



N° d'ordre :

N° de série :

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



Université Ch. HAMMA LAKHDAR D'EL-Oued
Faculté de La Technologie Filière : Génie Mécanique

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

OPTION : Electromécanique

Thème

Commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasé

Devant le jury composé de:

Dr: MILOUDI Khaled

Dr: LABIOD Chouaib

Dr: MOHREM Abdelkrim

Dr: GUIA Housseem Eddine

Président

Examineur

Examineur

Encadreur

Réalisé Par:

- NOUARI Ilyas

-KEHIHA Ahmed

-BEN AOUALI Houssam Eddine

- CHAOUKI Ahmed Rami

Année Universitaire : 2021/2022

DEDICACE

*Avec Une Profonde Gratitude Et Des Mots Sincères, Je Dédie Cet
Humble Travail De Fin D'études A Mes Chers Parents Qui M'ont Apporté
Tout Leur Soutien Pour Assurer Ma Réussite Et Eclairer Mon Chemin,
Ainsi Que Leur Amour Fort Et Leurs Conseils Avisés.*

J'espère Leur Redonner Un Jour

*Un Peu De Ce Qu'ils M'ont Fait, Que Dieu Les Bénisse Et Longue Vie. Je
Dédie Egalement Ce Travail A*

*Mon Grand-père Allah Y'rahmo, Mon Frère Et Ma Sœur, Mes Amis
Proches Abd El-Malek & Ihab, Et A Tous Ceux Qui Me Sont Chers.*

KEHIHA Ahmed

*Je dédie cet humble travail Aux personnes les plus chères à mon cœur,
ma mère et mon père, qui m'ont soutenu pendant mes études et à qui
je serai éternellement reconnaissant - A tous les professeurs qui m'ont
aidé d'une manière ou d'une autre à décrocher mon master
Électromécanique. A tous mes amis, et particulièrement à mon ami et
camarade de classe d'Ismail.*

NOUARIILYAS

*Je dédie ce travail à tous ceux qui m'ont aidé en particulier Mon père et ma
mère et les deux petite anges de ma famille ADAM et AYA . À mes chers frères
et amis avec qui j'ai partagé ma tristesse et ma joie, et en terminant, je tiens à
remercier tout le personnel de l'université, y compris les professeurs.*

CHAOUKI AHMED RAMI

*Je dédie ce travail à ma mère et mon père comme un sacrifice
Merci beaucoup pour leur grand soutien
Sacrifice continu pour réussir et obtenir un certificat de fin d'études
Ma grand-mère "*

BEN AOUALI HOUSSAMEDDINE

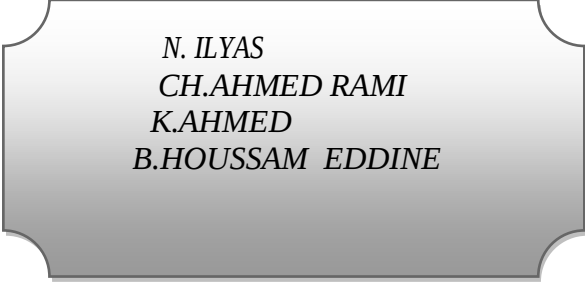
REMERCIEMENT

Nous voudrions exprimer notre profonde gratitude à Dieu pour sa bonté sa santé et sa patience. Nous remercions le comité qui a discuté de cette note et Monsieur GUIA HOUSSEM EL DIN de nous avoir donné cette opportunité.

Nous remercions l'Université de Ch. HAMMA LAKHDAR D'EL - Oued de nous avoir fourni un terrain de recherche et de nous avoir permis d'étudier ici.

Nous remercions tous les membres du jury qui nous ont accordé un tel honneur ainsi que les étudiants de deuxième année à la maîtrise en génie mécanique plus spécifiquement en électromécanique.

Notre gratitude va à tous nos professeurs qui ont participé à notre réhabilitation durant ces années ainsi qu'à tous nos camarades de classe. Nous remercions tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.



*N. ILYAS
CH.AHMED RAMI
K.AHMED
B.HOUSSAM EDDINE*

TABLE DES MATIERES

DEDICACE	I
REMERCIEMENT	II
TABLE DES MATIERES	III
Liste des figures	IX
Liste des Tableaux	XI
Introduction Générale	1

*Chapitre I**Généralité sur le moteur asynchrone et sa commande*

I.1.Introduction :	3
I.2. Définition et description:.....	3
I.3.Présentation dumoteurasynchrone:	3
I.4. Constitution d'un moteur asynchrone :	4
I.4.1. Stator :	4
I.4.2. Rotor :	5
I.4.2.1-Rotor à cage d'écureuil :	5
I.4.2.2-Rotor bobiné :	5
I.4.2.3-Rotor à double cage :	6
I.4.2.4-Rotor à encoches profondes:	6
I.4.3. L'entrefer:.....	7
I.4.4. Les organes mécaniques :	7
I.5.Principe de fonctionnement de moteur asynchrone :	7
I.6. Bobinage de la machine asynchrone:.....	8
I.6.1. Branchement du moteur sur le réseau triphasé:	9
I.6.2. Isolation du bobinage:	9
I.6.3. Classes d'isolation thermiques:	10
I.7. Utilisation du moteur asynchrone :	10

I.8. Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone :	11
I.8.1. Les avantages du moteur asynchrone :	11
I.8.2. Les inconvénients du moteur asynchrone :	11
I.9. Variation de vitesse d'un moteur asynchrone :	11
I.9.1. Fonctionnement à vitesse constante :	11
I.9.2. Fonctionnement à vitesse variable :	12
I.10. Système d'alimentation du moteur asynchrone.....	13
I.11. La Fonction d'un moteur asynchrone :	13
I.12. Les Caractéristiques électromécaniques :	13
I.12.1. Le couple :	14
I.12.1.1. Le couple mécanique:	14
I.12.1.2. Le couple électromagnétique (Cem):	14
I.12.1.3. Le couple utile (Cu):	14
I.12.2. La plaque signalétique d'un moteur asynchrone:	15
I.13. Puissance avec rendement:	16
I.13.1. Bilan des puissances:	16
I.14. Démarrage d'un moteur asynchrone :	18
I.14.1. Démarrage direct (rotor à cage d'écureuil) :	18
I.14.2. Démarrage étoile-triangle (rotor à cage d'écureuil):	19
I.14.3. Démarrage avec auto transformateur.	19
I.14.3-a-Premier temps:.....	19
I.14.3-b-seconde fois :	20
I.14.3-c-Troisième temps :	20
I.14.4-Démarrages électroniques (SOFTE STARTER):.....	21
I.15. Tableau des différentes comparaisons des démarrages :	22
I.16. Freinage des moteurs asynchrones :	23
I.16.1. Stop libre:	23
I.16.2. Stop contrôlé:.....	23

I.16.3. Freinage électronique :	23
I.16.3.1. Freinage hyper-synchrone :	23
I.16.3.2. Freinage par CC (courant continu).....	23
I.16.3. 3. Freinage à contre-courant:.....	24
I.16.3.4. Freinage par injection de COURANT CONTINU	24
I.16.4. Freinages mécaniques	25
I.16.4.1. Freinage à appel de courant:	26
I.16.4.2. Freinage à manque de courant:	26
I.17. Modèles dynamiques liés aux commandes de MAS :	27
I.17.1. Contrôle scalaire :	27
I.17.2 Contrôle vectoriel à flux orienté :	27
I.17.2.1. Principe :	28
I.17.3 Contrôle direct du couple (DTC) :	28
I.17.3.1. Principe :	28
I.18. Protection des machines asynchrone :	29
I.18.1 Dispositifs de protection contre les courts-circuits :	29
I.18.1.1. Les fusibles (coupe-circuits) :	29
I.18.1.2. Les disjoncteurs magnétiques :	29
I.18.2 Dispositifs de protection contre la surcharge :	29
I.18.2.1. Relais de surcharge thermique bimétallique :	29
I.18.2.2. Relais de sonde à thermistance PTC :	29
Conclusion.....	29

Chapitre II

Modélisation et commande Directe du couple de la MAS

II.1. Introduction.....	30
II.2. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE:.....	30
II.2.1. Hypothèse Simplificatrices :	30
II.2.2. Modèle dynamique de la MAS.....	31

II.2.3. Les équations Générales De La Machine Asynchrone Triphasée :	32
II.3. Transformation triphasé-biphasé:.....	34
II.3.1. Transformation triphasé « a b c » → biphasé « $\alpha \beta$ » :.....	34
II.3.2. Transformation de PARK:	35
II.4. Choix Du Référentiel :	36
II.5. Transformation De PARK Applique a la MAS Triphasé :	37
II.5.1. Modèle de La MAS Triphasée Dans Repère De Park:	38
II.5.2. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère lie au stator:	39
II.6. SIMULATION DE MOTEUR ASYNCHRONE	40
II.6.1. Résultats de simulation de MAS :	40
II.6.1.1. Résultat de simulation de la machine Asynchrone à vide $C_r=0$:.....	40
II.6.2. Interprétations :.....	41
I.6.3. Résultat De Simulation De La Machine Asynchrone En charge $C_r=10$ N.m:	42
I.6.3.1. Interprétations :.....	43
II.7 ONDULEUR DE TENSION :	43
II.7.1.Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé :	43
II.7.2. Résultat de Simulation L'un onduleur triphasé à commande MLI sinus triangulaire : ..	45
II.8. Commande DTC D'un Machine Asynchrone:.....	45
II.8.1. PRINCIPE DE DTC CLASSIQUE:.....	46
II.8.2 Caractéristique générales d'une commande directe de couple :	46
II.9. Contrôle du couple électromagnétique et du flux statorique :	46
II.9.1. Contrôle direct du vecteur flux statorique :	47
II.9.2. Contrôle de couple électromagnétique :	48
II.9.3. Choix du la vecteur tension V_s :.....	49
II.10. Estimation de DTC machine asynchrone :.....	50
II.10.1. Estimation du Flux Statorique :.....	50
II.10.2. Estimation du couple électromagnétique:	50
II.11. Elaboration du vecteur de commande:	50

II.11.1. Correcteur de flux :	50
II.11.2. Le correcteur du couple :	51
II.11.3 Le correcteur à deux niveaux :	51
II.11.4. Le correcteur à trois niveaux :	52
II.12. Elaboration de la table de commutation :	52
II.13. La régulation de la vitesse :	53
II.14. LA STRUCTURE DE LA COMMANDE DTC D'UNE MAS :	53
II.14.1. Résultat De Simulation De Commande DTC classique Appliquée A La Machine asynchrone :	53
II.14.2. Interprétation de résultat :	55
II.14.3. Interprétation de résultat :	55
Conclusion.....	55

Chapitre III

Simulation et interprétation des résultats de la commande DTC

III.1. Introduction.....	56
III.2. ONDULEUR DE TENSION :	56
III.3. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION:.....	56
III.4. TECHNIQUE DE COMMANDE PAR MLI VECTORIELLE (SVM) :	58
III.5. PRINCIPE DE LA MLI VECTORIELLE :	58
III.6. LES ETAPES DE LA REALISATION D'UNE MLI VECTORIELLE :	58
III.6.1 Etape 1. Détermination Des Tensions De Référence $V_{s\alpha}V_{s\beta}V_{ref}$:	58
III.6.2 Etape 2. Détermination Du Secteur θ :	61
III.6.3 Etape 3. Calcul Des Temps D'application (T_1, T_2, T_0) Des Etats De L'onduleur : ..	61
III.6.4 Etape 4. Calcul Des Rapports Cycliques De Commutation Pour Chaque	63
III.7. Résultat de simulation de commande DTC classique appliquée à la machine asynchrone :	65
III.7.1. Tests de la variation des bandes de régulateurs à hystérésis	65
III.7.2. Interprétation De Résultat :	64

III.8. DESCRIPTION DE LA DTC-SVM :	66
III.8.1 SIMULATION DE COMMANDE (DTC-SVM) APPLIQUE A LA MACHINE ASYNCHRONE :	66
III.8.2. Interprétations Du Résultats :	67
III.9. ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES DEUX TECHNIQUES DE COMMANDE ..	67
Conclusion :	68
Conclusion Générale	69
Bibliographie	
Annexes	
RESUME	

