad (\text{II.69})$$

Le système (II.59) devient en remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les Fonctions de connexion de demi-bras:

$$\begin{aligned} I_{d1} &= F_{11}^b \cdot I_a + F_{21}^b \cdot I_b + F_{31}^b \cdot I_c \\ I_{d1} &= F_{10}^b \cdot I_a + F_{20}^b \cdot I_b + F_{30}^b \cdot I_c \end{aligned} \quad (\text{II.70})$$

Le courant I_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrées (I_{d1}, I_{d2}) et des courants de charges I_A, I_B, I_C par la relation :

$$I_{d0} + I_{d1} + I_{d2} = I_a + I_b + I_c \quad (\text{II.71})$$

Si on remplace les courants continus (I_{d1} et I_{d2}) par leurs expressions relatives, on obtient:

$$I_{d0} = (I_a + I_b + I_c) - (F_{11}^b \cdot F_{10}^b)I_a - (F_{21}^b \cdot F_{20}^b)I_b - (F_{31}^b \cdot F_{30}^b)I_c \quad (\text{II.72})$$

On aboutit à la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 1 - F_{11}^b - F_{10}^b & 1 - F_{21}^b - F_{20}^b & 1 - F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.73})$$

F:Matrice de conversion simple $[N(t)]$

Si on choisit comme variables d'états pour l'ensemble, sources de tension continues, onduleur de tension à trois niveaux et charge triphasée à caractère inductive, le vecteur d'état suivant :

$$X = [U_{C1} U_{C2} I_a I_b I_c]^T \quad (\text{II.74})$$

Et comme variables d'internes, le vecteur suivant :

$$U_{SIM} = [V_a V_b V_c I_{d1} I_{d2} I_{d0}]^T \quad (\text{II.75})$$

On, obtient la matrice de conversion simple $[N(t)]$, définie par la relation :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.76})$$

Avec l'introduction des expressions des tensions simples, on définit la matrice de conversion simple:

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \left(\frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3} \right) & -\left(\frac{2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{2F_{21}^b - F_{11}^b - F_{31}^b}{3} \right) & -\left(\frac{2F_{20}^b - F_{10}^b - F_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{2F_{31}^b - F_{21}^b - F_{11}^b}{3} \right) & -\left(\frac{2F_{30}^b - F_{20}^b - F_{10}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{II.77})$$

G:Matrice de conversion composée $[M(t)]$

Si on utilise les tensions composées, le vecteur d'entrée devient :

$$U_{COM} = [V_{ab} V_{bc} V_{ca} I_{d1} I_{d2} I_{d0}]^T \quad (\text{II.78})$$

On obtient, la matrice de conversion composée $[M(t)]$:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.79})$$

Avec l'introduction des expressions des tensions composées (II-55), on définit la matrice de Conversion composée :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{II.80})$$

II.4. Modélisation de la commande vectorielle:

II.4.1. Principe de découplage pour la MAS en analogie avec la MCC:

Le couple électromagnétique de la machine à courant continu est donné par

$$C_{em} = k \phi_a I_a \quad \text{et} \quad \phi_a = k_f I_f \quad (\text{II.81})$$

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est donné par :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{II.82})$$

Avec : $I_a I_{sq}$ Composantes de couple. $I_f I_{sd}$ Composantes de flux.

II.4.2 Commande vectorielle avec orientation du flux rotorique:

$$\text{Alignement de vecteur du flux rotorique sur l'axe d :} \quad \begin{aligned} \Phi_{rd} &= \Phi_r \\ \Phi_{rq} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II.83})$$

Les équations d'état dans le chapitre précédent s'écrivent comme suite :

- **Pour le stator :**

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \phi_{rd} \\ V_{sq} &= \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r \end{aligned} \quad (\text{II.84})$$

- **Pour le rotor :**

Les flux rotorique devient :

$$\phi_r + T_r \frac{d\phi_r}{dt} = L_m I_{sd} \quad (\text{II.85})$$

Après l'application de Transformation de Laplace on trouve:

$$\phi_r = \frac{L_m}{1 + T_r S} I_{sd} \quad (\text{II.86})$$

Avec

S: Opérateur de Laplace.

La pulsation de glissement devient :

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r \phi_r} I_{sq} \quad (\text{II.87})$$

L'équation (II.76) signifie que si le flux est établi à sa valeur de référence, éventuellement par un contrôle linéaire, alors la pulsation de glissements ω_r devient proportionnelle à la composante I_{sd} , qui est naturellement une composante image du couple donnée par (II.77) Pour le couple devient :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) \quad (II.88)$$

Donc si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant alors le couple devient:

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\phi_r I_{sq}) \quad (II.89)$$

Est une équation similaire à celle d'une machine à courant continu, d'autant plus si $\phi_{rd} = \text{cte}$ alors le C_{em} devient directement contrôlable linéairement par I_{sq}

II.4.3.Modèle de la machine en vue d'un contrôle du flux rotorique:

Pour simplifier le modèle, nous considérons les deux courants statorique (I_{sd} et I_{sq}), les flux rotoriques (ϕ_{sd} et ϕ_{sq}), et la vitesse mécanique (Ω), comme variables d'état. Le modèle de la machine alimentée en tension dans le repère lié au champ tournant est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_{rq} \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_{rq} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_{rd} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \\ J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \Omega \\ C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) \end{array} \right. \quad (II.90)$$

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

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

: Coefficient de fuites totales $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique nécessite la condition suivante :

qui nous permet de simplifier le modèle de la machine comme suit : $\phi_{rd} = \Phi_r, \phi_{rq} = 0$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r \\ \frac{d}{dt} \phi_r = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ \omega_s - \omega = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\phi_r} \\ J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \Omega \\ C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{sq} \end{array} \right. \quad (II.91)$$

II.4.4. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté avec alimentation en tension:

II.4.4.1. Mesure directe du flux dans l'entrefer:

Une première idée consiste à mettre un capteur de flux dans l'entrefer de la machine.

Ces capteurs peuvent être :

- Des capteurs par effet hall placés sous les dents du stator.
- Une spire sous un pôle de chaque phase.

Ces capteurs nécessitent des moteurs spéciaux. Donc, les avantages du moteur asynchrone simplicité robustesse et faible coût sont alors perdus. Pour que la MAS garde ses avantages, on a recours au développement des méthodes dynamiques du flux dont la position et le module sont obtenus à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (courants, vitesse et tensions).

II.4.5. Découplage :

Différentes techniques de découplage existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation, que nous allons présenter maintenant , [35] [36].

II.4.5.1. Découplage entrée-sortie :

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

✓ Découplage par compensation:

Le principe revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} telles que V_{ds1} n'agit que sur I_{ds} et V_{qs1} n'agit que sur I_{qs} .

Définissons ces deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - f_{emd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - f_{emq} \end{cases} \quad (II.92)$$

f_{emd} et f_{emq} Des f_{em} des perturbations partiellement liées aux courants et introduisant le couplage non linéaire.

Avec :

$$\begin{cases} f_{emd} = \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Phi_r \\ f_{emq} = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \Phi_r \end{cases} \quad (\text{II.93})$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} . La figure (27)

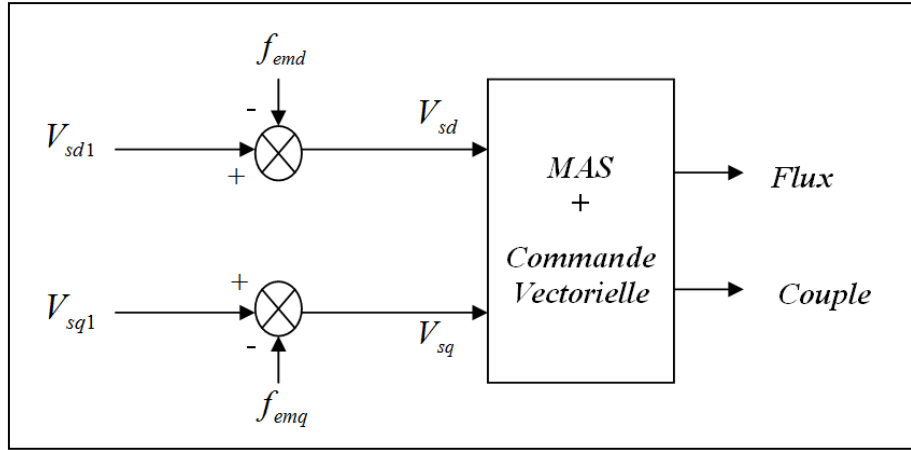


Figure (II.15): Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel:

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.94})$$

Le système (47) peut être représenté sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sq1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.95})$$

$$\text{Avec: } M = \begin{bmatrix} \frac{L_r T_r}{R_s L_r T_r + L_m^2 + \sigma L_s L_r T_r S} & 0 \\ 0 & \frac{L_r T_r}{R_s L_r T_r + L_m^2 + \sigma L_s L_r T_r S} \end{bmatrix} \quad (\text{II.96})$$

f_{emd} et f_{emq} : des f.e.m des perturbations partiellement liées aux courants et introduisant le couplage non linéaire.

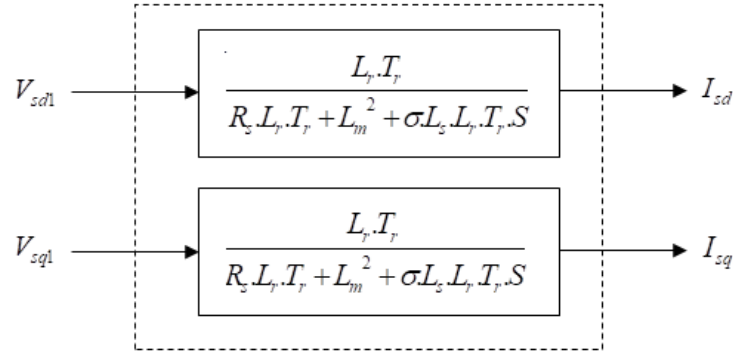


Figure (II.16):Commande découplée – expression de I_{sd} et I_{sq}

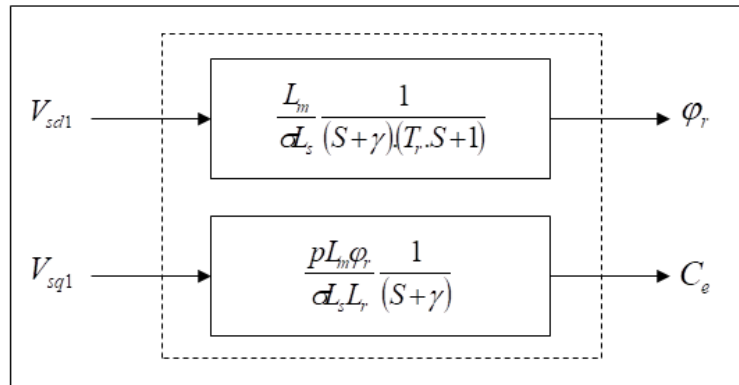


Figure (II.17):Commande découplée – expression de φ_r et C_e

Avec:
$$\gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} \quad (\text{II.97})$$

✓ **Schéma de compensation:**

Les termes (f_{emd}, f_{emq}) représentent les forces électromotrices de compensation que l'on doit ajouter à la sortie de chaque régulateur, afin de reconstituer le vecteur tension modulant appliquée à la machine. Ces *f.e.m* de compensation permettent de confirmer le découplage.

D'après les équations des tensions, nous présentons le bloc de compensation comme suit:

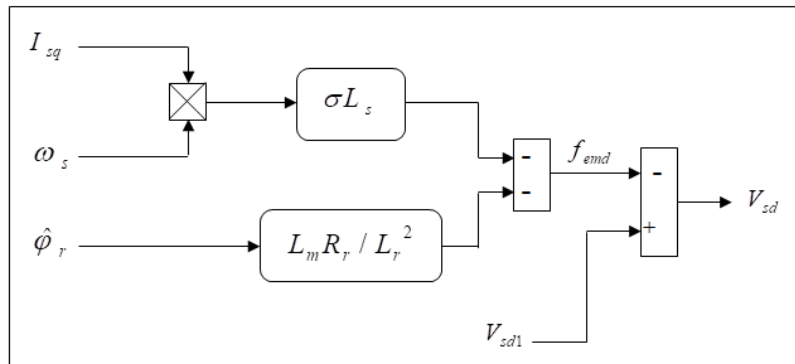


Figure (II.18):Bloc de compensation f_{emd} .