Chapitre I

Figure I.1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone.	4
Figure I.2 : Exemple de stator d'une MAS.	4
Figure I.3 : Rotor à cage d'écureuil.....	5
Figure I.4 : Rotor bobiné.	6
Figure I.5: rotor à double cage.	6
Figure I.6 : Symboles électriques du moteur asynchrone à rotor bobiné et à cage d'écureuil.	7
Figure I.7 : Bobinage de la machine asynchrone.	9
Figure I.8 : la plaque à bornes.	9
Figure I.9 : Couplage des moteurs.....	9
Figure I.10 : Schématisation de l'isolation d'encoches.	10
Figure I.11 : Dispositifs de sécurité et de commande.....	12
Figure I.12 : a) Schéma fonctionnel d'un système qui utilise un variateur de vitesse pour moteur asynchrone.	12
Figure I.12 : b) un variateur de vitesse altivar 11	12
Figure I.13 : Schéma global de l'alimentation de la MAS.	13
Figure I.14: La caractéristique mécanique du couple en fonction de la vitesse de MAS.....	14
Figure I.15 : Les plaques signalétiques des moteurs asynchrones.	15
Figure I.16 : Puissance et rendement.	16
Figure I.17 : a) circuit de puissance électrique.....	17
Figure I.17 : b) Bilan des puissances d'MAS.	17
Figure I.18 : Exemple de schéma de mise en œuvre : Démarrage direct d'un moteur asynchrone triphasé en deux sens de marche.	18
Figure I.19 : Le rapport de couple et courant en fonction de rapport de la vitesse pour un démarrage direct.	19
Figure I.20 : Exemple de schéma de mise en œuvre d'un démarrage étoile-triangle.....	19
Figure I.21 : Schéma de puissance et de commande de démarrage par autotransformateur.	20
Figure I.22 : Le rapport de couple et de courant en fonction de rapport de la vitesse pour un démarrage autotransformateur.	20
Figure I.23 : Démarrages électroniques (SOFTE STARTER).....	21
Figure I.24 : Courbe de l'effet de la ventilation par rapport la vitesse de synchronisme.	22
Figure I.25 : Schéma de puissance et de commande.	24
Figure I.26 : Schéma de puissance avec commande.	25
Figure I.27 : Frein mécanique.	25

Figure I.28 : Les différentes classes de la commande vectorielle.....	28
--	----

Chapitre II

Figure II.1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.	32
Figure II.2 : Transformation de Clark en matlab.	34
Figure II.3 : Transformation de Concordia3/2 en <i>matlab</i>	34
Figure II.4 : Transformation de Park en <i>matlab</i>	37
Figure II.5 : Le Modèle de la machine après transformation de Park.	37
Figure II.6 : Représentation de la machine selon les axes (d-q).	38
Figure II.7 : Schéma Bloc De La MAS Alimentée Par Un Réseau Triphasé Equilibré.	40
Figures II.8 : Démarrage A Vide Du Moteur Asynchrone Triphasé Alimenté Par Une Source De Tension Equilibrée Sinusoïdale.....	41
Figure II.9 : Démarrage En Charge Du Moteur Asynchrone Lors D'une Application D'un Couple Résistant ($C_r=10\text{Nm}$ A $t=2\text{sec}$).	42
Figure II.10 : Schéma bloc de modalisation d'onduleur triphasé.....	42
Figure II.11 : Séquences de fonctionnement d'un onduleur et partition du plan complexe en six secteurs angulaires.....	44
Figure II.12 : Résultat de Simulation L'un onduleur triphasé à commande MLI sinus triangulaire.....	45
Figure II.13 : Influence de la sélection du vecteur tension sur le vecteur flux stator.....	48
Figure II.14 : représentation schématique des flux dans un repère d, q	48
Figure II.15 : Sélection du vecteur tension V_s selon la zone de fonctionnement.	49
Figure II.16 : a) Correcteur à hystérésis utilisé pour le contrôle vecteur du flux stator; b) Contrôle L'amplitude du flux du stator.	50
Figure II.17 : Schéma Bloc De La Régulation De Vitesse.	52
Figure II.18 : Schéma bloc de la DTC appliqué au moteur asynchrone.....	52
Figure II.19 : Résultats de Simulation du DTC du MAS en à Vide.....	53
Figure II.20 : Résultats de Simulation du DTC du MAS en charge.....	54

Chapitre III

Figure III.1. Schéma de principe d'un onduleur de tension triphasé alimentant le MAS.	57
Figure III.2. Décomposition du vecteur tension de référence V_{ref}	62
Figure III.3. Durées De Fermeture Des Interrupteurs Par Secteur.	64
Figure III.4 : Résultats de simulation correspondant aux changements de couple Électromagnétisme de la bande d'hystérésis.	65
Figure III.5. Résultats de simulation correspondant aux changements de flux stator Pour une bande de gens hystériques.	64
Figure III.6. Schéma De Simulation Complet commande DTC_SVM (en <i>matlab</i>) :	67
Figure III.7. Résultats de la simulation DTC-SVM.	68

Chapitre I

Tableau I.1 :Le type de couplage en fonction de la tension.	15
Tableau I.2 :Table des puissances et couple rendement de MAS.	18
Tableau I.3 : Des différentes comparaisons des démarrages.	23
Tableau I.4 :Avantages et inconvénients des freinages.	27
Tableau I.5 : Ce graphique montre les avantages et les inconvénients de la commande directe du couple.	28

Chapitre II

TableauxII.1 : Modèle De La MAS Triphasée Dans Repère De Park.	39
Tableau II.2 :Table de vérité pour un onduleur.....	45
Tableau II.3 :Table De Vérité De La Structure De La DTC.....	51

Chapitre III

Tableau III.1 : La tension à la sortie de l'onduleur dans différents états de l'interrupteur.	61
Tableau III.2 : Déterminer le secteur $N_i(i=1\ 2\ 3\ 4\ 5\ 6)$	61
Tableau III.3 : Temps d'application du vecteur par secteur.....	63
Tableau III.4 : Temps d'arrêt pour chaque secteur.....	63
Tableau III.5 : Une étude comparative des performances des commandes DTC classiques et DTC-SVM.....	69

Abréviations

MAS	Machine Asynchrone.
DTC	« Direct Torque Control »
SVM	« Space de Vecteur Modulation ».
MLI	Modulation De Largeur d'Impulsion.
PI	Correcteur Proportionnel-Intégrateur.
FOC	«Orientation Du Flux Rotorique»

Symboles

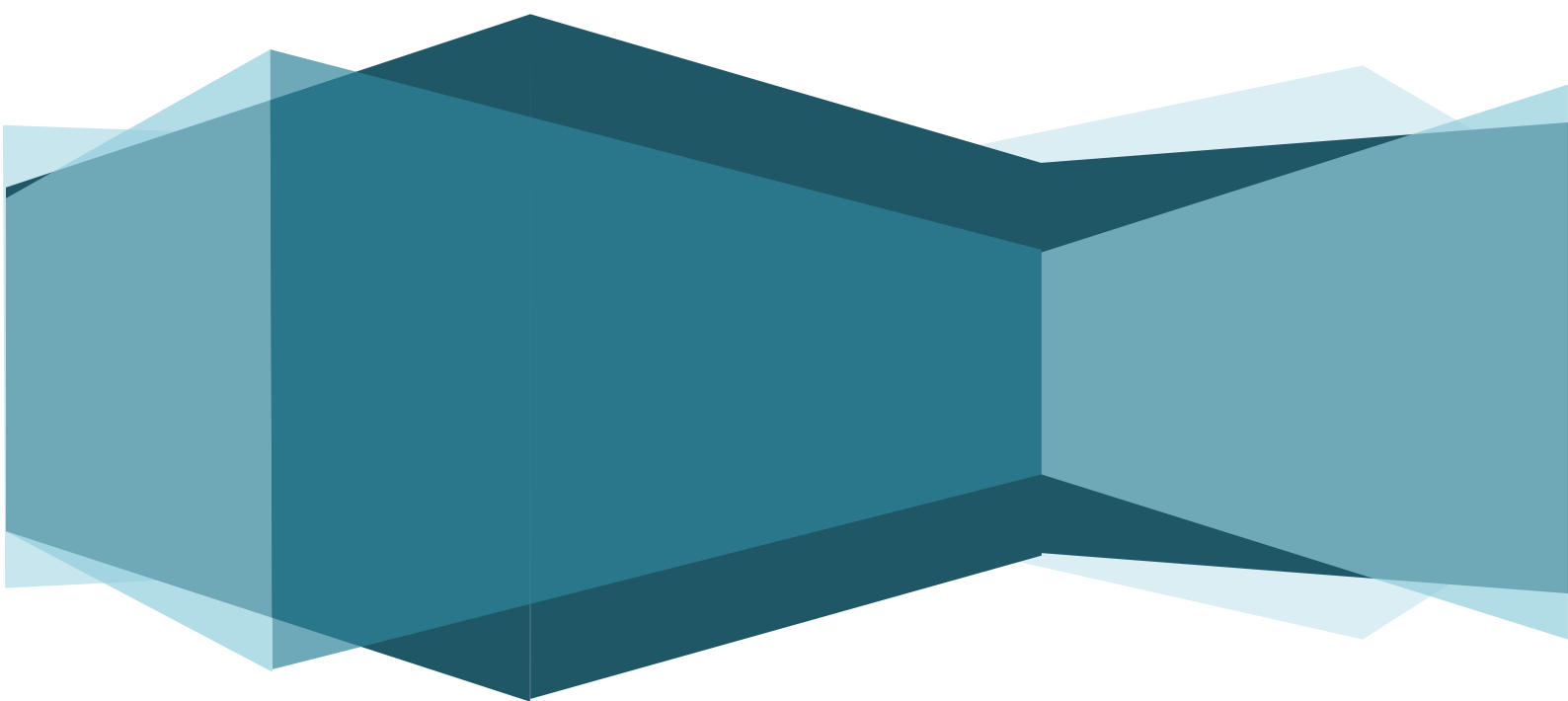
$V_{\text{réf}}$	Tension de la référence[V].
V_{sabc}	Tension de stator des phases a, b, c[V].
V_{rabc}	Tension de rotor des phases a, b, c [V].
$V_{\text{s}\alpha\beta}$	Tension de stator dans le repère α , β [V].
$V_{\text{r}\alpha\beta}$	Tension de rotor dans le repère α , β [V].
U_{nabc}	Les tensions sorties de l'onduleur[V].
U_{no}	La tension fictive entre le neutre et d'indice« 0 » de la MAS [V].
I_{sabc}	Courant de stator dans les phases a, b, c[A].
I_{rabc}	Courant de rotor dans les phases a, b, c[A].
$I_{\text{s}\alpha\beta}$	Courant de stator dans les repères α , β [A].
$I_{\text{r}\alpha\beta}$	Courant de rotor dans les repères α , β [A].
R_{s}	La Résistance de stator[Ω].
R_{r}	La Résistance de rotor[Ω].
L_{s}	L'inductance de stator [H].
L_{r}	L'inductance de rotor[H].

L_m	Matrices des inductances mutuelles qui couplé stator avec rotor [H].
M_{sr}	La mutuelle inductance stator et rotor [H].
M_s	La mutuelle inductance de stator [H].
M_r	La mutuelle inductance de rotor [H].
C_r	Couple de résistant en [N.m].
C_{em}	Couple électromagnétique en [N.m].
f	Symbole de frottement en [Nm/Rad/s].
J	Moment rotor d'inertie en [Kg. M ²].
F	fréquence en [Hz].
Ω_r	Vitesse de rotor mécanique en [Rad/s].
$\Omega_{réf}$	Vitesse référence mécanique en [Rad/s].
T_r	constante de temps rotor[s].
T_s	Constante de temps stator[s].
T_e	d'échantillonnage période en[s].
t	Temps en[s].
T_{abc}	Les temps des vecteurs d'utilisation [s].
ω	Vitesse référentiel de rotation choisie [Rad/s].
ω_s	Pulsation de stator en [Rad/s].
ω_r	Pulsation de rotor en [Rad/s].
φ_s	Flux de stator [Wb].
φ_r	Flux de rotor[Wb].
$\Delta\varphi_s$	L'écart de contrôleur d'hystérésis[Wb].
T_{ij}	Liquation de commutations.
σ	dispersion coefficient.
$\varepsilon(t)$	prémises en Variable
K_P	Coefficient proportionnel(régulateur PI).
K_i	Coefficient intégral(régulateur PI).
P	Nombre de paire de pôles.
[P]	Matrice de PARK .Transformation
[C]	Matrice de Concordia .Transformation
S_{abc}	Signaux de Contrôle des interrupteurs à puissance.
S_{ij}	Bras interrupteur.

Repères

(a,b,c)	<i>Axes des enroulements triphasés.</i>
(α,β)	<i>Axes correspondants aux référentiels fixes par rapport au stator.</i>
(x,y)	<i>Axes fixés au rotor.</i>
(d, q)	<i>Axes correspondants aux référentiels fixes par rapport au champ tournant.</i>
Θ	<i>Position réelle [Rad].</i>

Introduction Générale



La machine asynchrone (également appelée induction) est la machine la plus utilisée dans l'industrie, il est plus puissant, fiable, efficace et à faible coût par rapport aux autres Machines (machine à courant continu, machine synchrone) pour des applications similaires et dont le but est de faciliter le travail quotidien de la société et ce fut l'une des raisons les plus importantes pour notre choix de ce sujet et le désir de l'étudier (Commande directe du couple d'une machine asynchrone triphasée).

D'autre part, sa maîtrise est un processus complexe qui doit être maîtrisé en raison de son caractère non standard. Sa linéarité, sa dynamique, ses paramètres évoluent au cours de son fonctionnement et sont soumis à des perturbations inconnues telles que le couple résistant.

De plus, certains de ses états ne sont pas accessibles par mise à l'échelle. Le développement du génie électrique a été incroyable au cours des dernières années dans divers domaines. C'était le signe avant-coureur d'un développement très rapide dans le domaine du contrôle des machines électriques qui nous a facilité la tâche, notamment les applications de forte puissance comme la traction électrique ou la propulsion marine. Outre les défis technologiques, ces secteurs auxquels sont confrontés les systèmes embarqués sont très contraints.

La machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur "MAS" est un système d'entraînement avec de nombreux avantages : structure de machine simple, robuste et bonne, techniques de contrôle rendues efficaces grâce à des connecteurs de puissance avancés et à la technologie numérique où se trouve un moteur asynchrone , où l'on peut trouver le contrôle du sens d'écoulement, le contrôle non linéaire, le contrôle par mode glissant, le contrôle entrée/sortie linéaire...etc., en plus du contrôle direct de couple "CDC" (Direct Torque Control) cette stratégie de contrôle permet le calcul de la commande grandeurs représentatives du flux statorique et du couple électromagnétique à partir des seules grandeurs techniques associées au stator, temps de réponse du couple, amélioration de sa robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotorique, et imposition directe de l'amplitude des ondulations de couple et de flux statorique L'objectif principal de cette mémoire est basé sur le contrôle direct du couple de la machine asynchrone triphasée, ce qui évite de réduire le coût du système.

Afin d'atteindre l'ensemble des objectifs, notre thèse est organisée en trois chapitres comme suit:

Le premier chapitre :

Le premier chapitre commence par généralité sur le moteur asynchrone et sa commande. Nous présenterons la constitution et le principe de fonctionnement du moteur asynchrone ainsi que son modèle mathématique triphasé. Ensuite, en plain de travail de moteur asynchrone.

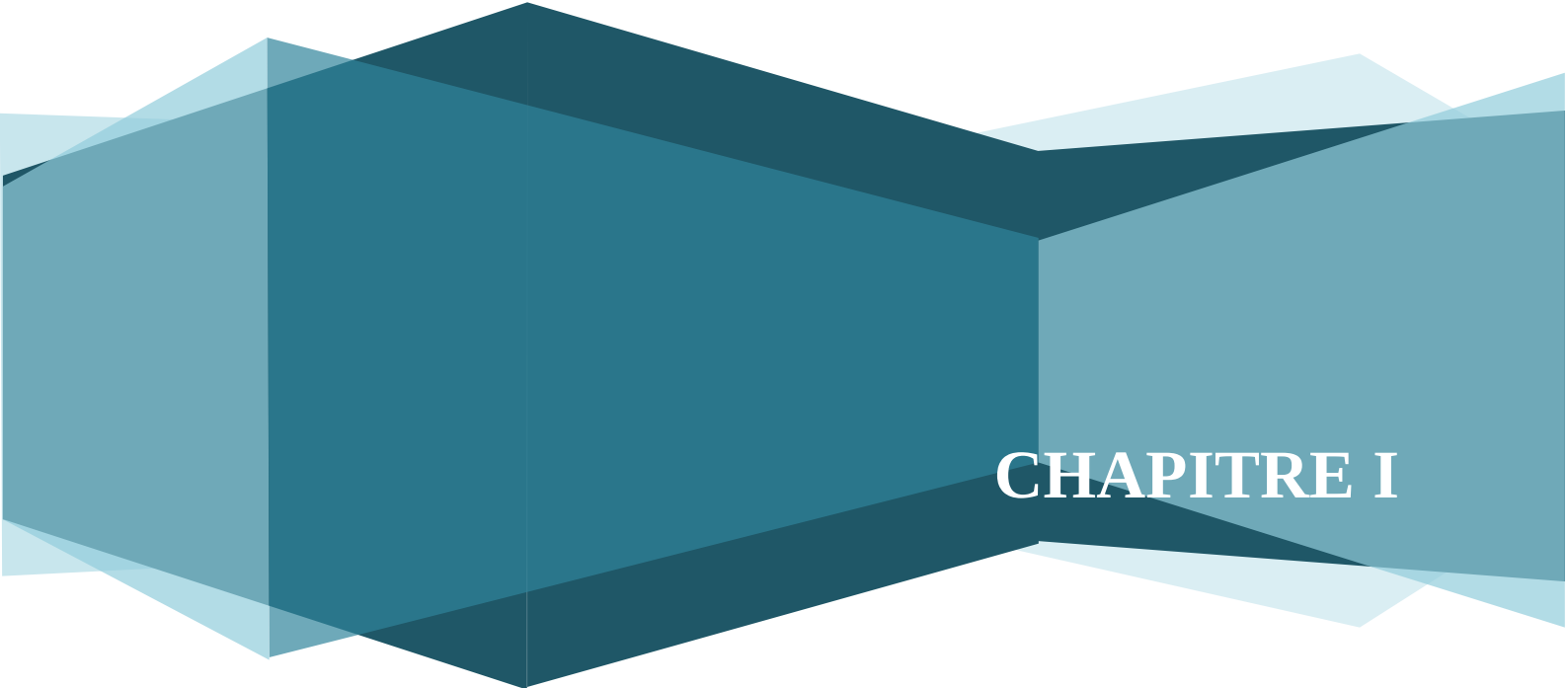
Le deuxième chapitre:

Le deuxième chapitre décrit modélisation et commande directe du couple de la machine asynchrone.

Le troisième chapitre:

Dans le dernier chapitre, nous traiterons simulation et interprétation des résultats. Enfin, des simulations sur *Matlab /Simulink* pour les lois de commande, traitées dans ce mémoire, seront présentées à la fin de chaque chapitre afin de tester leurs performances, ainsi ce travail sera clôturé par une conclusion générale, à travers laquelle on exposera les principaux résultats obtenus et on donnera les perspectives à envisager comme suite à ce travail.

***Généralité sur le moteur
asynchrone est sa
commande***



CHAPITRE I

Historique

Historiquement le 19ème siècle fut une ère de grandes découvertes en génie électrique dont les bases furent établies par des scientifiques entre 1820 et 1830 dont il faut citer : Oersted Ampère Biot Savart Laplace Ohm Faraday ; plus tard en 1873 Maxwell formalisa les lois modernes de l'électromagnétisme dans son célèbre livre The Théorie of Electricité and Magnétisme. Mais jusqu'en 1870 L'électrotechnique industrielle en particulier produit de l'énergie électrique grâce aux générateurs de courant continu (générateurs) de Grammes et de Siemens. Puis dans les années 1880 conçu Les alternateurs et les transformateurs polyphasés ont été les premiers à concurrencer et à remplacer les générateurs pour produire de l'électricité ; finalement les travaux de Tesla yougoslave et de Ferrari italien ont complété le système. Le courant alternatif polyphasé (brevet déposé en 1888) est produit par la conception et la construction d'un moteur à induction ou asynchrone.

I.1.Introduction :

Les moteurs asynchrones triphasés représentent plus de 80% du parc moteur électrique. Ils sont utilisés pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique grâce à des phénomènes électromagnétiques.

Une machine asynchrone, également appelée machine à induction, est une bobine qui est l'épine dorsale de l'industrie depuis plus de 120 ans. Bien sûr, depuis sa première apparition, le moteur à induction a subi Révolutions et changements par le développement des technologies et les avancées dans le domaine des matériaux magnétiques ou isolants.

Cela se voit facilement à l'échelle de machines, avec un rapport résistance/masse qui a beaucoup évolué et peut-il fonctionne à vitesse variable, ce qui en fait un opérateur à large spectre. L'essence Les performances de cette machine sont grandement avancées d'abord grâce à l'avantage d'un moteur asynchrone triphasé. la simplicité de sa construction en fait un matériel très fiable et nécessitant peu d'entretien

Dans ce chapitre, nous présenterons la constitution et le principe de fonctionnement du moteur asynchrone aussi son modèle mathématique triphasé, Ensuite, en plain de travaille de moteur asynchrone.

I.2. Définition et description:

Un moteur asynchrone également appelé moteur à induction dans la terminologie anglo-saxonne est un moteur à courant alternatif qui n'a aucune liaison entre le stator et le rotor. Comme les autres moteurs (moteurs à courant continu Un moteur asynchrone synchrone est un convertisseur électromécanique basé sur l'électromagnétisme qui permet une conversion bidirectionnelle de l'énergie entre les appareils électriques parcourus par le courant (ici substitut) et les dispositifs mécaniques.

Cela surmonte les problèmes associés par exemple aux collecteurs et aux balais rencontrés dans les moteurs à courant continu.

La machine électrique peut être connectée à un réseau alternatif monophasé par son circuit inductif en fonction de sa structure. Dans notre exemple nous étudierons le cas où le moteur est alimenté par un réseau triphasé. Pour une masse donnée un moteur triphasé peut surpasser de 50 % un moteur monophasé.

Les moteurs asynchrones offrent le meilleur rapport prix/performance car ils sont faciles à construire et préformés. De plus la maintenance est plus simple qu'un moteur à courant continu, justement parce qu'il n'y-a ni collecteur, ni balais.

I.3.Présentation du moteur asynchrone:

On peut considérer le moteur asynchrone triphasé comme représentée par les bobinages de la figure I.1.

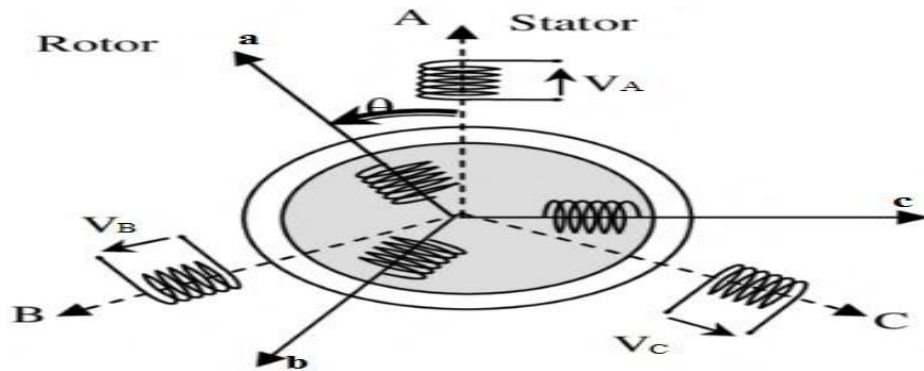


Figure I.1 Représentation schématisée d'une machine asynchrone.

Le moteur asynchrone comporte trois bobinages au stator alimentés par un système de courants triphasés et trois bobinages au rotor court-circuités sur eux-mêmes traversés par un Système de courants triphasé.

Les axes de chaque système de bobinage sont décalés de 120 Degrés, θ est l'angle entre l'axe de la phase (A) statorique et la phase (a) rotorique.

I.4. Constitution d'un moteur asynchrone :

La machine asynchrone se constitue essentiellement de deux grands blocs, le stator qui représente la partie fixe du moteur et le rotor qui représente la partie tournante.

I.4.1. Stator :

Le stator d'un moteur asynchrone triphasé est le même que celui d'un moteur synchrone ou d'un alternateur c'est un stator qui génère un champ magnétique tournant. Il s'agit en fait d'un circuit magnétique en forme de couronne entièrement laminé qui Le pourtour intérieur est régulièrement gravé de nombreuses encoches identiques. Dans ces encoches sont placés les faisceaux de conducteurs qui forment les bobinages du stator.