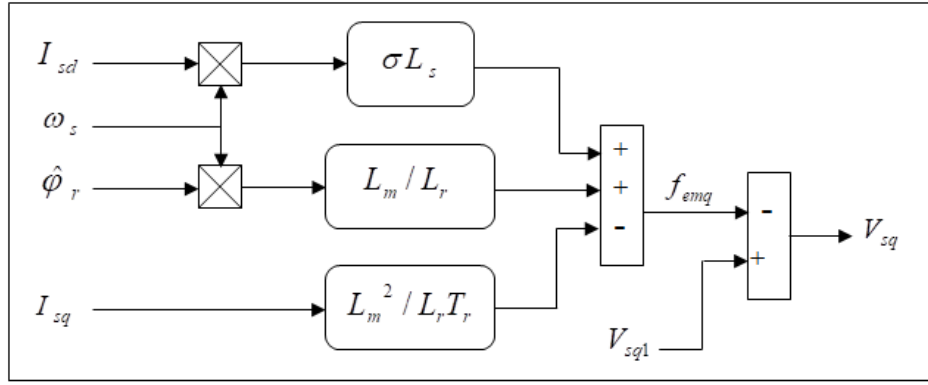


Figure (II.19):Bloc de compensation f_{emq}

II.4.5.4. Défluxage:

Le flux de référence est donné par un bloc de défluxage. Ce bloc de défluxage est nécessaire, car il sert à diminuer le flux et donc le couple lors du fonctionnement en survitesse [37].

Les équations qui traduisent le bloc de défluxage s'écrivent comme suit

$$\phi^* = \begin{cases} \phi_m & \text{si } \Omega < \Omega_n \\ \frac{\phi_m \Omega_n}{\Omega} & \text{si } \Omega > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{II.98})$$

II.4.6. Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté:

Le schéma complet de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone trois phasée alimentée à travers un onduleur MLI à trois niveaux est donné par la figure (II.21) Les grandeurs mesurées que nous avons besoin sont les suivantes :

- vitesse donnée par le codeur incrémental monté directement sur l'axe du moteur.
- Courants I_{sa}, I_{sb} , donnés par des sondes à effet Hall.

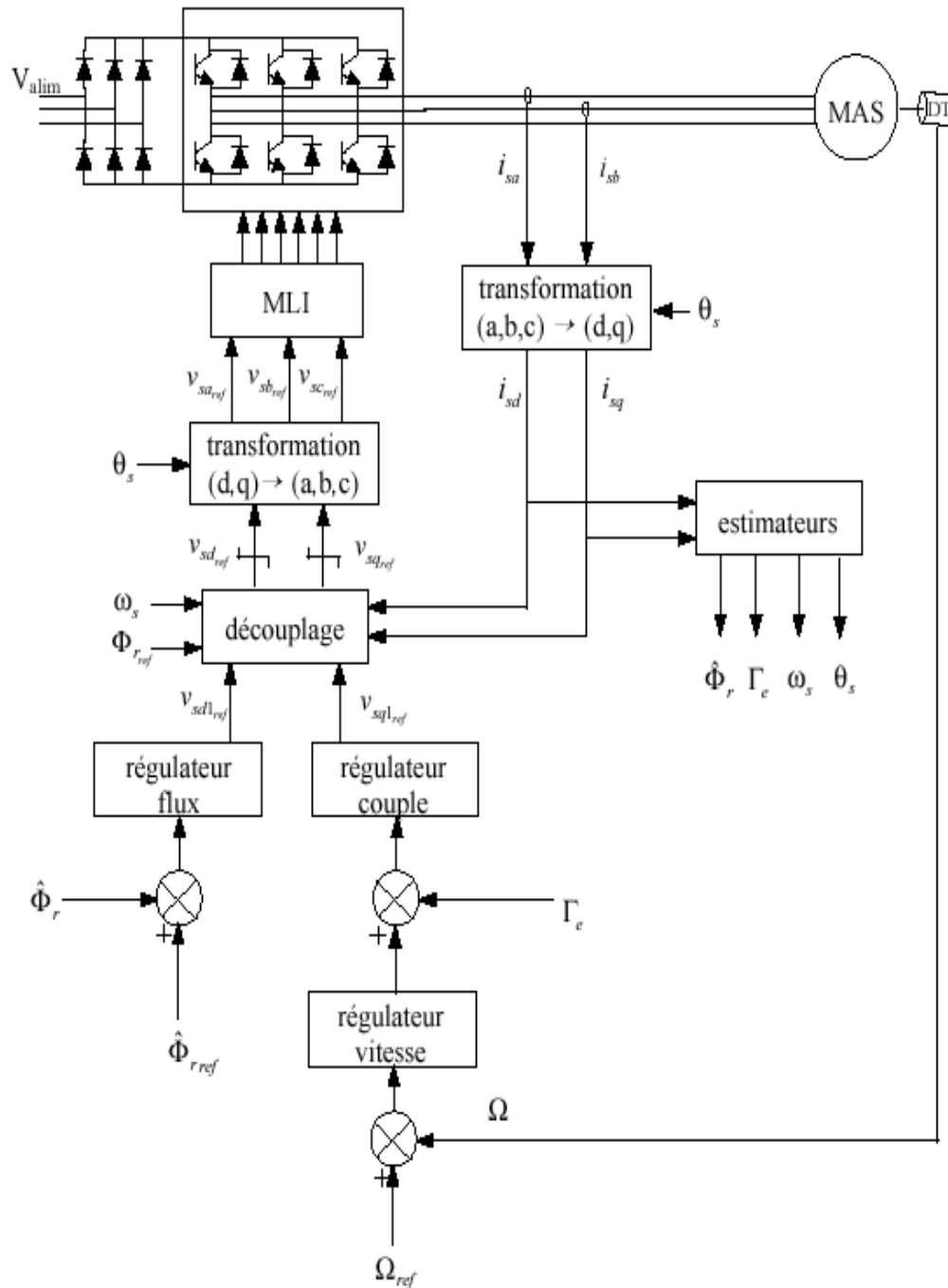


Figure (II.20): Commande vectorielle directe de la machine asynchrone à 3 phases alimentée en tension par un onduleur à trois niveaux

II.4.7. Calcul des régulateurs:

Pour les réglages industriels, quelques structures de base sont introduites, comme le réglage classique, le réglage d'état, le réglage par mode de glissement et le réglage en cascade.

Pour notre cas nous représentons le réglage classique avec de régulateur PI qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité), et car les grandeurs à régler sont des grandeurs continues.

II.4.7.1. Régulateur de Vitesse:

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante, ainsi que pour compenser la constante du temps mécanique.

La vitesse peut être contrôlée à travers un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la Figure (II.22)

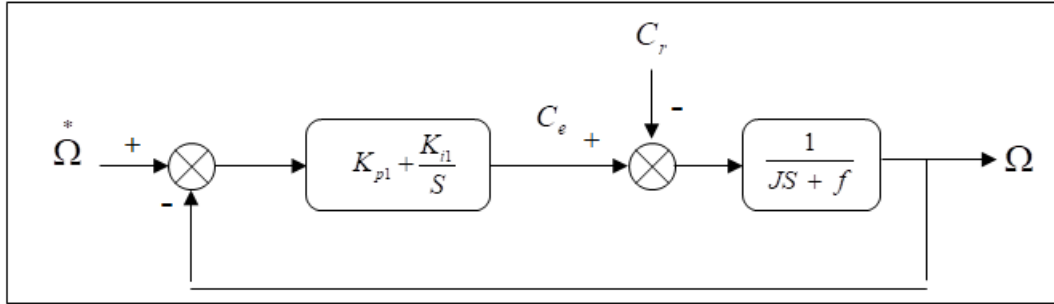


Figure (II.21):Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

La fonction de transfert de régulateur PI est donnée par :

$$F_{pi}(s) = K_{pΩ} + \frac{K_{iΩ}}{s} = \frac{K_{iΩ}}{s} (1 + \tau s) \quad (II.99)$$

Avec :

$$\tau = \frac{K_{pΩ}}{K_{iΩ}} \quad (II.100)$$

f : Coefficient de frottement visqueux

J : Moment d'inertie ramené sur l'axe moteur.

Nous avons:

$$\Omega = \frac{1}{Js+f} (C_{em} - C_r) \quad (II.101)$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur **pi** classique, Ω s'écrit alors:

$$\Omega = \frac{1}{Js+f} \left(K_{pΩ} + \frac{K_{iΩ}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js+f} C_r \quad (II.102)$$

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

$$\Omega = \frac{K_{pΩ}s + K_{iΩ}}{Js^2 + (K_{pΩ} + f)s + K_{iΩ}} \Omega^* - \frac{s}{Js^2 + (K_{pΩ} + f)s + K_{iΩ}} C_r \quad (II.103)$$

On considère que le courant I_{sq} est parfaitement régulé et $C_r = 0$ la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par:

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le Dénominateur à la forme canonique

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{\left(\frac{1}{Js+f}\right) \left(K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s}\right)}{1 + \left(\frac{1}{Js+f}\right)s + \left(K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s}\right)} = \frac{1 + \tau s}{1 + \left(\tau + \frac{f}{K_{i\Omega}}\right)s + \frac{J}{K_{i\Omega}}s^2} = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0}s + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (\text{II.104})$$

Nous avons à résoudre le système d'équations suivant :

$$\tau = \frac{K_{P\Omega}}{K_{i\Omega}} \quad (\text{II.105})$$

$$\frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (\text{II.106})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_0} = \tau + \frac{f}{K_{i\Omega}} \quad (\text{II.107})$$

Avec :

ξ : Coefficient d'amortissement.

ω_0 : Pulsation du système.

La figure suivante donne la relation entre la pulsation propre (ω_0)le temps de réponse à 5% ($t_{rep5\%}$)et le coefficient d'amortissement (ξ).



Figure (II.22): Temps de réponse à 5% en fonction du coefficient d'amortissement

avec un coefficient d'amortissement ξ de 1, on obtient:

$$\omega_0 t_{rep5\%} \approx 4.75$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants :

$$\begin{aligned} K_{i\Omega} &= J \left(\frac{4.75}{t_{r5\%}} \right)^2 \\ K_{p\Omega} &= J \frac{9.5}{t_{r5\%}} - f \end{aligned} \quad (\text{II.108})$$

Application numérique :

ξ	1		
$t_{r5\%}(\Omega)(ms)$	500	400	300
$K_{p\Omega}$	0.95	1.19	1.58
$K_{i\Omega}$	4.51	7.05	12.53

Tableau (II.5): Paramètres du Régulateur de Vitesse

II.4.7.2. Régulateur de Couple:

Les relations de découplage définies par la figure (II.24) Permettent d'exprimer le couple C_{em} :

$$\frac{C_{em}}{V_{sq1}} = \frac{pL_m\phi^*}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{(s+\gamma)} = \frac{K_{C_{em}}}{s+\gamma} \quad (II.109)$$

Avec :

$$\gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}$$

$$K_{C_{em}} = \frac{pL_m\phi^*}{\sigma L_s L_r}$$

(II.110)

Les paramètres du régulateur seront donc dépendants de la consigne de flux ϕ^* , La figure suivante donne un schéma de contrôle du couple en utilisant un régulateur de type PI.

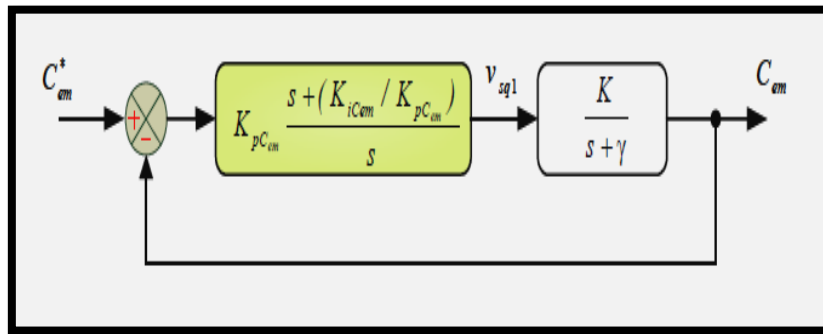


Figure (II.23): Schéma fonctionnel de la régulation de couple

Compensons le pôle $s + \gamma$ par $s + \frac{K_{iC_{em}}}{K_{pC_{em}}}$, ce qui se traduit par la condition :

$$\gamma = \frac{K_{iC_{em}}}{K_{pC_{em}}} \quad (II.111)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\frac{C_{em}}{C_{em}^*} = \frac{K_{pC_{em}} K_{C_{em}}}{s} \quad (II.112)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{C_{em}}{C_{em}^*} = \frac{K_{pC_{em}} K_{C_{em}}}{s + K_{pC_{em}} K_{C_{em}}} = \frac{1}{\left(\frac{1}{K_{pC_{em}} K_{C_{em}}} \right) s + 1} \quad (II.113)$$

C'est une réponse de type premier ordre de constante de temps

$$\tau_{C_{em}} = \frac{1}{K_{pC_{em}} K_{C_{em}}} \quad (II.114)$$

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

$$t_{rep\ C_{em}(5\%)} = 3\tau_{C_{em}} = 3 \frac{1}{K_{pC_{em}} K_{C_{em}}} \quad (II.115)$$