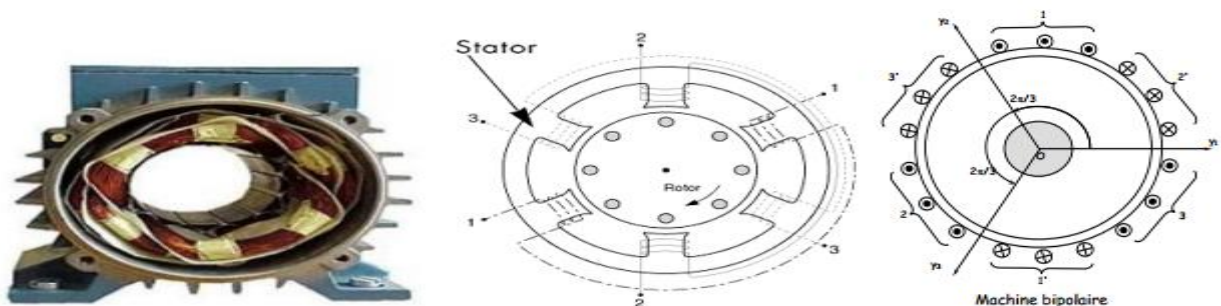


Figure I.2. Exemple de stator d'une MAS.

Il se compose de trois enroulements (bobines) à travers lesquels le courant circule alternatifs triphasés et possède p paires de pôles. Le courant alternatif dans le stator produit un champ

magnétique qui tourne à vitesse synchrone : $N_s = \frac{F}{P}$ (I-1)

Ns: vitesse de synchrone de rotation du champ tournant en **tr/s**.

f: fréquence des courants alternatifs en Hz, et **$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ en rad/s**

p : nombre de paires de pôles.

Le rotor, soumis à ce champ tournant, génère des courants induits qui, conformément la loi de Lenz, s'opposent à cette rotation en entraînant la rotation du rotor dans le même sens, à la vitesse **W** (à la fréquence n).

Remarque : En charge, cette vitesse **W** est toujours légèrement inférieure à **Ω_s** .

I.4.2. Rotor :

C'est la partie tournante, il tourne à la vitesse de rotation n qui est inférieure à la vitesse synchrone ns.

Il y a quatre types de rotor dans la machine asynchrone :

I.4.2.1-Rotor à cage d'écureuil :

Le rotor à cage d'écureuil d'un moteur asynchrone est constitué d'un cylindre constitué de disques de tôle empilés perforés pour former des encoches sur le pourtour. Ces encoches servent à loger les barres Les rotors en cuivre pour les moteurs de forte puissance ou les barres de rotor en aluminium pour les moteurs de faible à moyenne puissance sont reliés entre eux par deux anneaux de court-circuit.

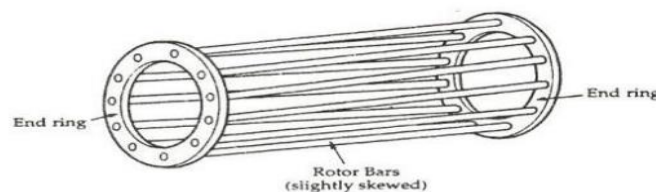


Figure I.3. Rotor à cage d'écureuil.

I.4.2.2-Rotor bobiné :

Le rotor comporte un bobinage bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques empilés sur l'arbre de la machine. Même si le moteur est monophasé, cet enroulement est nécessairement polyphasé, et est toujours en fait triphasé. L'encoche découpée dans la tôle est théoriquement parallèle à l'axe du moteur. Les extrémités des enroulements du rotor sont retirées et fixées à des anneaux montés sur l'arbre, sur lesquels frottent les balais de charbon. Ainsi, des éléments supplémentaires peuvent être placés en série avec le circuit du rotor, lesquels éléments supplémentaires permettent par exemple d'ajuster le couple ou la vitesse.



Figure I.4. Rotor bobiné.

- **Remarque**

Avec l'avènement de contrôleurs électroniques de plus en plus performants l'utilisation des moteurs à rotor bobiné dans les applications à vitesse variable tend à diminuer au profit des moteurs à cage d'écureuil. Les variations associées aux variateurs de vitesse à commande vectorielle de flux sont autorisées de 0 à 2 fois la vitesse nominale du moteur.

I.4.2.3-Rotor à double cage :

Le rotor comporte deux cages coaxiales. La cage extérieure (généralement en laiton ou en bronze) a une résistance élevée et s'active au démarrage pour réduire l'appel de courant et augmenter le couple. La cage intérieure (cuivre) a moins de résistance et est active à la vitesse nominale, ce qui réduit les pertes dues aux effets Joule au niveau du rotor.

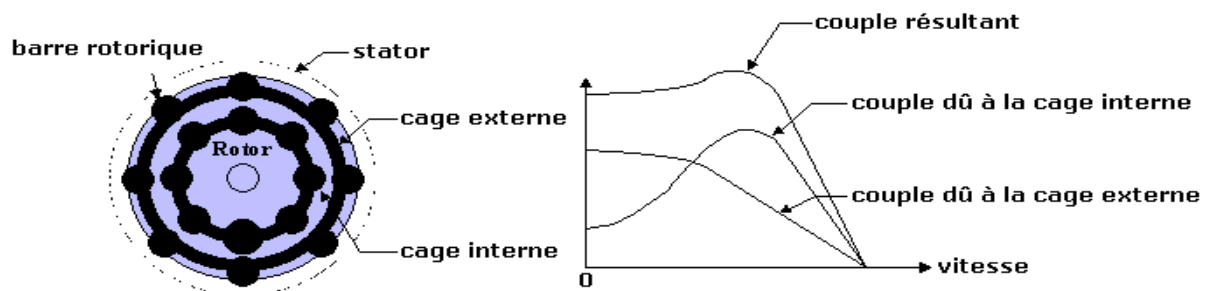


Figure I.5: rotor à double cage.

I.4.2.4-Rotor à encoches profondes:

C'est un rotor à cage unique avec des barres très plates enfoncées dans le circuit Magnétique. Au démarrage, du fait de l'effet de peau, le courant est dans la partie supérieure de la tige, donc la partie utile diminue, la résistance augmente, et le courant diminue. Mais à fonctionnement nominal, cet effet diminue avec l'augmentation de la vitesse et la diminution de la fréquence, ce qui réduit la résistance de la tige.

-Symboles:

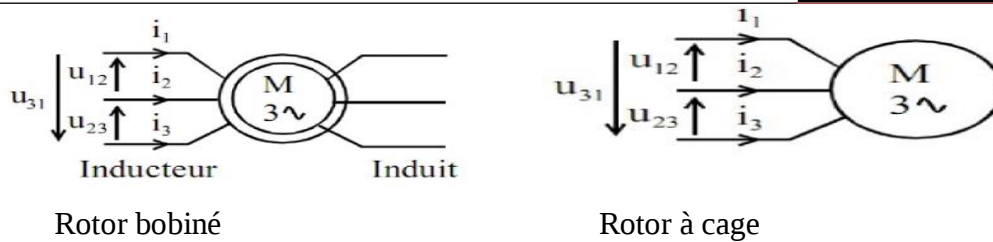


Figure I.6 : Symboles électriques du moteur asynchrone à rotor bobiné et à cage d'écureuil.

I.4.3.L'entrefer:

C'est l'intervalle d'air entre le stator et le rotor, son épaisseur est de l'ordre de dixième de millimètre, il varie entre 0.2 et 1.2 millimètre.

I.4.4. Les organes mécaniques :

Le moteur est constitué d'un carter qui reçoit de chaque côté un flasque sur lequel viendra se positionner le rotor au moyen de roulements permettant à ce dernier de tourner un ventilateur placé en bout d'arbre pour refroidir la machine et un cadre qui abrite divers sous-composants.

I.5.Principe de fonctionnement de moteur asynchrone :

Le principe de fonctionnement de la machine est basé sur la loi fondamentale de l'induction électromagnétique. En effet le stator fourni par un système à tension triphasée équilibrée génère un champ magnétique tour. La vitesse de rotation du champ magnétique tournant du stator N_s appelée vitesse synchrone est étroitement liée à la fréquence de la tension d'alimentation f (Hz) et au nombre de paires de pôles par enroulement modifiant ainsi a Le moteur n'a qu'à modifier la fréquence ou le nombre de pôles.

La vitesse de synchronisme N_s exprimée en tours par minute est donnée par:

$$N_s = 60 \frac{f}{p} \text{ (tr/min)} \quad (I-2)$$

Le rotor du moteur asynchrone ne peut pas tourner à la vitesse de synchronisme. Afin d'induire un champ électromagnétique dans le rotor, le rotor doit se déplacer plus lentement que la vitesse de synchronisme.

• Glissement

L'origine des courants rotorique réside dans la différence des vitesses N_s et N . On introduit une grandeur fondamentale, sans dimension, le glissement g définit par :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (I-3)$$

Notons que :

$$N = 0 \quad g = 1 \quad \text{démarrage}$$

$$N = N_s \quad g = 0 \quad \text{synchronisme}$$

$$0 < N < N_s \quad 0 < g < 1 \quad \text{moteur}$$

$$N = N_s \quad g < 0 \quad \text{Génératrice}$$

- **Fréquences rotorique :**

La vitesse relative de l'induction de stator par rapport au rotor est :

$$N_s - N = g \cdot N_s \quad (I-4)$$

Par suite, le rotor ayant p paires de pôles, la fréquence des f.é.m. et des courants

Est donc :

$$f_R = p \cdot (g \cdot N_s) \text{ et come } N_s = \frac{f}{p} \quad (I-5)$$

La fréquence des grandeurs rotorique est proportionnelle au glissement. En général, le glissement sera faible et la fréquence rotorique sera faible elle aussi (quelques hertz).

APPLICATION : Le glissement peut être mesuré directement en mesurant la fréquence du rotor f_R . Parce que g est plus faible la précision obtenue est meilleure que de prendre la différence pour mesurer NS Net. Dans le cas des moteurs à rotor bobiné il est facile d'Accès aux tensions détectables (par exemple entre deux sonneries). Pour les moteurs à cage d'écureuil les basses tensions induites entre les bouts d'arbre peuvent être détectées si nécessaire.

Remarques :

- Le rotor doit avoir le même nombre de pôles que le stator.
- Il n'y a pas de courant ni de couple moteur dans les conducteurs situés sur l'axe inter polaire.
- Dans une machine à un seul conducteur par pôle, Le couple s'annule périodiquement.

Exister Le bobinage du rotor est complété par plusieurs conducteurs, les extrémités de ces conducteurs sont reliées à deux couronnes de forte section, la résistance est négligeable par rapport aux conducteurs, le couple ne s'annule jamais, puisque les conducteurs non exposés aux pôles inter-arbres assurent la continuité Couple sexuel. Le nombre total de conducteurs doit être un multiple du nombre de pôles pour que ce dernier soit le même pour le stator et le rotor.

I.6.Bobinage de la machine asynchrone:

Les bobines sont installées dans les fentes du stator:

Si chaque pôle a une paire: La fréquence synchrone triphasée est 3000 tr/min.

Si nous augmentons le nombre de paires.



Figure I.7. Bobinage de la machine asynchrone.

Très susceptible d'obtenir un moteur

Différentes fréquences de rotation

1 paire de pôles $\Rightarrow$ 3000 tr/mn

2 paires de pôles $\Rightarrow$ 1500 tr/m

I.6.1. Branchement du moteur sur le réseau triphasé:

Le branchement de la bobine au réseau est sur le bornier au-dessus du moteur. Nous avons donc 6 Une connexion par extrémité trois bobines. Terminal Connecté à bobines selon le schéma ci-contre.

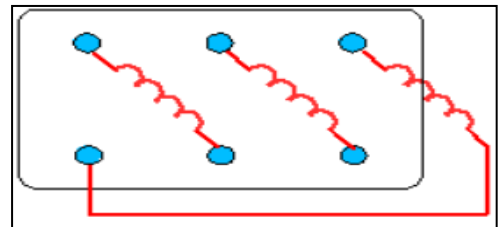


Figure I.8. la plaque à bornes.

Il n'est pas toujours possible de brancher un moteur asynchrone en étoile ou en triangle.

Dans un branchement en étoile la tension à chaque borne de bobine est de 220 V. Dans un montage en triangle chaque bobine fournit la tension nominale du réseau (380 V).