Soit:

$$K_{pC_{em}} = 3 \frac{\sigma L_s L_r}{p L_m \phi_{rref} t_{rep\ C_{em}(5\%)}} \quad (II.116)$$

d'après l'équation

$$K_{iC_{em}} = \gamma K_{pC_{em}} \quad (II.117)$$

Application numérique :

$$T_s = 0.1295 \ , \ T_r = 0.0871 \ , \ \sigma = 0.0766 \ , \ \gamma = 140.09$$

II.4.7.3. Régulateur du flux:

Le découplage proposé à la figure (34) permet d'écrire:

$$\varphi_r = \frac{K_3}{(S + \gamma) \left(S + \frac{1}{T_r} \right)} V_{sd1} \quad (II.118)$$

Avec:

$$K_3 = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} \quad (II.119)$$

$$\gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} \quad (II.120)$$

Nous souhaitons d'obtenir en boucle fermée une réponse de type 2^{ème} ordre. Soit un régulateur PI classique :

$$PI_{\phi}(s) = K_3 + \frac{K_{i3}}{s} \quad (II.121)$$

Nous pouvons représenter le système par le schéma suivant (la figure (34)):

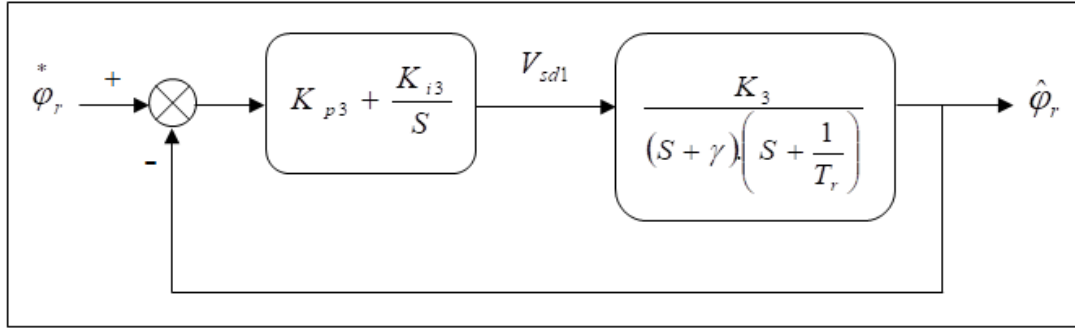


Figure (II.24):Schéma fonctionnel de la régulation du flux

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur, soit $s + \frac{1}{T_r}$ par $s + \frac{K_{i\phi}}{K_{P\phi}}$ ce qui se traduit par la condition:

$$\frac{K_{i\phi}}{K_{P\phi}} = \frac{1}{T_r} \quad (II.122)$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit comme suit :

$$\frac{K_{P\phi}K_{\phi}}{s(s+y)} \quad (II.123)$$

D'où, la fonction du transfert du système en boucle fermée :

$$\frac{\hat{\phi}_r}{\phi_r^*} = \frac{1}{(1/K_{\phi}K_{P\phi})s^2 + (y/K_{\phi}K_{P\phi})s + 1} \quad (II.124)$$

En comparant avec la forme de second ordre, on trouve que :

$$\begin{aligned} K_{\phi}K_{P\phi} &= \omega_0^2 \\ K_{P\phi} &= \frac{\omega_0 y}{2\xi K_{\phi}} \end{aligned} \quad (II.125)$$

D'où, le paramètre du régulateur :

$$\begin{aligned} K_{P\phi} &= \frac{y^2}{(2\xi)^2 K_{\phi}} \\ K_{i\phi} &= \frac{1}{T_r} K_{P\phi} \end{aligned} \quad (II.126)$$

Application numérique :

ξ	0.5	0.6	0.7
$K_{p\phi}$	139	97	71
$K_{i\phi}$	1595.86	1113.66	815.15

Tableau (II.6):Paramètres du Régulateur de flux

II.5. Conclusion:

Pour voir appliquer les techniques modernes de commande des machines électriques , la modélisation c'est une phase nécessaire. Surtout la commande vectorielle directe.

Cette partie du travail chapitre a été consacré purement à la modélisation du notre système. D'abord les équations différentielles qui régissent le comportement dynamique de la machine ont été posées après la présentation des certains nombres des hypothèses simplificatrices. en suite nous avons procédé à la transformation de Park qui permette de simplifier la modélisation du système, puis on a abordé la représentation d'état pour facilite l'exécution de la commande vectorielle.

Chapitre III

Simulation et Interprétation des Résultats

III.1.Introduction:

Le principe de la simulation numérique est semblable à celui utilisé pour la simulation analogique mais tout ce qui était réalisé avec du "matériel" sera remplacé par un logiciel exécuté par un ordinateur.

Le réglage des paramètres effectué à l'aide du clavier est beaucoup plus aisé que sur les simulateurs analogiques, une liaison "physique" avec l'extérieur est possible grâce aux cartes de conversion analogique numérique d'entrée et numérique de sortie.

Dans cette partie nous avons utilisé l'environnement le MATLAB/SIMULINK pour la simulation numérique de notre système. Le travail est partagé en deux parties comme suite:

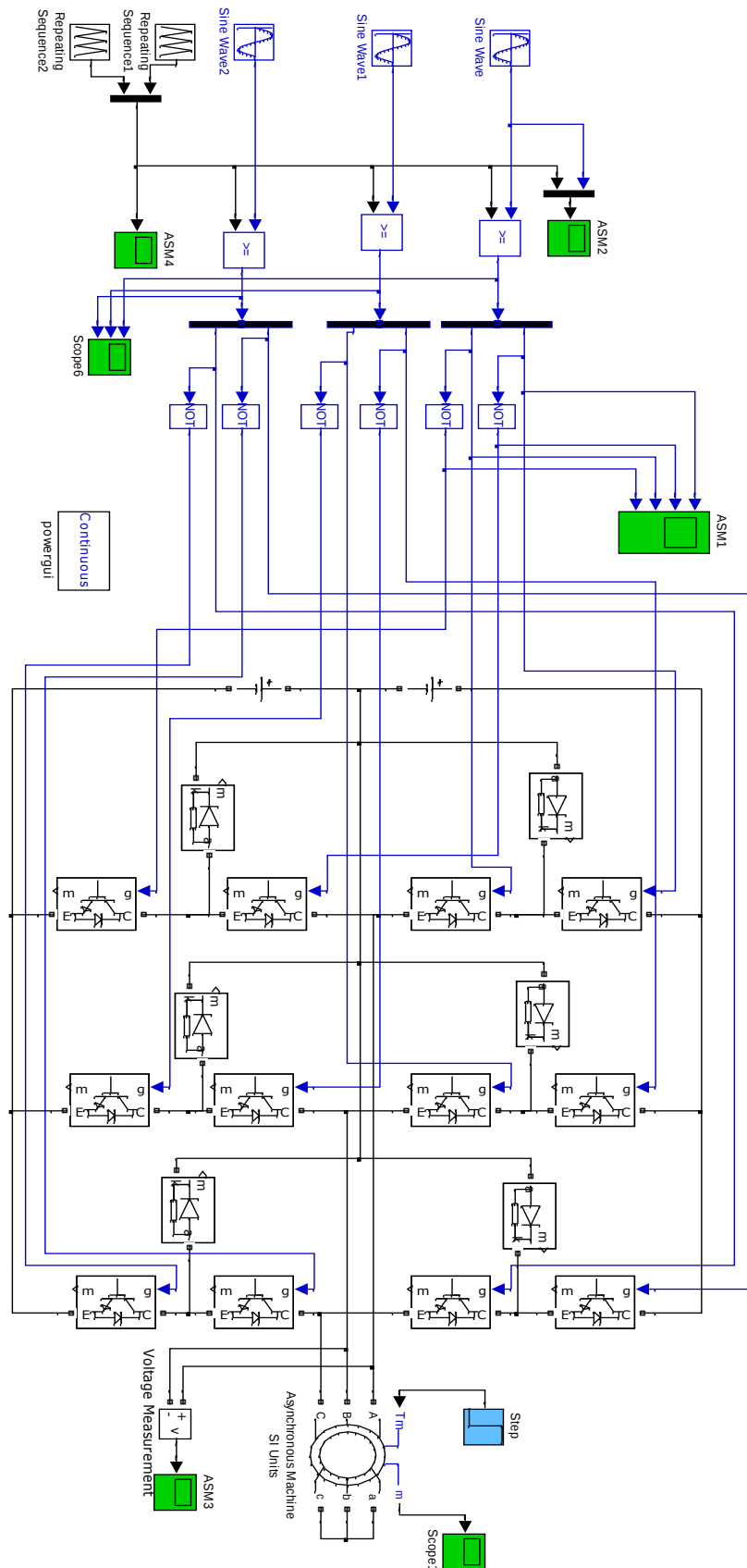
- 1) La simulation de l'association convertisseur-machine
- 2) La simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone.

III.2.Simulation et interprétation de l'association Convertisseur-machine:

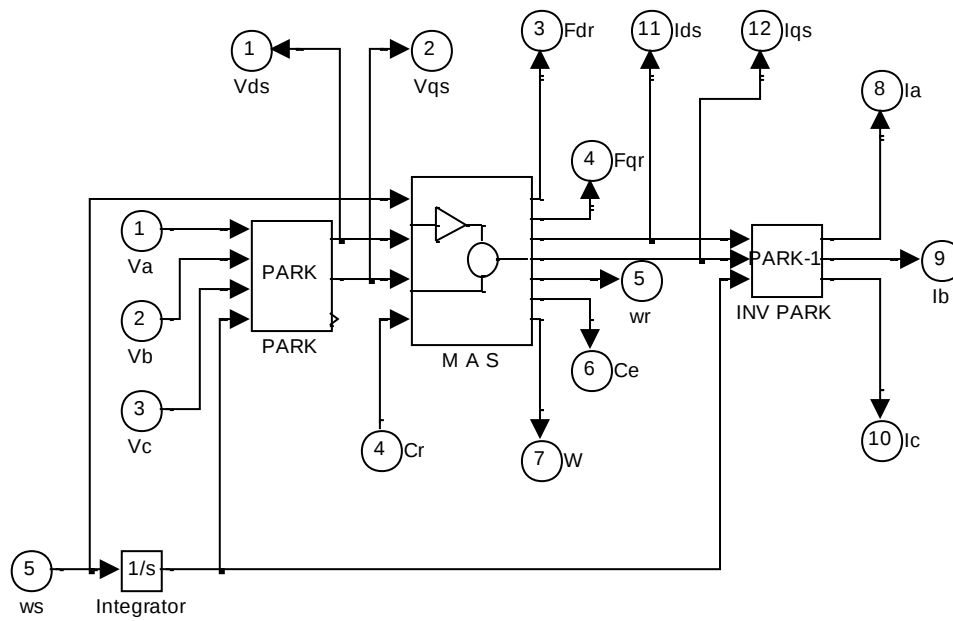
Cette partie de notre travail est consacrée à la simulation numérique de la MAS associée par un onduleur de tension triphasé trois niveaux de type NPC, contrôlé par une MLI sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaires. Le but c'est la préparation de la machine à la parties suivante (CVD) par la minimisation des harmoniques à la sortie de l'onduleur, et montre la différence de fonctionnement avec et sans CVD.

La simulation de l'association convertisseur – machine se fait d'abord à vide suivi par l'application d'une charge de 30 n.m à $t = 0,6$ s.

III.2.1. Les blocs des simulations:

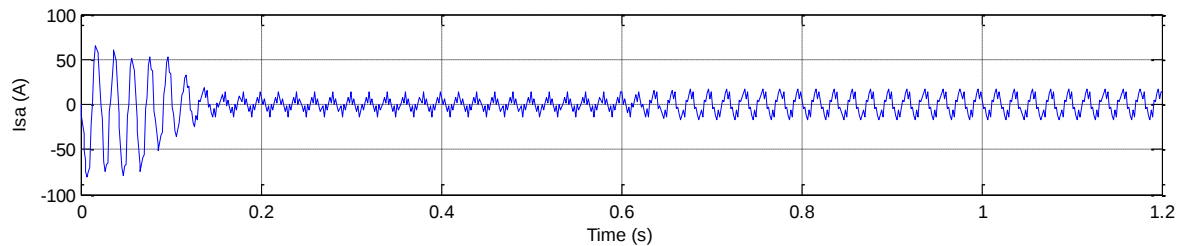


Figure(III.1): Schéma bloc de l'association (MAS - Onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC - MLI sinusoïdale à deux porteuses)

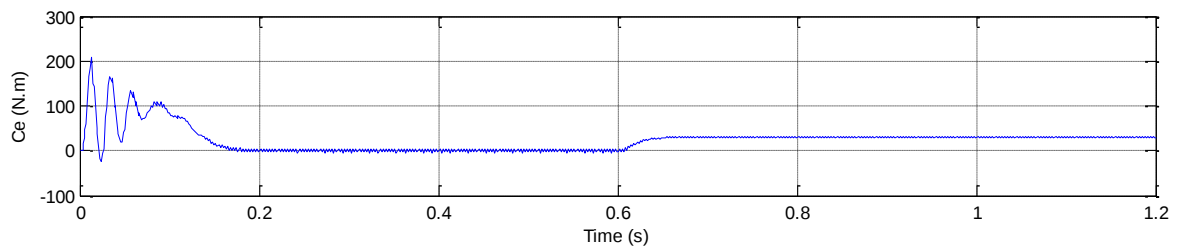


Figure(III.2): Modèle de simulation de la MAS.

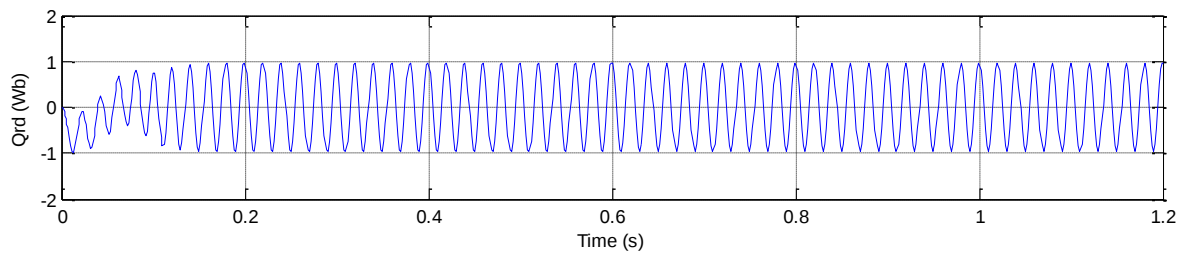
III.2.2. Résultats de simulation de l'association onduleur-MAS en charge à 0,6 (S):



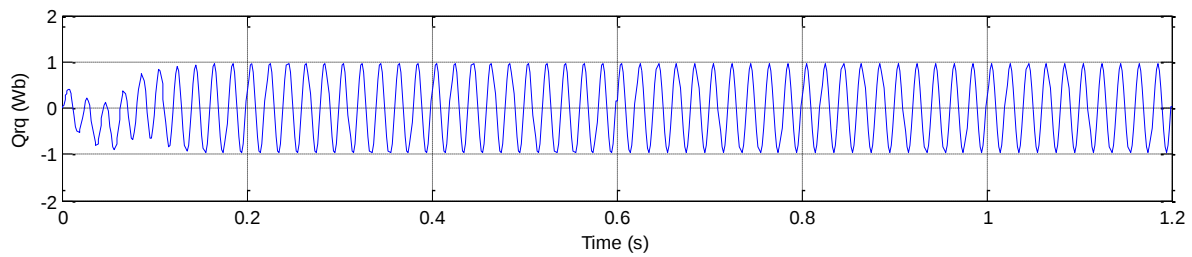
Figure(III.3): Courant de la phase a statorique (A)



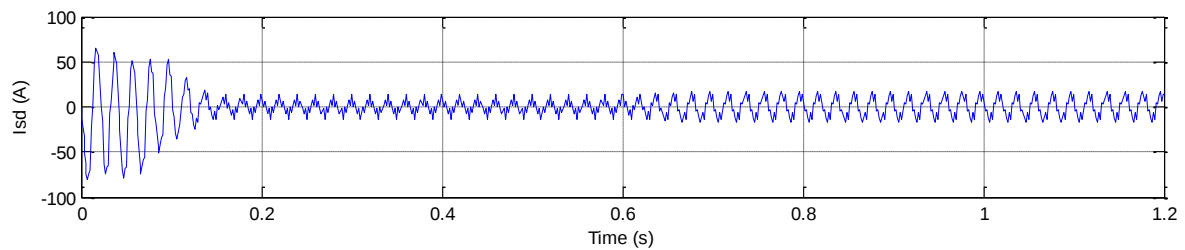
Figure(III.4): Couple électromécanique (n.m)



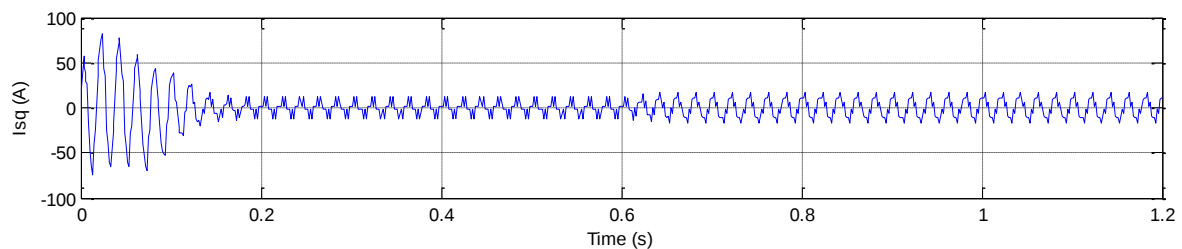
Figure(III.5): La composante directe du Flux rotorique (wb)



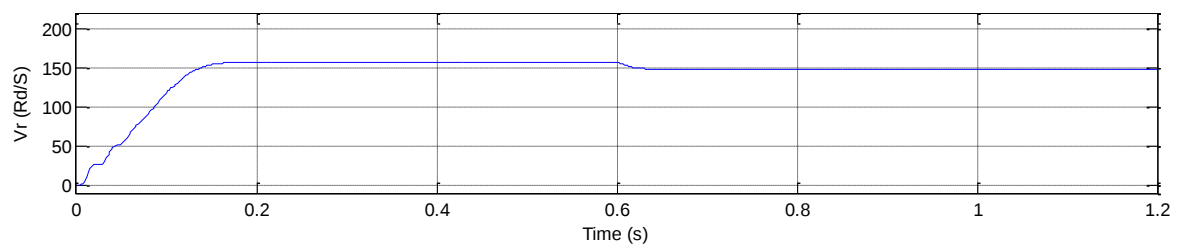
Figure(III.6): La composante quadratique du Flux rotorique (wb)



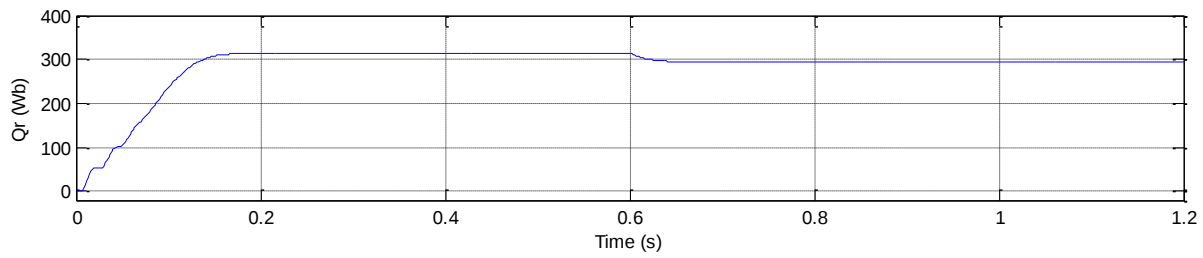
Figure(III.7): La composante directe du courant statorique (A)



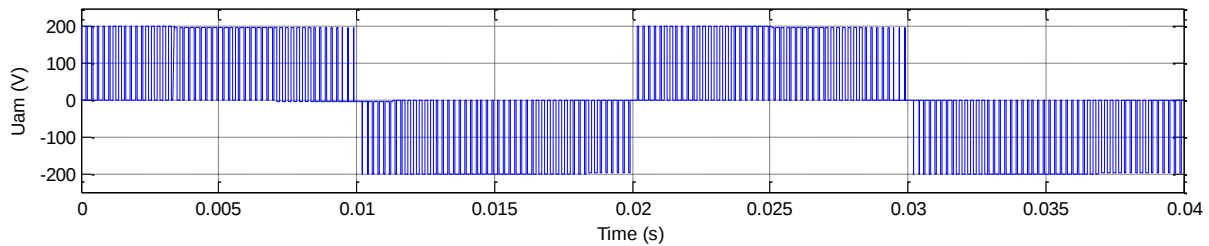
Figure(III.8): La composante quadratique du courant statorique (A)



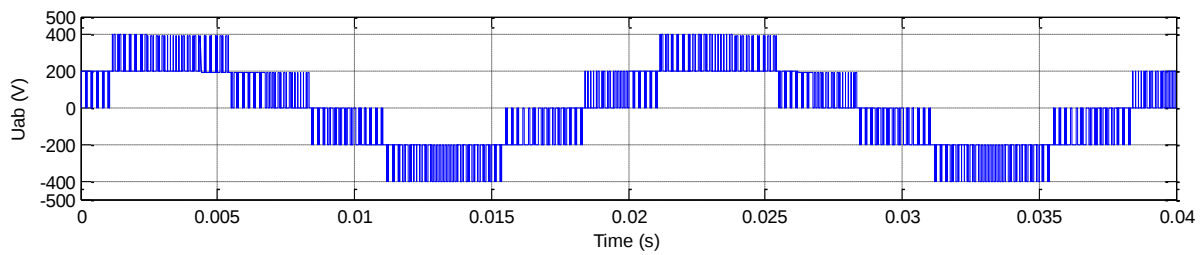
Figure(III.9): La vitesse de rotation (Rad/S)



Figure(III.10): Le flux rotorique (wb)



Figure(III.11): Tension polaire (V)



Figure(III.12): Tension composé à la sortie de l'onduleur (V)

III.2.3.Interprétation des résultats en charge à 0,6 (S):

Nous avons montré l'allure de la simulation de l'association MAS-Onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC contrôlé par une MLI sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaire, à vide suivi par l'application d'un couple résistant de 30 n.m a l'instant 0,6S.

A cause de l'inertie de la machine, nous avons voir une augmente des grandeurs électriques et mécanique au démarrage avant de stabilisés a ses valeurs nominales. le couple électromécanique se stabilise après un régime transitoire de 0.17s et la vitesse de rotation est de 157 rad/sec après 0.18s.

A l'instant 0,6 S on appliqué un couple résistant de 30 N.m ce qui provoque les phénomènes suivant :

- La diminution de la vitesse et du flux ce qui montre le couplage entre ces grandeurs.
- Ampérage élevé du le courant statorique et ses composantes directe et quadratique.
- Le couple électromécanique atteins la valeur finale de 30 N.m.

Nous avons présenté aussi la tension polaire U_{am} entre la phase (A) de la MAS et le point milieu (M) de la source continue à l'entrée de l'onduleur. On constate bien les trois niveaux de la tensions ($-U_C$, 0, $+U_C$). ainsi que la tension composé U_{ab} aux bornes de l'entrée de la MAS qui montre un *THD* de 0.23%

Par cette expérience, il est très évident de montrer le phénomène du couplage entre le flux rotorique et la vitesse de rotation. On peut dire aussi le couplage entre le couple et le flux.

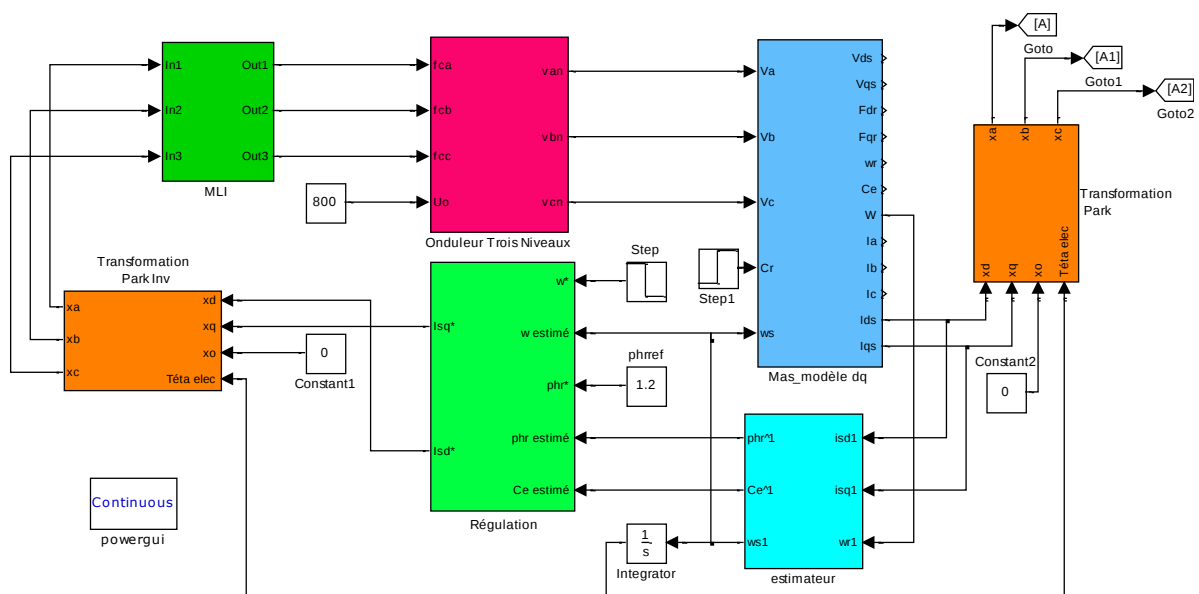
III.3.Simulation, AnalyseetInterprétationde la CVD de la MAS:

Dans cette partie on va simuler numériquement la commande vectorielle directe à flux rotorique orientés sous l'environnement *Matlab – Simulink*.