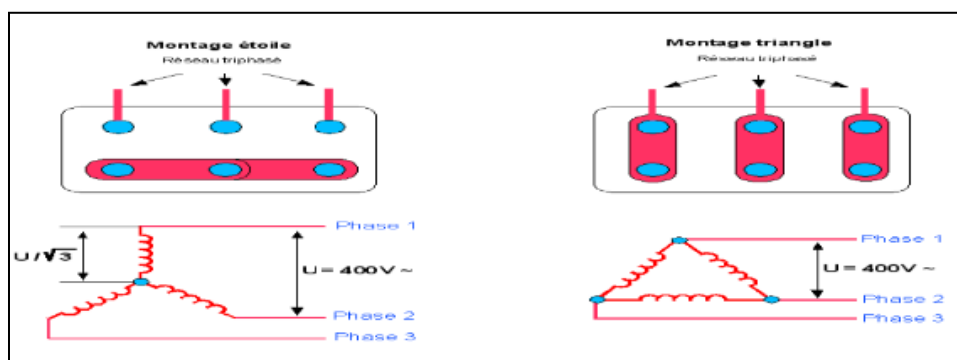


Figure I.9. Couplage des moteurs.

I.6.2. Isolation du bobinage:

Les bobines doivent être isolées de la masse l'empilement de tôles magnétiques tout comme les bobines appartenant à des phases différentes doivent être isolées les unes des autres. Le matériau isolant utilisé est Le choix se fait bien sûr en fonction de ses qualités mécaniques et thermo diélectriques.

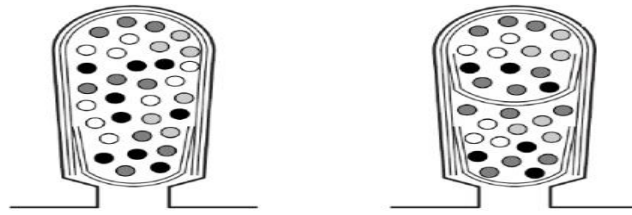


Figure I.10. Schématisation de l'isolation d'encoches.

I.6.3. Classes d'isolation thermiques:

La tâche la plus difficile et la plus importante consiste à assurer une bonne isolation des enroulements qui se dégradent à des températures relativement basses. Par conséquent la charge admissible de la machine est Elle est d'abord déterminée par la température admissible de l'isolant utilisé. Les matériaux isolants utilisés pour la fabrication des moteurs sont classés en types Y A E B F H et C selon leur résistance à la chaleur Les températures maximales correspondantes sont de 90°C 105°C 120°C 130°C 155°C 180°C et supérieures à 180°C.

I.7. Utilisation du moteur asynchrone :

Comme mentionné précédemment, les performances d'un moteur impliquent les éléments suivants : démarrage, changements de vitesse, freinage et inversion du sens de marche.

Comme la vitesse N est encore très proche de la vitesse synchrone N_s , changer la vitesse du moteur nécessite en fait un onduleur pour changer la fréquence f_s .

Mais pour changer la vitesse sans changer le couple utile, le rapport V_s/f_s doit être maintenu constant

(V_s est la tension d'alimentation du bobinage). Si la vitesse est augmentée, la fréquence et la tension d'alimentation doivent être augmentées dans les limites du bon fonctionnement de la machine.

Moteurs asynchrones triphasés de plusieurs centaines de watts à plusieurs watts

Le mégawatt est le plus utilisé de tous les moteurs électriques. Il a le rapport coût/puissance le plus bas. En association avec un onduleur de tension les moteurs asynchrones de forte puissance peuvent fonctionner à vitesse variable sur une large plage (Le dernier tramway TGV Strasbourg...)

Evitez cependant d'utiliser ce type de moteur à très forte puissance ($P > 10 \text{ MW}$) car

La consommation de puissance réactive est un obstacle.

Moteurs asynchrones triphasés de plusieurs centaines de watts à plusieurs watts

Le mégawatt est le plus utilisé de tous les moteurs électriques. Il a le rapport coût/puissance le plus bas. En association avec un onduleur de tension les moteurs asynchrones de forte

puissance peuvent fonctionner à vitesse variable sur une large plage (Le dernier TGV Strasbourg...)

Evitez cependant d'utiliser ce type de moteur à très forte puissance ($P > 10 \text{ MW}$) car

La consommation de puissance réactive est un obstacle.

I.8. Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone :

I.8.1. Les avantages du moteur asynchrone :

Par rapport aux moteurs parallèles les moteurs asynchrones ont l'avantage d'être alimentés directement par le réseau triphasé. Il est moins cher à l'achat et plus solide car il nécessite peu d'entretien.

Ses deux qualités fondamentales (prix et robustesse) viennent du fait qu'elle n'a pas de collectionneurs. En effet le collecteur est un organe coûteux et fragile qui nécessite un entretien fréquent : changement des balais.

I.8.2. Les inconvénients du moteur asynchrone :

Les moteurs asynchrones fonctionnent mal par rapport aux moteurs parallèles sauf que le démarrage et l'inversion du sens de marche sont bien résolus. En effet jusqu'à ces dernières années Léonard de Vinci a réalisé l'entraînement idéal formant un moteur parallèle alimenté par un convertisseur de tension.

I.9.VARIATION DE VITESSE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE :

I.9.1. Fonctionnement à vitesse constante :

Le moteur est relié à l'alimentation électrique par un certain nombre de dispositifs de sécurité et de contrôle :

- Le sectionneur à fusibles permet de déconnecter le moteur du secteur pour telles que les opérations de maintenance. Il protège également l'équipement en aval des Risque de court-circuit du fusible.
- Les contacteurs permettent d'alimenter le moteur en commande manuelle ou automatique avec un automate programmable.
- Le relais thermique protège le moteur contre les surcharges de courant avec une résistance maximale admissible est réglable.

Remarques : Dans les appareils électroménagers (ex : machines à laver) la vitesse des moteurs asynchrones n'est pas régulée par un onduleur mais ces moteurs ont plusieurs bobinages. Le nombre de paires de pôles peut alors être modifié et donc la vitesse.

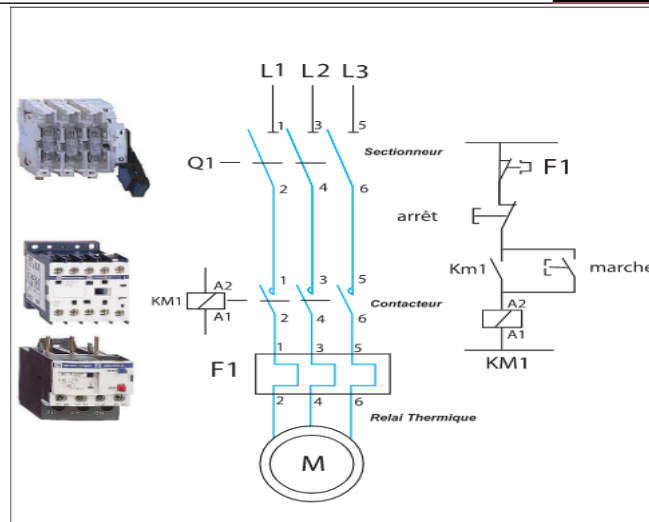


Figure I.11. Dispositifs de sécurité et de commande.

I.9.2- Fonctionnement à vitesse variable :

Bien que sa vitesse soit liée à la fréquence du réseau le moteur asynchrone reste toujours le même localement car l'électronique peut désormais modifier sa fréquence de rotation. Pour changer cela il faut modifier la fréquence de rotation du champ magnétique donc Fréquence du courant d'alimentation.

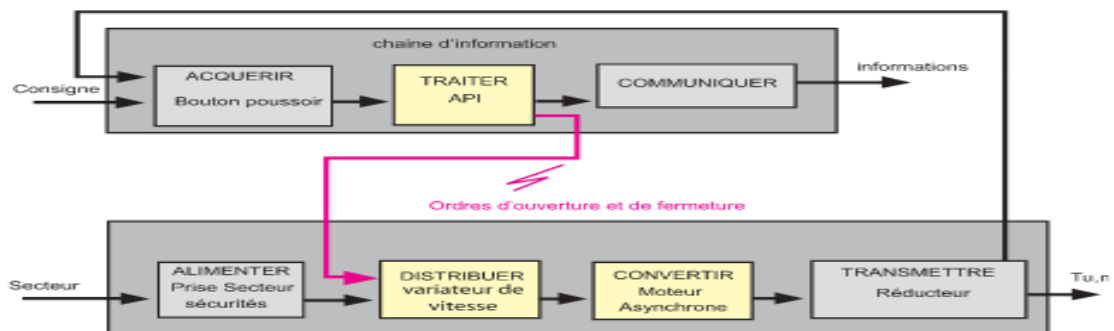


Figure I.12. a) Schéma fonctionnel d'un système qui utilise un variateur de vitesse pour moteur asynchrone.

Les variateurs de vitesse sont des variateurs de fréquence. Ils permettent

- Une gamme de vitesse de 5% à 200% de la vitesse nominale.
- Le couple est maintenu sur toute la plage de vitesse.
- Rampes d'accélération et de décélération
- Deux sens de rotation.



Figure I.12 :b) un variateur de vitesse altivar11.

La référence de vitesse est généralement fournie sous la forme d'une tension de 0 à 10 V par exemple une protection moteur est intégrée au variateur. Le courant du réseau est d'abord converti en courant continu qui est Il est ensuite reconverti en courant alternatif via un

onduleur mais avec une fréquence réglable. Par conséquent il est possible de passer du monophasé au triphasé si nécessaire.

I.10. Système d'alimentation du moteur asynchrone

Habituellement un moteur asynchrone est alimenté par deux convertisseurs en cascade le convertisseur côté machine est un onduleur de tension et un convertisseur latéral contrôlé par la technologie de modulation de largeur d'impulsion (MLI) Le réseau est un redresseur triphasé à deux ondes avec des diodes séparées par un filtre passe-bas (LC).

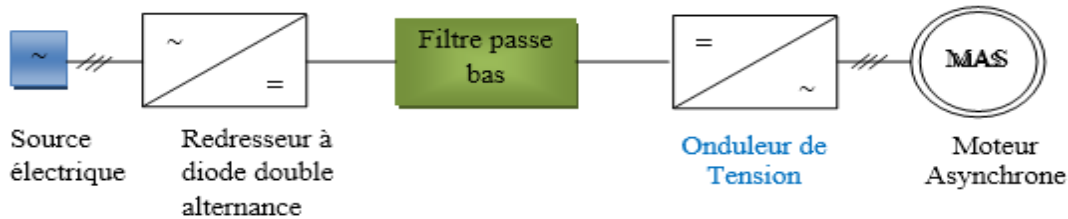


Figure I.13. Schéma global de l'alimentation de la MAS.

I.11. La Fonction d'un moteur asynchrone :

La fonction du moteur asynchrone est de convertir (TRANSFORMER) l'énergie électrique fournie par le courant alternatif en énergie mécanique de rotation.

.Fonctionnement à vide :

A vide le moteur n'entraîne aucune charge. Conséquences :

$$T_u = 0 \rightarrow P_u = 0$$

$$g = 0 \rightarrow P_{jr} = 0$$

$$P_{a0} = \sqrt{3} U I_0 \cos(\Phi_0) \quad (I-6)$$

$$P_{a0} = P_{js} + P_{fs} + P_{jr} + P_m = P_{js} + P_{fs} + P_m$$

$$P_{js0} = \frac{3}{2} \cdot R I_0^2 \approx 0 \text{ car } I_0 \text{ est faible} \rightarrow P_{a0} = P_m + P_{fs}$$

Un essai à vide permettra de déterminer les pertes collectives

.Fonctionnement en charge:

Le moteur est maintenant chargé, c'est-à-dire que l'arbre de ce dernier entraîne une charge résistante qui s'oppose au mouvement du rotor. En régime permanent, Le couple moteur sera égal au couple résistant : $T_u = T_r$

Remarque : Le moteur asynchrone est capable de démarrer en charge.

I.12. Les Caractéristiques électromécaniques :

Le point de fonctionnement est situé à l'intersection des caractéristiques mécaniques du moteur et de la courbe caractérisant le couple résistant à la charge.

Le point de fonctionnement ($T ; n$) permet de calculer très facilement le glissement et la puissance utile dans ce cas bien précis.

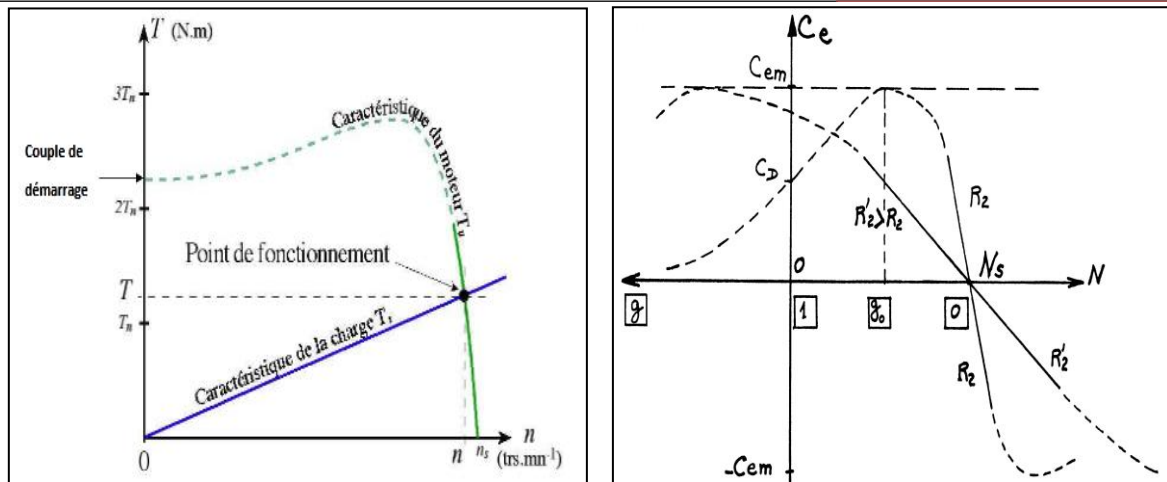


Figure I.14. La caractéristique mécanique du couple en fonction de la vitesse de MAS.

Les moteurs asynchrones se caractérisent par des couples de démarrage très élevés ils peuvent facilement démarrer sous charge.

Le couple moteur varie avec la vitesse atteignant une valeur maximale puis diminuant jusqu'à ce que sa vitesse soit égale à la valeur nulle de la vitesse synchrone. Pour certains petits glissements sur les courbes de vitesse ou de couple quasi synchronisées peut être considéré comme une ligne droite avec une pente négative donc le couple est opposé proportionnellement à la vitesse de rotation.

Le point de fonctionnement correspond à l'intersection des caractéristiques mécaniques $T_r(N)$ de la charge entraînée par le moteur et des caractéristiques électromécaniques du moteur.

I.12.1. Le couple :

Parmi les caractéristiques d'un moteur, il est important de connaître la valeur du couple développé sur l'arbre.

I.12.1.1. Le couple mécanique:

C'est la puissance mécanique liée à la vitesse angulaire du rotor. C'est donné comme ça:

$$\Gamma_{mec} = \frac{P_{mec}}{\Omega} = \frac{P_s}{\Omega_s} \quad (I-7)$$

Ce couple est appelé couple synchrone car il ne dépend que de la vitesse synchrone soit le glissement.

I.12.1.2. Le couple électromagnétique (C_{em}):

Les forces exercées sur les conducteurs du rotor tournent à la vitesse Ω_s ils glissent sur le rotor le rotor tourne à la vitesse Ω cela réduit l'effet de toutes les forces électromagnétiques à exercer Couple électromagnétique.

$$C_{max} = \frac{3p.V^2}{2.L_2.W^2} \quad (I-8)$$

$$\text{On peut alors écrire le couple sous la forme : } C_{em} = \frac{2C_{max}}{\frac{g}{g_{max}} + \frac{g_{max}}{g}} \quad (I-9)$$

I.12.1.3. Le couple utile (Cu):

Le rotor tourne à la vitesse Ω et transmis à la charge une puissance P_u , l'action de ces forces engendre le couple utile.

I.12.2. La plaque signalétique d'un moteur asynchrone:

Si l'identification du moteur est délivrée et certifiée par le constructeur

La plaque signalétique du moteur indique le type de couplage en fonction de la tension.

Tensions indiquées sur la plaque signalétique du moteur	127V-220V		220V-400V		400V-660V	
Tensions du réseau alimentation	127V	220V	220V	380V	380V	660V
Couplage	Δ	Y	Δ	Y	Δ	Y

Tableau I.1.Le type de couplage en fonction de la tension.

Les plaques signalétiques des moteurs précisent par ailleurs d'autres informations utiles :

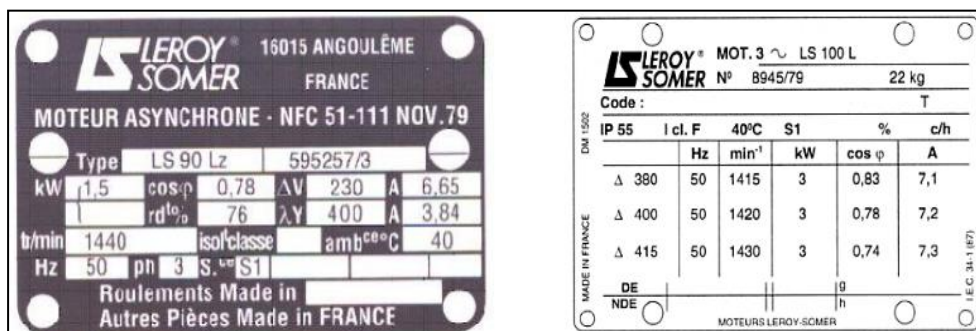


Figure I.15.Les plaques signalétiques des moteurs asynchrones.

- **Type:**(LS90Lz) référence propre au constructeur.
- **Puissance:**(1,5Kw) puissance utile délivrée sur l'arbre du moteur.
- **Facteur de puissance ou cos phi:**(0,78) permet le calcul de la puissance réactive consommée.
- **rendement** (76%) : permet de connaître la puissance électrique consommée ou absorbée.
- **Tensions** : (230v/400v) la première indique la valeur nominale de la tension aux bornes d'un enroulement. Elle détermine le couplage (étoile ou triangle) à effectuer en fonction de la tension du réseau d'alimentation.
- **Intensités** :(6,65A/3,84A) Elles représentent l'intensité en ligne (dans chaque phase) pour chacun des couplages.
- **vitesse** :(1440 Tr/min) Indique la vitesse nominale du rotor. On dit aussi vitesse réelle. On connaît alors La vitesse de synchronisme n_s du moteur (ici 1500 tr/min).
- **classe d'isolement** :(non indiquée).

- **Température ambiante** : (40°C) utilisation recommandée maximum
- **Fréquence** : (50Hz) fréquence du réseau d'alimentation.
- **Nombre de phases** : (Ph 3) moteur triphasé.
- **service** : (S1) utilisation en marche continue, intermittente...
- **Indice de protection IP** : (non indiquée) défini par trois chiffres le degré de protection du moteur à la poussière, à l'eau et aux chocs mécaniques.

I.13. Puissance avec rendement:

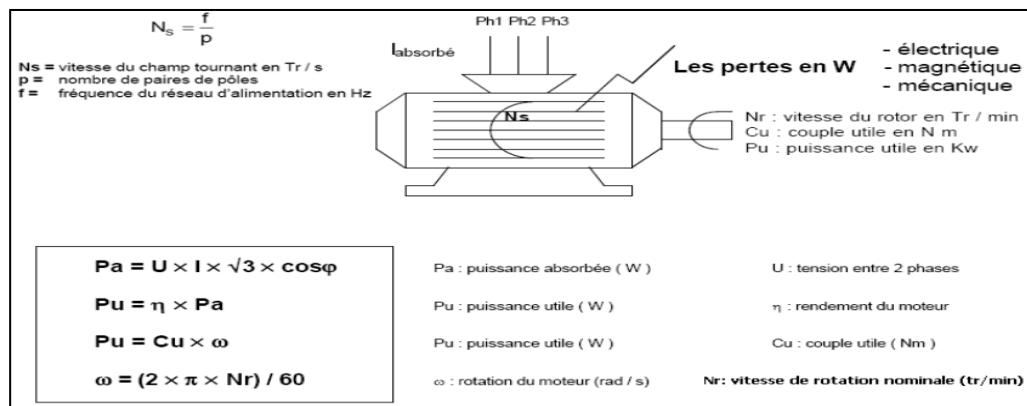


Figure I.16. Puissance et rendement.

I.13.1. Bilan des puissances:

machine asynchrone alimentant par puissance électrique qui transmise :

- à stator en forme électrique,
- est convertie en forme électromagnétique
- est transmise au rotor en forme mécanique
- délivrée dans l'arbre de sortie en fin.

Les pertes dans un moteur asynchrone sont:

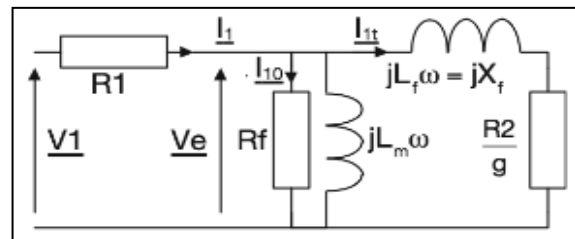


Figure I.17 :a) circuit de puissance électrique.

- pertes joules stator : $P_{JS} = 3 \cdot R_1 \cdot I_1^2$ (qui vaut J en fonction du couplage) (I-10)

- pertes fer : $P_f \approx 3 \cdot \frac{V_1^2}{R_p f}$ (I-11)

- pertes joules rotor : $P_{JR} = 3 \cdot R_2 \cdot I_2^2$ R_q : on a également la relation $P_{JR} = g \cdot P_{tr}$ avec P_{tr}

puissance transmise au rotor $P_{tr} = 3 \cdot \frac{R_2}{g} \times I_1'^2$ (I-12)

- dans MAS le P_m si pertes mécaniques .

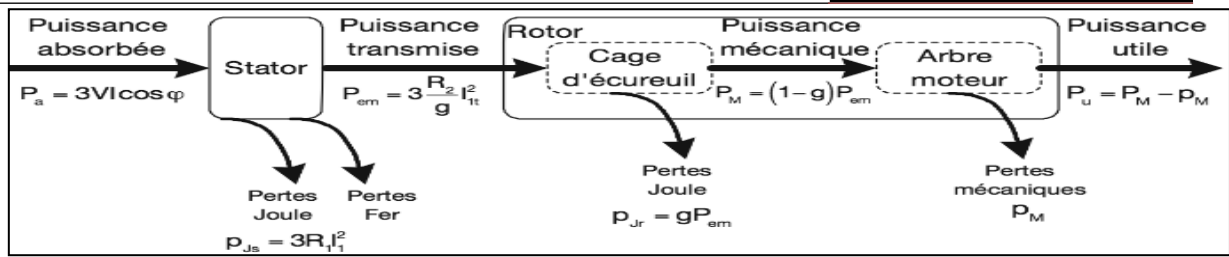


Figure I.17 :b) Bilan des puissances d'MAS.

Absorbées	$S_a = \sqrt{3} U I$
Puissance transmise au rotor	Cette puissance est transmise au rotor par le couple électromagnétique $P_{tr} = P_{fs} - P_{js} = T_{em} \Omega_s$ avec : T_{em} : moment du couple électromagnétique en Nm Ω_s : vitesse angulaire de synchronisme ($2\pi \cdot n$) en rad/s .
Pertes par effet joules au stator	Si r est la résistance d'une phase du stator : $P_{js} = 3ri^2$ pour le couplage étoile $P_{js} = 3rj^2$ pour le couplage triangle Si R est la résistance entre phase du stator couplé et I l'intensité en ligne alors : $P_{js} = \frac{3}{2} R I^2$
Puissance mécanique totale P_m	Le couple électromagnétique de moment T_{em} entraine le rotor a la vitesse Ω . Il lui communique donc la puissance mécanique totale P_M . $P_M = T_{em} \cdot \Omega$ So it $P_M = T_{em} \cdot \Omega = \frac{P_{tr}}{\Omega_s} \Omega = P_{tr} (1-g)$ $P_M = P_{tr} (1 - g)$: cette puissance comprend la puissance utile et les pertes mécaniques.
Pertes joules et pertes dans le fer au rotor	$P_{jr} + P_{fr} = P_{tr} - P_M = P_{tr} - P_{tr} (1 - g) = gP_{tr}$ $P_{jr} \approx gP_{tr}$: Les pertes fer du rotor sont négligeables
Pertes collectives P_c	Ces pertes ne dépendent que de U , f et n . comme ces grandeurs sont généralement constantes, les pertes fer au stator et les pertes mécaniques le sont aussi $P_c = P_{fs} + P_m$
Couple de perte	Le couple de perte et une grondeur constante quelle sue soit la vitesse et la charge de la machine. $T_C = \frac{P_c}{\Omega_s}$
Puissance utile	$P_u = P_M - P_m = T_u \Omega$. $P_u = P_a - \sum Pertes$

Rendement	$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - P_{js} - P_{fs} - P_{jr} - P_m}{P_a} = \frac{T_u \cdot \Omega}{\sqrt{3}UI \cos \varphi}$
-----------	--

Tableau I.2. Table des puissances et couple rendement de MAS.

Les pertes fer statorique ne dépendent que de la tension d'alimentation et de la fréquence. Il existe également des pertes fer rotorique qui sont négligeables.