Pour confirmer que notre machine est robuste et performante par l'utilisation de la CVD on va appliquer quatre expérience de fonctionnement comme suit:

1. Démarrage à vide puis l'application d'un couple résistant.
2. Inversement du sens de rotation.
3. Application des basses vitesses.
4. Application de la 1^{er} et la 2^{ème} essai en même temps.

III.3.1. Bloc de simulation:

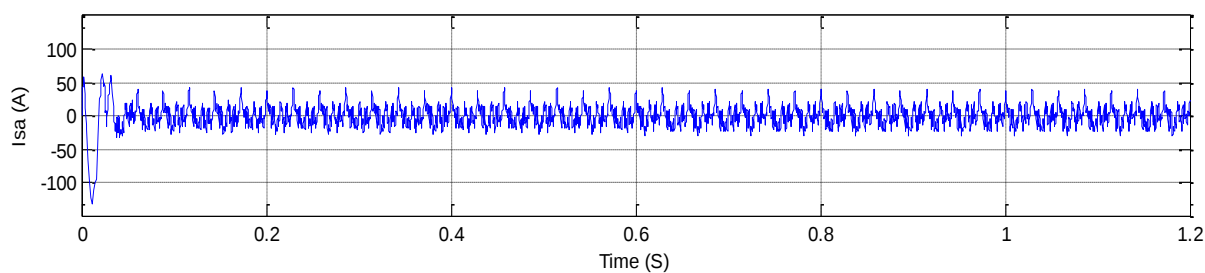


Figure(III.13):Schéma bloc de laCVD

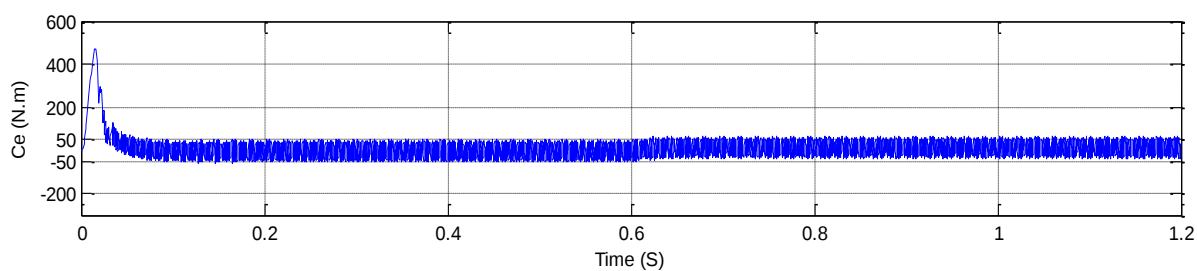
III.3.2. Démarrage à vide puis l'introduction du couple de résistant:

Le bloc de la CVD est simulé avec les valeurs des références suivantes:

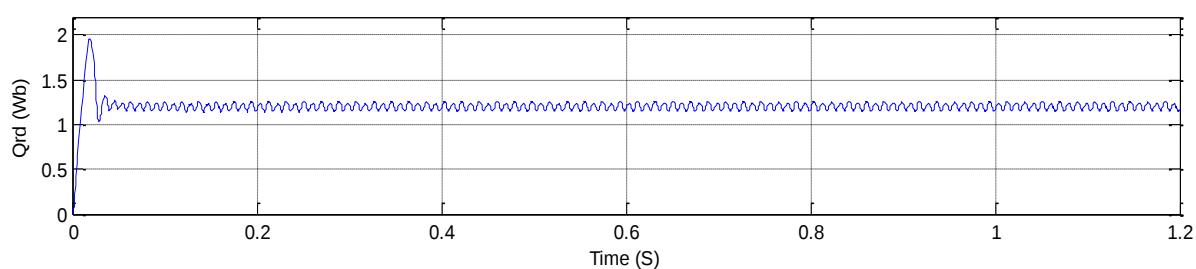
- Vitesse référentielle de 110 rad/sec
- Flux référentiel de 1.2 wb .
- Couple de charge de $Cr=15 \text{ N.m}$ à l'instant $t=0,6 \text{ sec}$



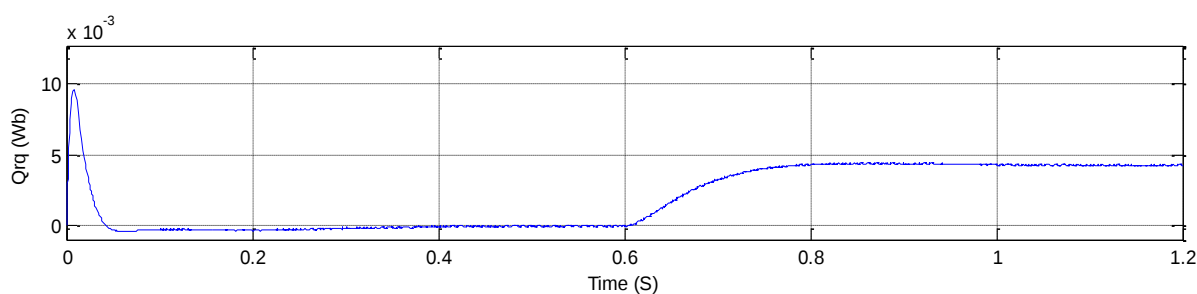
Figure(III.14):Le Courant de la phase (a) statorique (A)



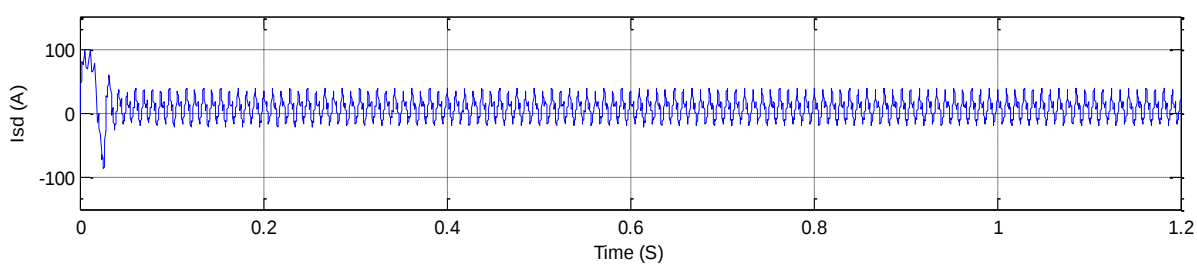
Figure(III.15):Le Couple électromécanique (N.m)



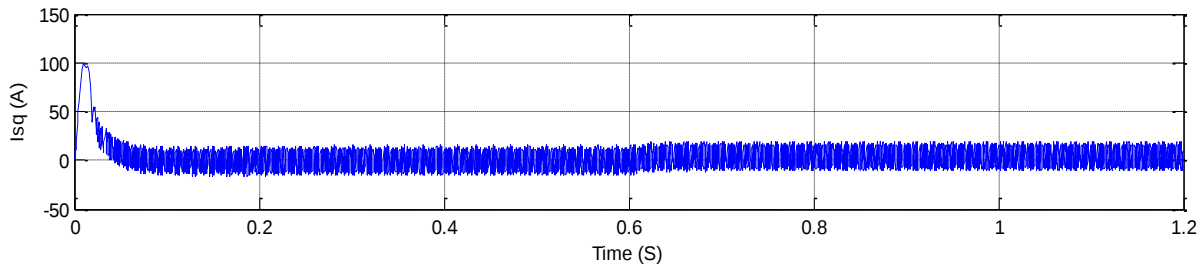
Figure(III.16):La composante directe du Flux rotorique (Wb)



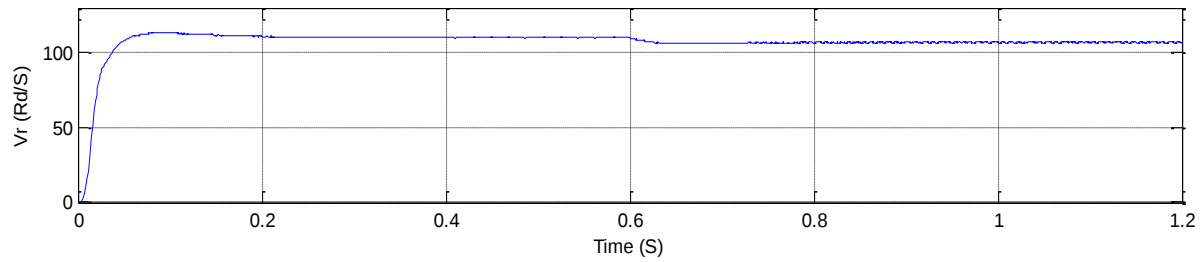
Figure(III.17):La composante quadratique du Flux rotorique (Wb)



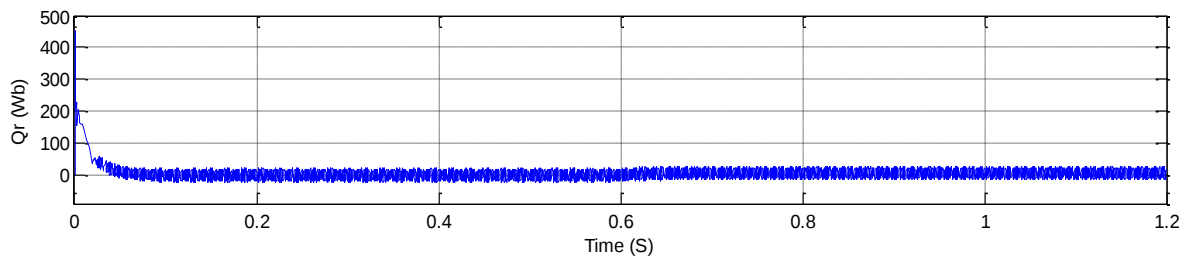
Figure(III.18):La composante directe du courant statorique (A)



Figure(III.19):La composante quadratique du courant statorique (A)



Figure(III.20):La vitesse de rotation (Rd/S)

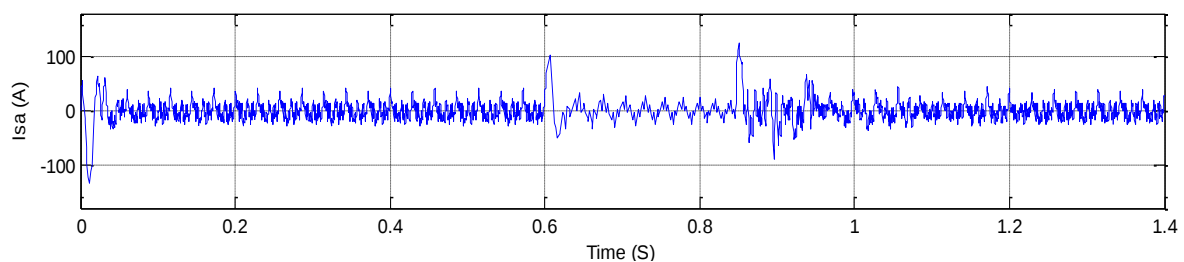


Figure(III.21):Le flux rotorique (Wb)

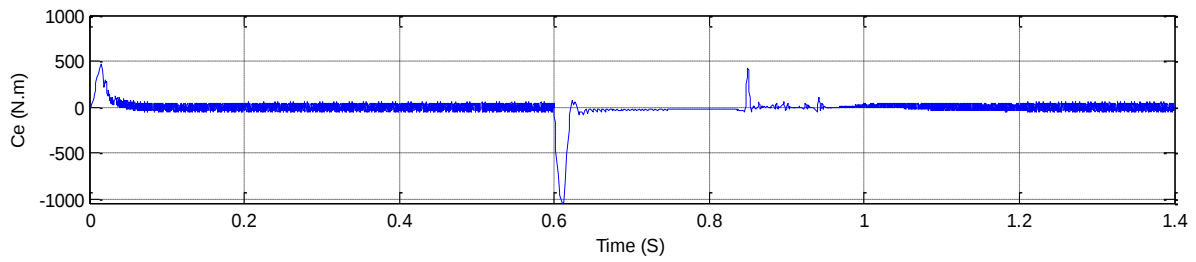
D'après l'allure de la *CVD* de la *MAS* lors de l'application du couple électromagnétique on remarque que la composante quadratique du flux rotorique (Q_{rq}) reste constante pendant cette essai par contre la composante directe (Q_{rd}) correspond à la consigne, ce qui montre l'efficacité du *découplage* entre le flux et le couple, et aussi c'est un synonyme de grandes capacités dynamiques.

III.3.3. Réponse à une inversion de vitesse:

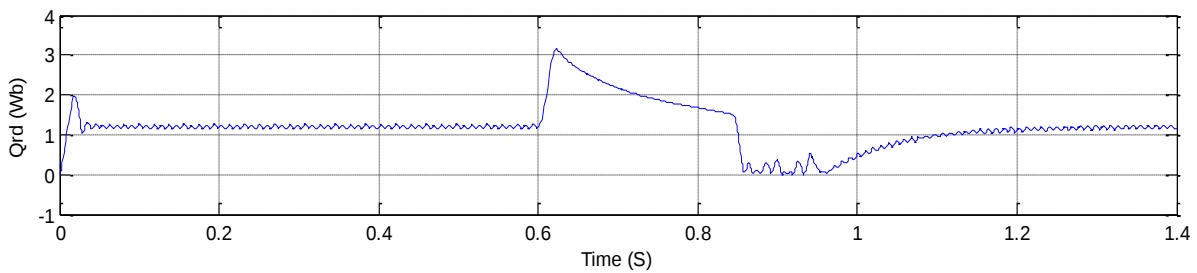
Cette essai compte sur le changement de consigne de la vitesse de rotation brusquement de 110 rad/sec à -110 rad/sec à l'instant $t=0,6 \text{ S}$.



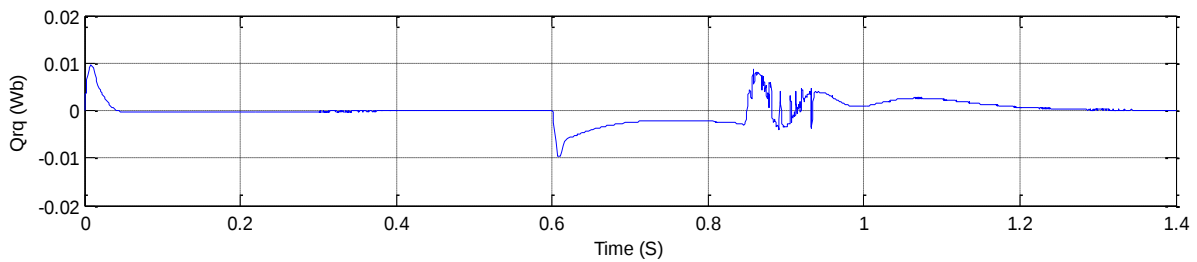
Figure(III.22):Le Courant de la phase (a) statorique (A)



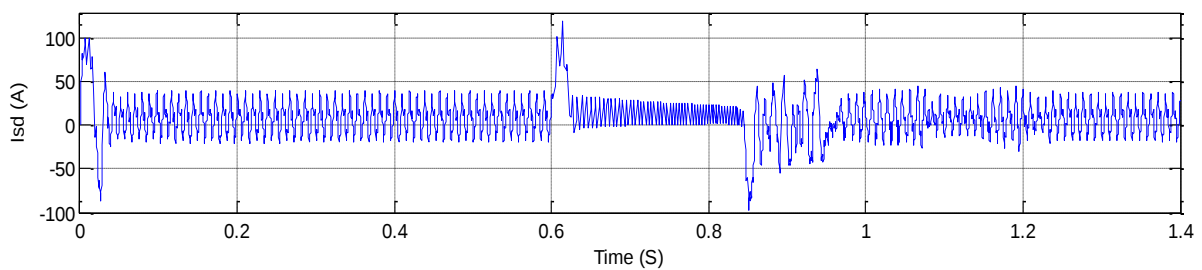
Figure(III.23):Le Couple électromécanique ($N.m$)



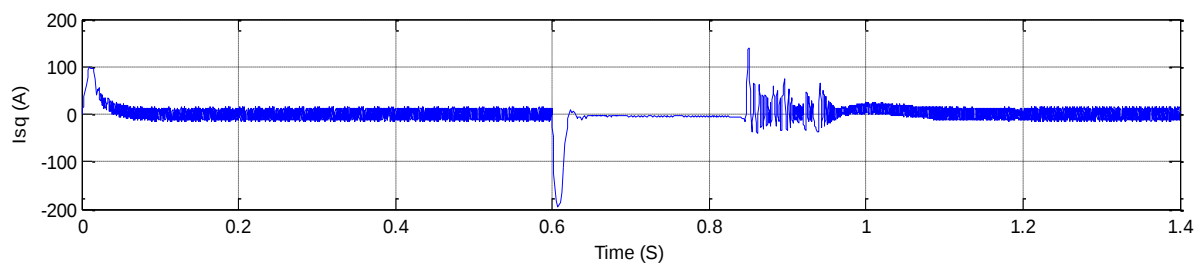
Figure(III.24):La composante directe du Flux rotorique (Wb)



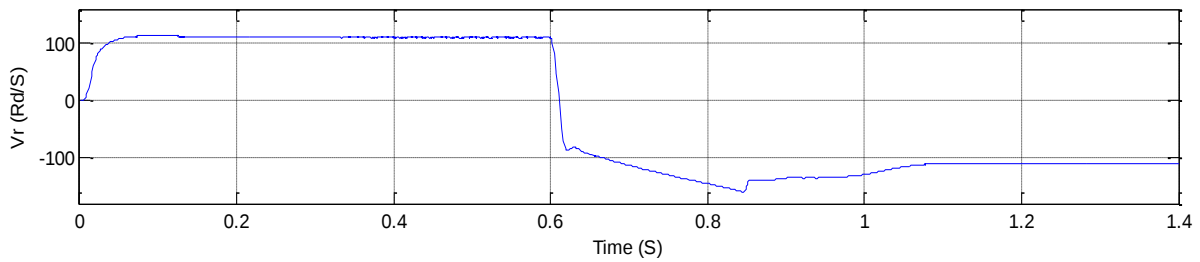
Figure(III.25):La composante quadratique du Flux rotorique (Wb)



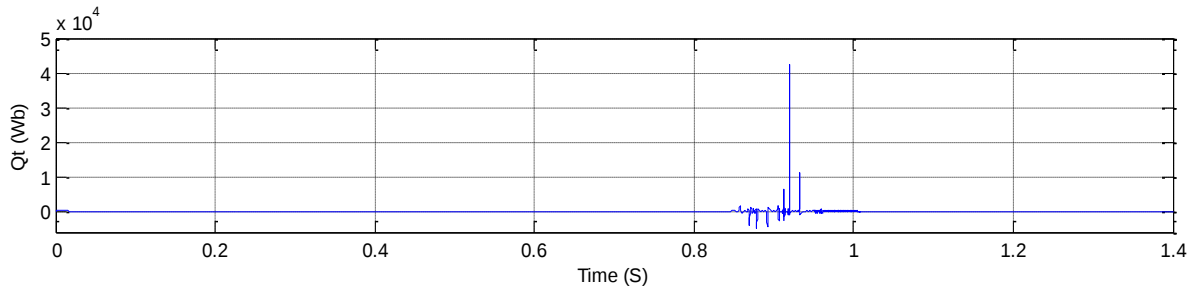
Figure(III.26):La composante directe du courant statorique (A)



Figure(III.27):La composante quadratique du courant statorique (A)



Figure(III.28):La vitesse de rotation (Rd/S)

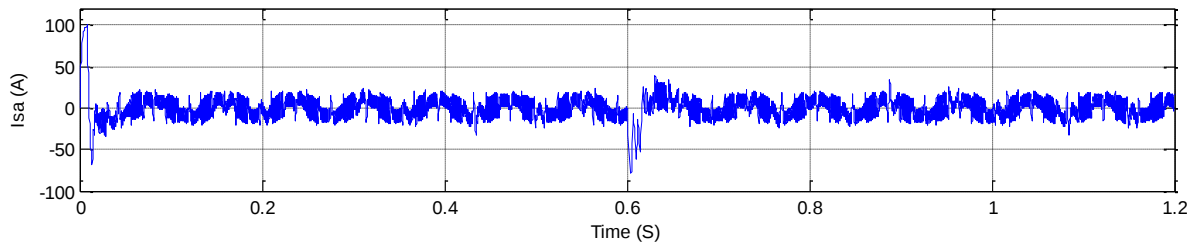


Figure(III.29):Le flux rotorique (wb)

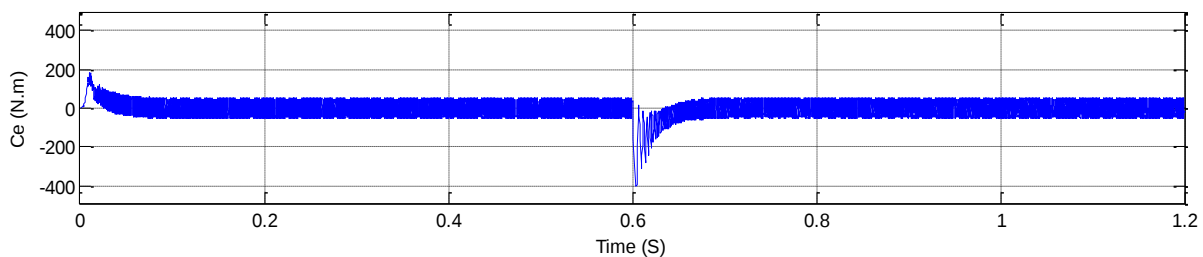
L'allure de la CVD lors de l'inversion du sens de rotation montre *le découplage* entre le flux rotorique et le couple, donc c'est une autre preuve de la robustesse et l'efficacité de la *technique* proposée.

III.3.4. Réponse à basse vitesse:

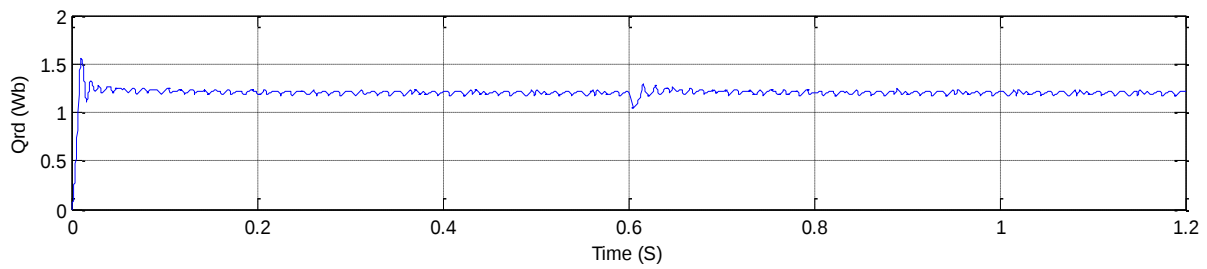
Cette expérience compte sur l'introduction d'un changement de la vitesse de rotation avec une basse consigne (de 40 rad/sec à -40 rad/sec), à l'instant 0,6 S.