I.14. Démarrage d'un moteur asynchrone :

Lorsque le moteur est sous tension, la consommation de courant sur le réseau est très élevée, il peut être de 6 à 10 fois le courant nominal, ce qui peut interférer avec le réseau endommager le moteur. Pour résoudre ce problème, il existe plusieurs programmes de démarrage utilisés pour limiter les pointes de courant aux valeurs admissibles.

I.14.1. Démarrage direct (rotor à cage d'écureuil) :

Le démarrage direct est utilisé lorsque le courant à la mise sous tension n'interfère pas avec le réseau. Ce mode de démarrage est utilisé pour les moteurs de faible puissance ($P_u < 1,5 \text{ KW}$). Il est le plus simple, où le stator est directement connecté au réseau, donc le moteur commence par ses propriétés naturelles. Il nous permet de temps de couple élevé, mais la surtension est très importante, c'est pourquoi il n'est pas recommandé pour les moteurs de forte puissance.

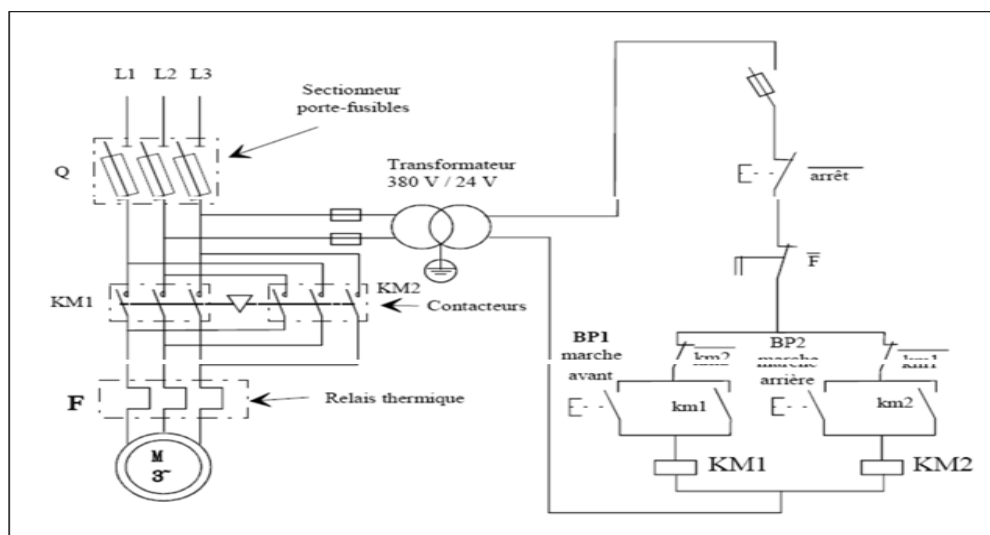


Figure I.18. Exemple de schéma de mise en œuvre : Démarrage direct d'un moteur asynchrone triphasé en deux sens de marche.

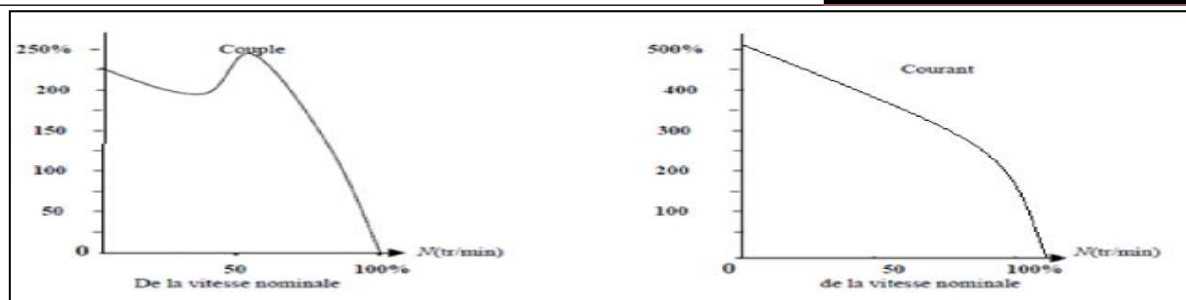


Figure I.19. le rapport de couple et courant en fonction de rapport de la vitesse pour un démarrage direct.

I.14.2. Démarrage étoile-triangle (rotor à cage d'écureuil):

Ce démarrage consiste à coupler le stator en étoile pendant le démarrage, puis à rétablir le couplage en triangle.

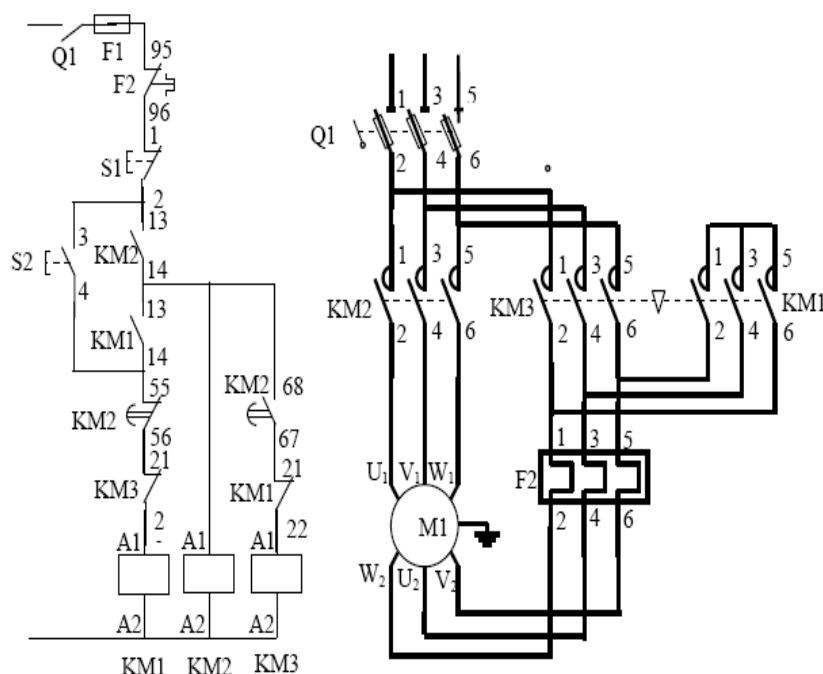


Figure I.20.Exemple de schéma de mise en œuvre d'un démarrage étoile-triangle.

I.14.3.Démarrage avec auto transformateur.

I.14.3-a-Premier temps:

L'autotransformateur est d'abord couplé en étoile, puis le moteur est couplé au réseau via ses enroulements, en commençant par une tension réduite selon le rapport de transformation. L'autotransformateur est choisi pour s'adapter au mieux à la tension réduite (suffisante pour démarrer le moteur).

I.14.3-b-seconde fois :

Avant couplage traversant ou à pleine charge, le couplage en étoile est ouvert et le rôle du bobinage est de former une inductance en série avec le moteur.

I.14.3-c-Troisième temps :

Après le deuxième interrupteur à pleine tension, généralement court, l'inducteur utilisé avec le moteur est court-circuité, puis l'autotransformateur est éteint. Le courant et le couple de démarrage varient dans la même proportion. $I_d = 1,7 \text{ à } 4I_n$ et $C_d = 0,5 \text{ à } 0,85C_n$. Ce mode de démarrage est généralement utilisé pour les moteurs asynchrones triphasés d'une puissance supérieure à 100 kW.

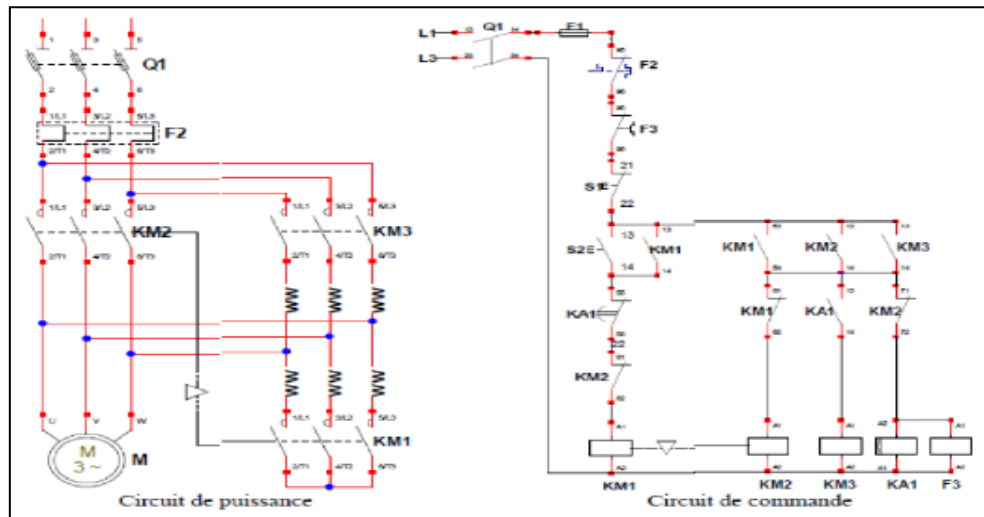


Figure I.21. Schéma de puissance et de commande de démarrage par autotransformateur.

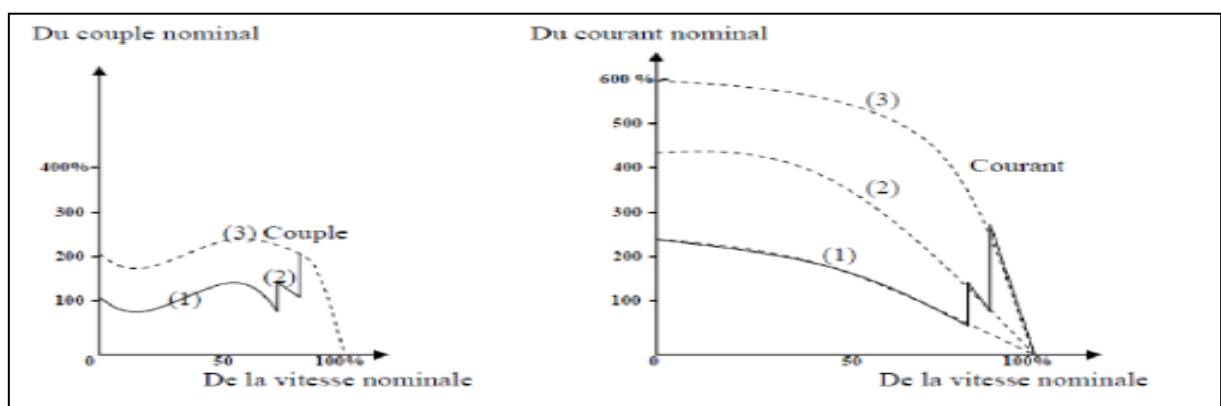


Figure I.22. Le rapport de couple et de courant en fonction de rapport de la vitesse pour un démarrage autotransformateur.

***Avantage:**

- interruption du courant sans s'effectuer par démarrage.
- la tension réduite sans Permet un démarrage.
- Au démarrage, le courant de crête diminue lorsque l'autotransformateur est utilisé

***Inconvénient:**

- Lors d'un couplage plein tension, des phénomènes transitoires peuvent apparaître.
- Dans l'auto transformateur prix élevé.

I.14.4-Démarrages électroniques (SOFTE STARTER):

Utilisation d'un démarreur électronique (limitation de U et I selon le principe du gradateur).
Le démarreur sera souvent shunté à la fin du démarrage pour limiter les pertes dues à son échauffement. Dans certains cas, on pourra utiliser un seul démarreur pour plusieurs moteurs (démarrage en cascade).

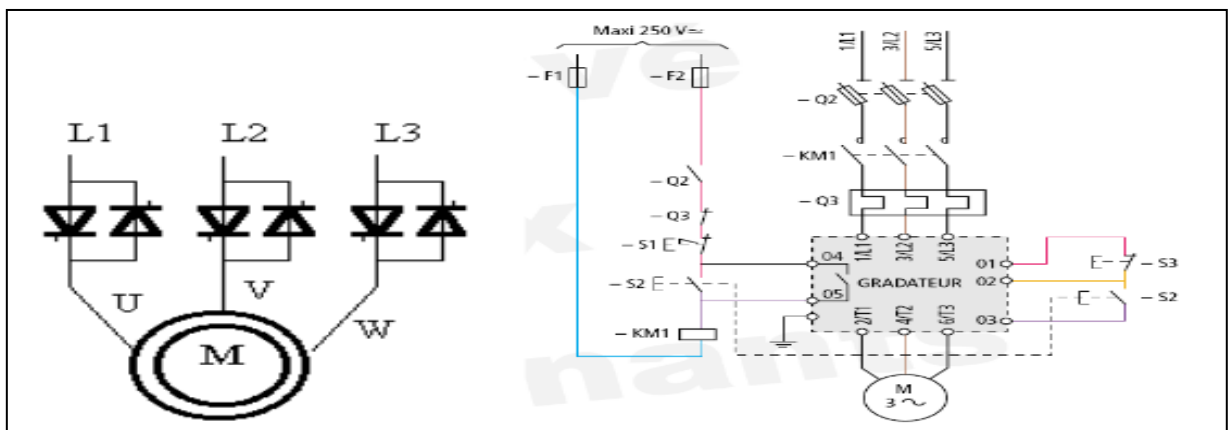


Figure I.23.Démarrages électroniques (SOFTE STARTER).