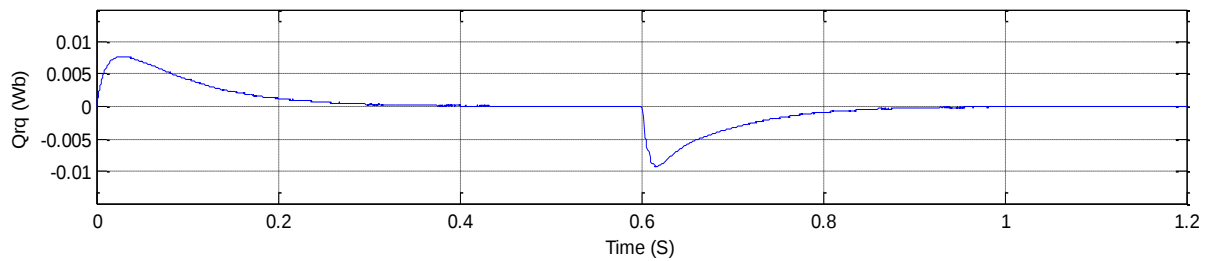
Figure(III.30):Le Courant de la phase (a) statorique (A)



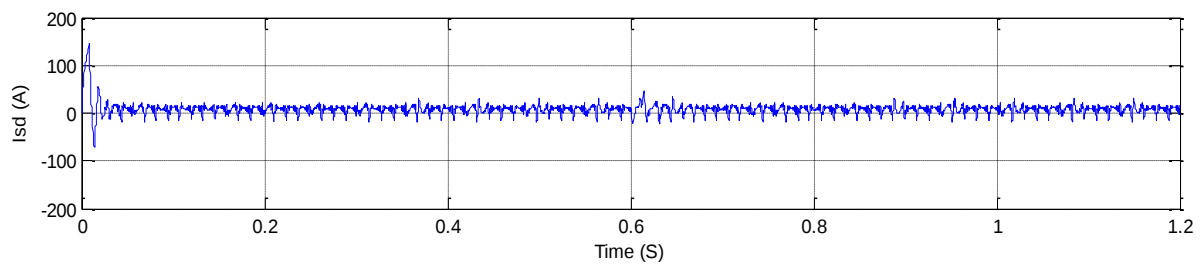
Figure(III.31):Le Couple électromécanique (N.m)



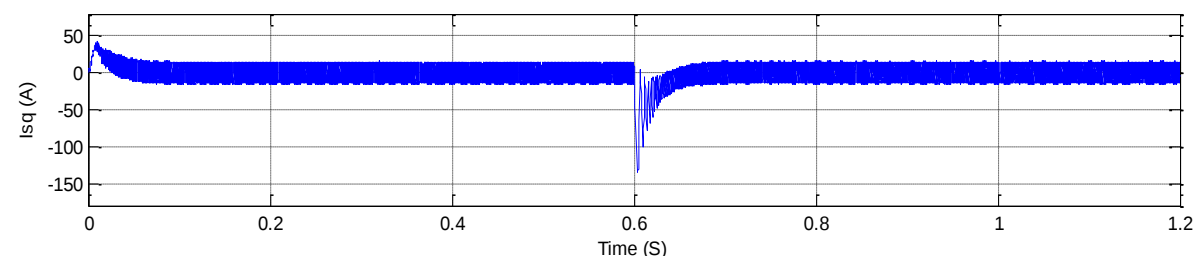
Figure(III.32):La composante directe du Flux rotorique (Wb)



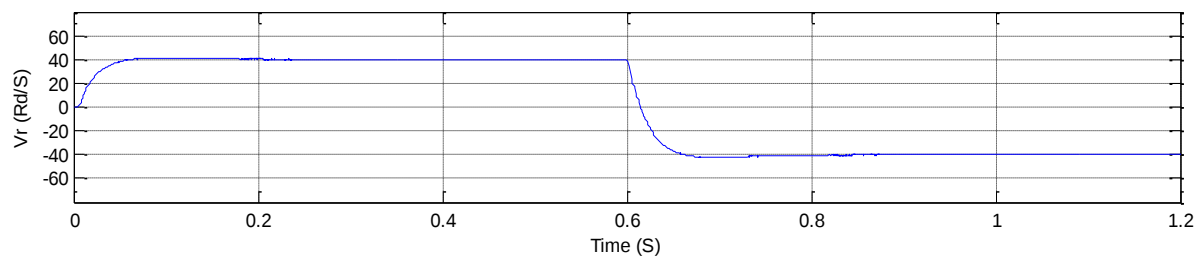
Figure(III.33):La composante quadratique du Flux rotorique (Wb)



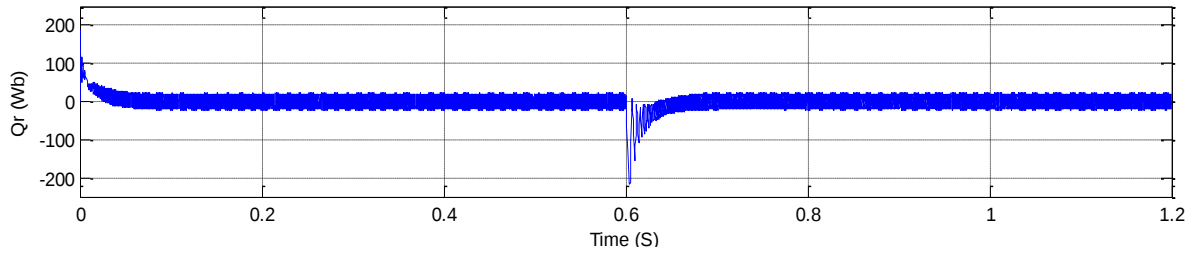
Figure(III.34):La composante directe du courant statorique (A)



Figure(III.35):La composante quadratique du courant statorique (A)



Figure(III.36):La vitesse de rotation (Rd/S)



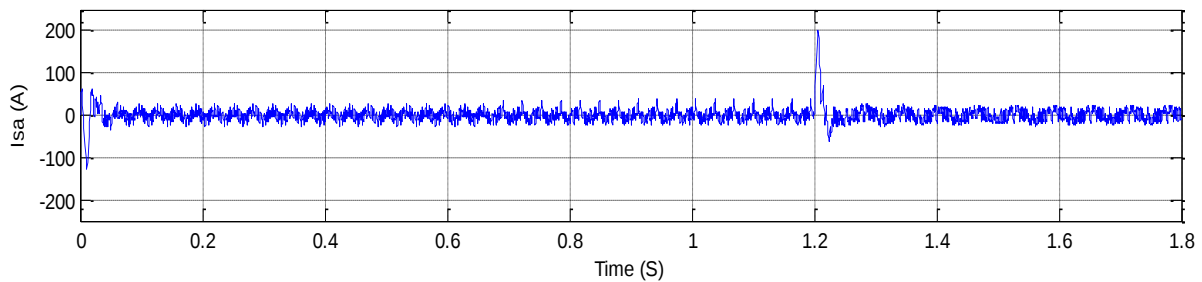
Figure(III.37):Le flux rotorique (wb)

Les résultats obtenues montrent *le découplage* reste entre le flux et le couple avec quelques perturbation lors de la variation de la vitesse. Donc on peut dire que c'est la frontière du plage de travail de la CVD.

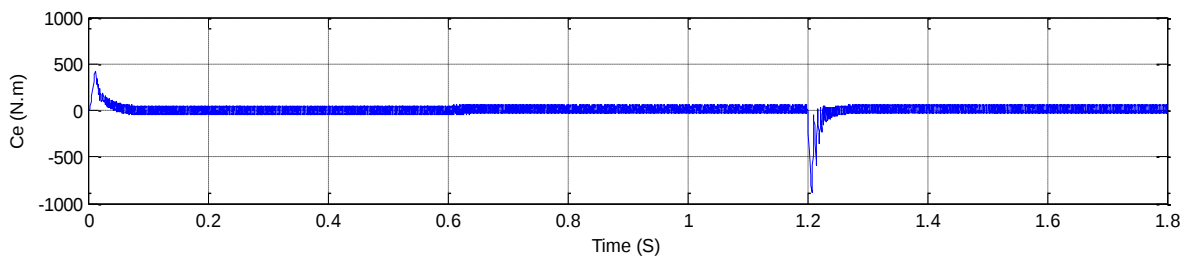
III.3.5. Essai avec variation du couple de charge et inversion du sens de rotation:

Finalement notre dernière essai comporte deux tâche :

- Sens de rotation inverser de 100 Rad/S à -50 Rad/S à 0.6 S .
- Application d'un couple résistant de 15 N.m à 1.2 S .



Figure(III.38):Le Courant de la phase (a) statorique (A).



Figure(III.39):Le Couple électromécanique ($N.m$)

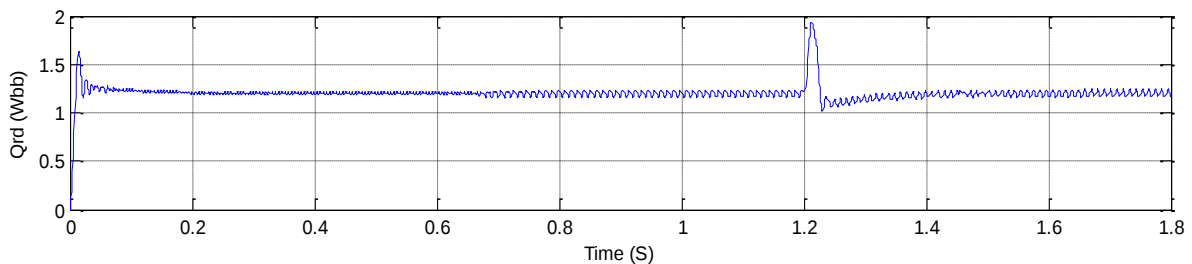
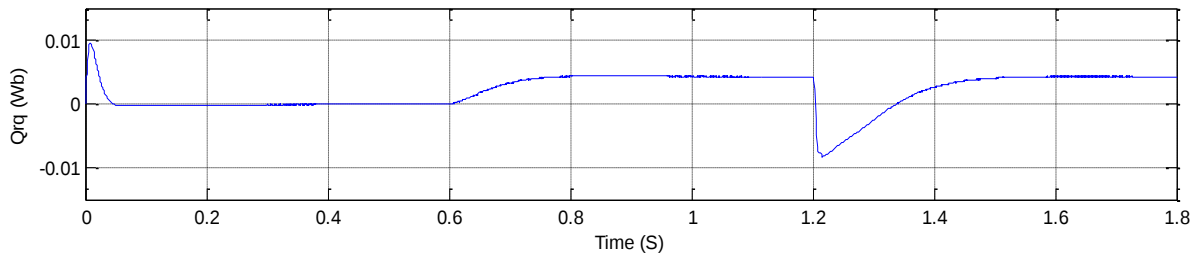
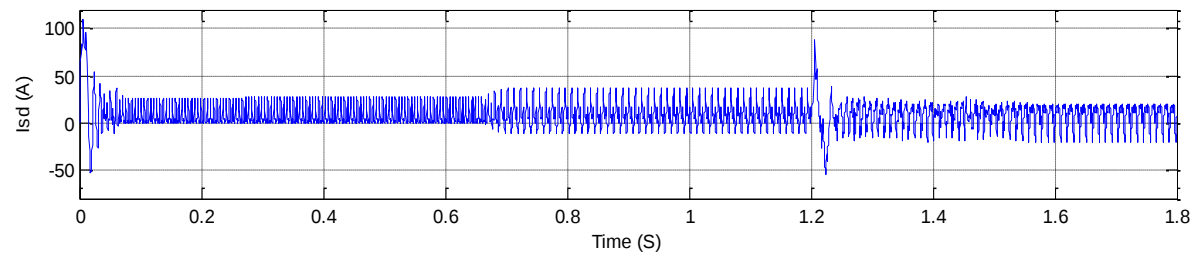


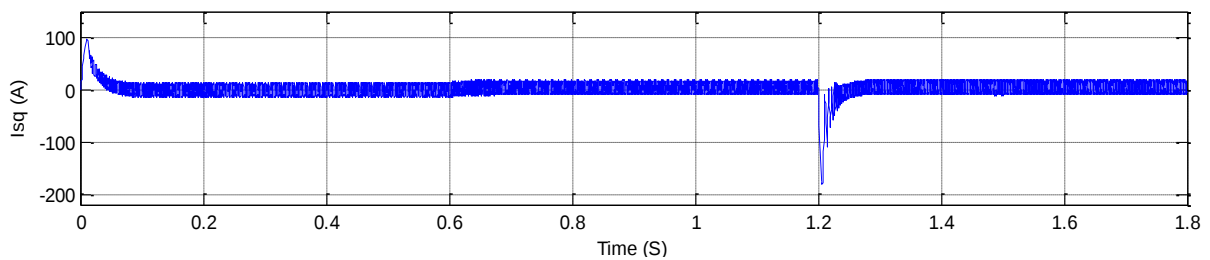
figure (III.40) La composante directe du Flux rotorique (Wb)



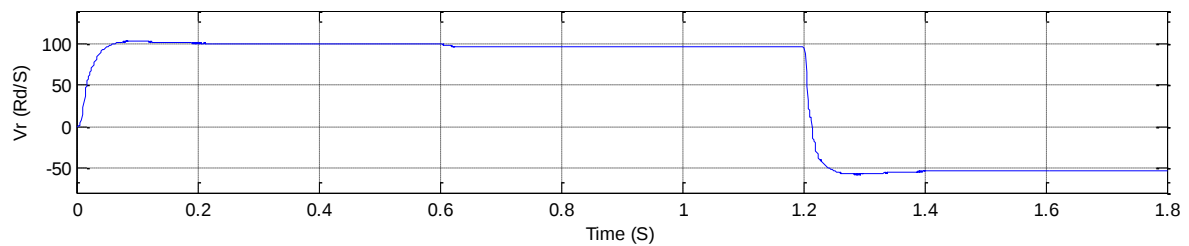
Figure(III.41):La composante quadratique du Flux rotorique (Wb)



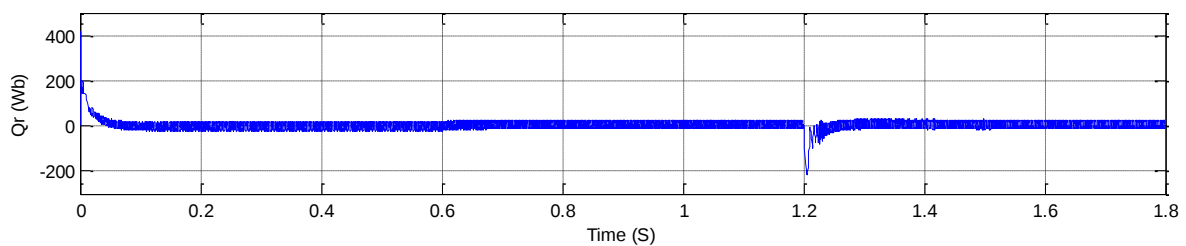
Figure(III.42):La composante directe du courant statorique (A)



Figure(III.43):La composante quadratique du courant statorique (A)



Figure(III.44):La vitesse de rotation (Rd/S)



Figure(III.45):Le flux rotorique (wb)

Les résultats obtenus nous permet de dire que la *CVD* de la *MAS* montre une réponse positive au changement du vitesse et du couple, et le *découplage est assuré*.

III.4.Conclusion:

Cette partie de notre travail montre la simulation et l'interprétation des résultats de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone associée par un onduleur de tension triphasé trois niveaux de type *NPC*, toutes les expériences sont faites à l'aide du *Matlab – Simulink*. Pour se faire nous avons appliqué deux tâches de simulation, d'abord nous avons commencé par l'association Convertisseur-machine, en suite la *CVD* de la *MAS*

La première tâche a pour but de préparer la machine et son alimentation électrique ainsi que la présentation du couplage *couple/flux*, en commence par le fonctionnement vide et en suite l'introduction d'une charge de 30 N.m à l'instant $t=0,6 \text{ S}$.

Dans la seconde tâche nous avons réalisé la simulation de la *CVD* de la *MAS*. Quatre essais des différentes modes de fonctionnement sont appliqués pour tester les performances et la robustesse de cette technique. Les résultats de simulation montrent que les objectifs soulignés ont été atteints en découplant le flux et le couple. Reste de dire que lors des changements de vitesse ou de l'application du couple de charge, notre technique de commande présente des perturbations influe sur les signaux électriques donc génère des pollutions harmoniques.

Conclusion générale

Conclusion générale:

La machine asynchrone s'est imposée dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction. Une étude générale de la MAS a été menée sur le plan de sa constitution et sa modélisation aussi bien dans le repère triphasé que dans le repère diphasé de *Park*. Cette modélisation est validée par une simulation qui a permis d'étudier le comportement des grandeurs électromagnétiques et mécaniques. Elle a aussi révélé le couplage entre le flux et le couple.

Après un aperçu bibliographique sur la machine asynchrone, on s'est intéressé à sa modélisation dans un repère biphasé, pour ensuite se consacrer aux différentes stratégies de commande des convertisseurs statiques continu/alternatif et particulièrement à la stratégie de modulation par largeur d'impulsion.

Afin de réaliser la commande de la machine asynchrone, différentes stratégies ont été présentées et parmi elles, la stratégie de commande vectorielle en puissance par orientation du flux statorique. C'est ce contrôle qui a été mis en œuvre sous l'environnement *Matlab/Simulink*.

Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande implémentée présente des performances satisfaisantes.

En se basant sur les différents résultats obtenus, un ensemble de perspectives peuvent être envisagées à savoir :

- ✓ Notre mémoire s'étant concentré sur l'étude théorique et sur des résultats de simulation, il serait donc intéressant de les tester expérimentalement.
- ✓ Utiliser des techniques de commande adaptatives pour augmenter les performances et la robustesse de la commande en puissance de la MAS.
- ✓ Etudier la MAS associée à d'autres stratégies de commande.
- ✓ Utiliser d'autres types de convertisseurs de fréquence, tels que les convertisseurs matriciels adaptés aux grandes puissances.
- ✓ Utilisation des onduleurs avec des niveaux élevés (cinq ou sept niveaux), pour avoir des bonnes qualité des signaux électriques à la sortie de l'onduleur.
- ✓ Application de la technique *MLI* vectorielle car c'est la plus adapté à la *CVD*.
- ✓ Remplacer des régulateurs *PID* par d'autres numériques telle que les régulateur à logique floue .

Références Bibliographies

Références Bibliographies

- [1] Hamadi Safi Allah," Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut ", Thèse de master ,Université –Msila,2015.
- [2] Abdelli, R " Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec défauts au stator et au rotor ", mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2007.
- [3] Cherier.F, Amade. G, « Modélisation en vue du diagnostic des défauts dans une machine asynchrone » mémoire d'Ingénieur d'Etat, Université M'hamed Bougara-Boumerdès, 2009
- [4] E. Gaucheron, «Les moteurs électriques... pour mieux les piloter et les protéger», 2018
- [5] M.Bouharkat, « Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique »Thèse de doctorat, Université Batna, Février 2006
- [6] Hakima Cherif, « détection des défauts statorique et rotorique dans la machine asynchrone en utilisent l'analyse par FFT et ondelettes » mémoire de magister, Université mohamed khider biskra, 2014
- [7] Z.Ait Ouali, , « Application de FPGA à la commande d'un moteurasynchrone » mémoire magister, université Mouloud Mammerie de Tizi-Ouzou ,2015.
- [8] Claude CHEVASSU, MACHINES ÉLECTRIQUES Cours et Problèmes, école national supérieur maritime, France 2012.
- [9] Alain Charbonne, « Le moteur asynchrone triphase », Site internet « <https://sti.discip.ac-caen.fr> » avril 2018
- [10] LOUHI.M, cours du câblage des armoires électriques institue supérieur de formation professionnel d'Annaba 2017.
- [11] Hamadi Safi Allah," Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut ", Thèse de master ,Université –Msila,2015.
- [12] J. P. Plateaux, " La conception et la réalisation d'un redresseur à Modulation de Largeur d'Impulsion à faible pollution harmonique ", *Mémoire CNAM, Paris 1993*.
- [13] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausier, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance, *Volume 4 : La conversion continu - Alternatif* ", Lavoisier, 1995.
- [14] GUY SEGUIER, FRANCIS LABRIQUE Les convertisseurs de l'électronique de puissance, volume 4, La conversion continu-alternatif. Technique et documentation Lavoisier 1989.
- [15] A. Lega: « Multilevel Converters: Dual Two-Level Inverter Scheme », Thèse de Doctorat de l'Université de Bologne, March 2007.
- [16] Houria Ben Zemammouch « Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multi niveaux à base de GTO et d'IGBT », Mémoire Présenté en vue d'obtention du diplôme de Magister, Université Badji Mokhtar Annaba.2010.

- [17] Ammiche Abdennour «Commande des onduleurs multi-niveaux de tension à diode flottante » mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du Diplôme de master en génie électrique. Université de m'sila 2012/2013.
- [18] GUERFI YOUCEF . «Régulation des onduleurs multi niveaux par un régulateur à logique floue» MEMOIRE Présenté en vue de l'obtention du diplôme de MAGISTER
- [19] Chekima Djamel, «Commande d'une Machine Asynchrone par Logique Floue», mémoire master ,Université d'EL-Oued, 2014.
- [20] Ferhat. Hadjer « Commande adaptative floue d'un moteur Asynchrone » mémoire de master, université de Mohamed Boudiaf- M'sila 2016.
- [21] M. Hamata omar et m. Louchen nourdine « Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation » Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].
- [22] Bensmail Samia « Optimisation Et Gestion d'Energie D'un Système Hybride A Energies Renouvelables », thèse de doctorat, Laboratoire de Technologie Industrielle et de l'Information(LTII), Université A.MIRA-BEJAIA,201/2017
- [23] Michel pinard «commande électronique des moteurs électriques».Dunod, Paris, 1998.
- [24] S. Hadad, M. Charif, «Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone», Mémoire ingénieur, université Mohamed Boudiaf Msila, 2005.
- [25] R. Abdessemed et M. Kadjoudj « Modélisation des machines électriques » presse de l'université de Batna.
- [26] Lourci. N « Contribution à l'étude et à la commande d'un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes .Application à la conduite d'une machine asynchrone triphasée », Thèse de magister, ENP, Alger 2000.
- [27] R. Abdessamed, M. Kadjoudj,, Modélisation des machines électriques,, presses, Université deBatna, 1997.
- [28] M r : R.MEZIANE M r : N.OUERDI << Etude et commande de la machine Asynchrone>> En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Electrotechnique Option : machines électriques, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU 2007/2008
- [29] Modélisation de L'ensemble MAS-Convertisseur Statique thesis.univ-biskra.dz
- [30] DELLALOU KHEIREDDINE MÉMOIRE Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Master Stratégies De Commande Des Onduleurs Multiniveaux (MLI ST et MLI Vectorielle), université de Annaba ;2019
- [31] H. Ben Zemamouche, "Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multi niveaux à base de GTO et d'IGBT", Mémoire de Magister ; université de Annaba ;2010
- [32] J.P.Hantier, J.P.caron, « convertisseur statique, méthodologie causale de modélisation et de commande », Editions Techniques, 1999

- [33] M. S. Kelai, « Amélioration de la Qualité d'Energie Délivrée Par Un Onduleur Multi niveaux Alimentant Une Machine Asynchrone A Cage » Thèse De Doctorat, Université d'Alger, 2007.
- [34] Mr Abdesselam Barkat Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du Diplôme de Master]Etude d'un onduleur multi-niveaux en cascade de type 3/2, Université Larbi Ben M'hidi 2017/2018
- [35] S. Khojet El Khil , «Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ».Thèse de Doctorat, INP de Toulouse 2006.
- [36] S. REZGUI, «Commande de machine électrique en environnement matlab/simulink et temps réel». Mémoire de magister, université de Constantine, 2009.
- [37] M. O. MAHMOUDI, « Sur la Commande de la MAS Alimentée en Tension. Etude de l'Étage d'Alimentation de la MAS : Commande par Mode de Glissement avec Orientation du Champ », Thèse de Doctorat d'état en Génie Électrique, ENP, 1999.

Résumé

Titre du mémoire:

Mots clés : Moteur asynchrone, Modélisation, Commande vectorielle, Onduleur de tension multi-niveaux, Régulateur PI, MATLAB /SIMULINK.

Résumé : le travail effectué porte sur une modélisation et simulation de la commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone, cet dernier est alimenté par un onduleur de tension multi-niveaux à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinusoïdale à double porteuse triangulaires unipolaire. Le but c'est étudier et analyser les performances de la CVD, et l'utilisation de l'onduleur multi-niveau pour améliorer la qualité de signal électrique qui alimente la machine. Cette commande est constituée des régulateurs PI indépendants, qui règlent le flux rotorique, le couple et la vitesse.

Les signaux de simulation obtenus par MATLAB/SIMULINK ont montré l'importance de l'utilisation des onduleurs multi-niveaux de type NPC qui permet d'avoir un taux d'harmonique minimisé ainsi que l'efficacité de la méthode de commande proposée (CVD).

Abstract

Report title:

Keywords: Asynchronous Motor, Modeling, Vector Control, Multi-level Voltage Inverter, PI Controller, MATLAB / SIMULINK.

Abstract: the work carried out relates to a modeling and simulation of the direct vector control with orientation of the rotor flux of an asynchronous motor, the latter is supplied by a multi-level voltage inverter with sinusoidal pulse width modulation (PWM) with double carrier unipolar triangles. The goal is to study and analyze the performance of the CVD, and the use of the multi-level inverter to improve the quality of the electrical signal that supplies the machine. This control consists of independent PI regulators, which regulate the rotor flux, the torque and the speed.

The simulation signals obtained by MATLAB/SIMULINK showed the importance of the use of multi-level inverters of the NPC type which made it possible to have a minimized harmonic rate as well as the efficiency of the proposed control method (CVD).

المخلص

عنوان المذكرة:

الكلمات المفتاحية: المحرك غير المتزامن، النمذجة، التحكم الشعاعي، موج توتر متعدد المستويات، معدلات PI، MATLAB/SIMULINK،

المخلص: يتعلق العمل الذي تم تنفيذه بنمذجة ومحاكاة التحكم الشعاعي المباشر بتوجيه تدفق الدوار لمحرك غير متزامن، هذا الأخير يتم تغذيته بواسطة عاكس جهد متعدد المستويات مع تعديل عرض النبض الجيبي (PWM) مع حامل مثلثي مزدوج أحادي القطب. الهدف هو دراسة وتحليل أداء CVD، واستخدام العاكس متعدد المستويات لتحسين جودة الإشارة

الكهربائية التي تزود الجهاز. يتكون هذا التحكم من معدلات PI مستقلة ، والتي تنظم تدفق كل من الجزء المتحرك والعزم والسرعة.

أظهرت إشارات المحاكاة التي تم الحصول عليها بواسطة $MATLAB / SIMULINK$ أهمية استخدام محولات متعددة المستويات من النوع NPC الأمر الذي ممكن من الحصول على معدل توافقي منخفض بالإضافة إلى الكفاءة العالية لنظام التحكم المقترحة (CVD).