Utiliser un variateur de vitesse (U et f réglables, ce matériau appartient à la famille des cycles convertisseurs). Bien sûr, cette méthode ne doit être utilisée que si la vitesse du moteur doit être modifiée au cours d'un cycle normal. Il n'est pas possible de partager un variateur entre plusieurs moteurs : chaque moteur a le sien.

REMARQUE :

Considérations relatives au MAS auto-ventilé : Lors d'un fonctionnement à basse vitesse pendant une longue période, l'efficacité de la ventilation est fortement réduite, il est recommandé d'installer une ventilation forcée à courant constant indépendante de la vitesse du moteur. Nocif pour l'environnement, une ventilation forcée est recommandée.

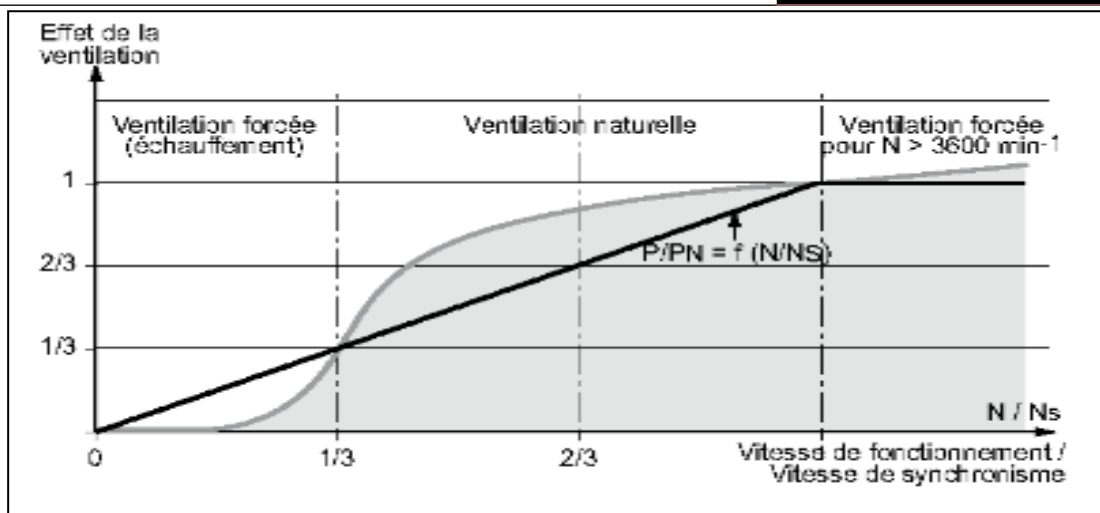


Figure I.24. Courbe de l'effet de la ventilation par rapport à la vitesse de synchronisme.

I.15. Tableau des différentes comparaisons des démarrages :

Type des démarrages	Démarrage en directe	Démarrage étoile et triangle	Démarrage de stator	Démarrage avec auto transformateur	Démarrage de rotor	électronique démarrage
Courante de démarrage	100%	33%	50%	40 à 80%	70%	15 à 75%
Surcharge en ligne	4 à 8 I _a	1.3 à 1.6 I _a	4.5 I _a	1.7 à 4 I _a	< 2.5 I _a	
Couples en % de C _d	100%	33%	50%	40 à 80 %		10 à 50% (50 à 100% en 100 ms)
Couple initiale au démarrage	0.6 à 1.5 C _n	0.2 à 0.5 C _n	0.6 à 0.8 C _n	0.4 à 0.85 C _n	0.4 à 0.85 C _n	< 2.5 C _n
Avantages	. Le couple important au démarrage cette que le démarreur simple et économique-	. Économiques . Bon rapport couple/courant	. Possibilités de réglages des valeurs au démarrage	. Bon rapport couple/courant . Possibilités de réglage des valeurs au démarrage	. Très bon rapport Couple/courant . Possibilité de Réglage des valeurs au démarrage	. Démarrage sans à coup-montée Progressive dans vitesse -limitation de l'appel ou courant au démarrage

Inconvénients	. Démarrage et brutal . le Pointe de courant et très important	. Couple de démarrage faible . Coupure d'alimentation au changement de couplage . moteur 6 bornes	. Faible réduction de la pointe de courant au démarrage . Nécessite des résistances volumineuses	. Nécessiteuse auto transformatrice . Onéreux . Présente des risques de réseaux perturbés	. Moteur à bagues plus onéreux	. Convient mal pour les moteurs à couple élevé et constant
---------------	---	---	---	---	--------------------------------	--

Tableau I.3. Des différentes comparaisons des démarrages.

I.16. Freinage des moteurs asynchrones :

Dans un grand nombre d'applications, arrêter le moteur simplement Ralentissez naturellement. Le temps de décélération ne dépend que de l'inertie et Le couple de traînée de la machine entraînée. mais souvent besoin de réduire le temps frein.

I.16.1.Stop libre: La mise hors tension du stator provoquera une décélération naturelle, ce qui nécessitera une Le temps d'arrêt complet est très court.

I.16.2.Stop contrôlé:

la tension de stator réduire jusqu'à zéro en progressivement qui nécessite dans autotransformateur.

I.16.3. Freinage électronique :**I.16.3.1. Freinage hyper-synchrone :**

Le principe est d'appliquer la fréquence au moteur via le variateur au-dessus de la vitesse synchrone de sorte que le rotor tourne au-dessus de la vitesse synchrone. Il recycle ensuite l'énergie en renvoyant de l'énergie au réseau à la même fréquence qu'un générateur asynchrone.

I.16.3.2. Freinage par CC (courant continu)

Ce processus consiste à envoyer du courant continu dans le stator préalablement séparé du réseau. Ce courant continu crée un champ magnétique fixe dans la machine qui s'oppose au mouvement du rotor et permet de contrôler le freinage en contrôlant la force Courant d'excitation.

I.16.3. 3. Freinage à contre-courant:

Le freinage à courant inverse est une technique qui utilise deux alimentations pour inverser la rotation du moteur. Cela provoque une diminution rapide de la fréquence de rotation et une fois qu'elle devient nulle l'alimentation est coupée.

Un changement de sens de rotation, le moteur tourne, signifie que le moteur doit surmonter un plus grand anti-couple. Il consommera donc plus de courant. Pour limiter cela, enfin, la résistance doit être en série avec le stator. KM(1) et KM(2) sont fermés en même temps même avec des résistances de limitation de courant peut provoquer un court-circuit et doit être verrouillé électriquement et mécaniquement. Il faut aussi couper l'alimentation du frein au moment précis où le moteur s'arrête, sinon cela provoquera un retour dans l'autre sens. Habituellement, le capteur de tachymètre fera le travail.

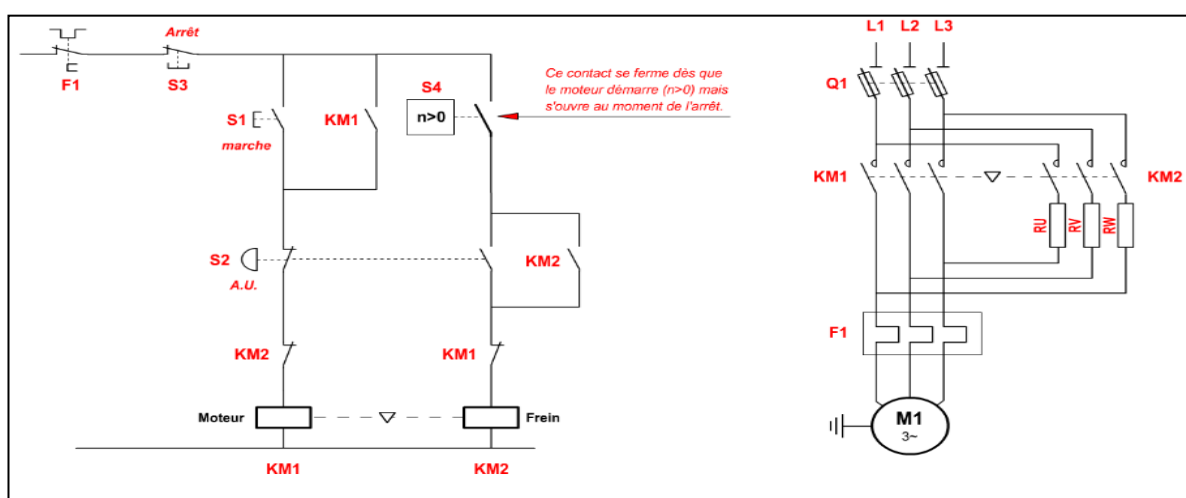


Figure I.25. Schéma de puissance et de commande.

I.16.3.4. Freinage par injection de COURANT CONTINU

Lorsqu'une tension triphasée est appliquée aux bornes du stator d'un moteur asynchrone triphasé, il se crée un champ tournant qui fait tourner le rotor à une fréquence de rotation légèrement inférieure. Si lors de la coupure de l'alimentation triphasée une tension continue est appliquée à ce stator, alors un champ fixe est créé. Ce champ fixe a pour effet d'empêcher la rotation du rotor et donc du moteur.

Remarque importante : En courant continu, il n'y a pas d'impédance, seule la résistance des bobinages limitera le passage du courant dans le circuit. Finalement, appliquée de tension doit être limitée à quelque dizaine de volt afin le courant injecté dans l'ordre du 1.30 In.

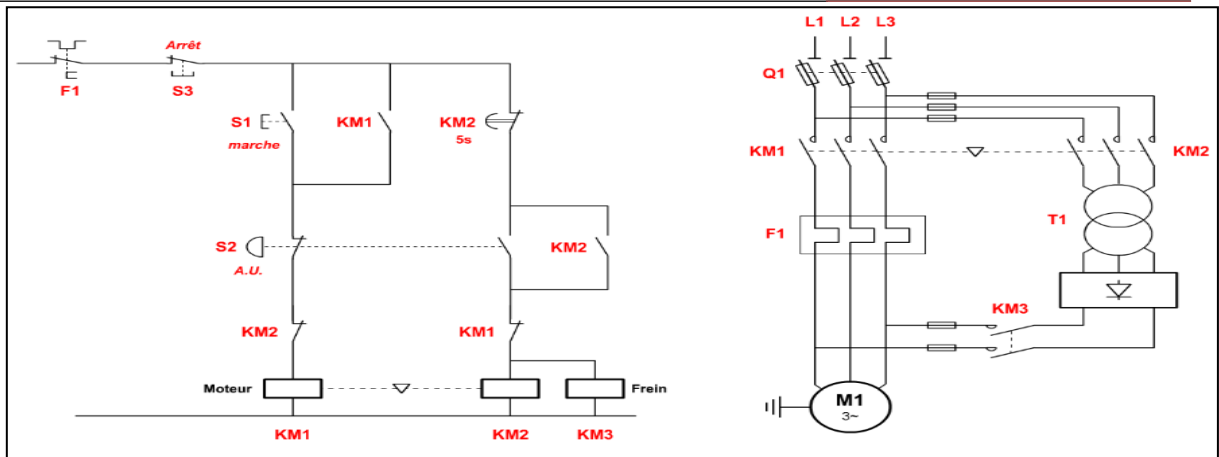


Figure I.26. Schéma de puissance avec commande.

Le freinage de l'injection de courant continu nécessite par ce que la génération de courant continu à partir du réseau. Après avoir abaissé la tension, un pont redresseur est utilisé pour cela. L'injection est alors réalisée au travers d'un second contacteur KM2 verrouillé par rapport à KM1. Un troisième contacteur est nécessaire pour isoler le pont en fonctionnement normal et pour éviter les courts-circuits entre les diodes du pont. Il est également nécessaire de protéger le primaire et le secondaire du transformateur. Lorsque le frein est commandé par le BP d'arrêt d'urgence (maintien actif), l'alimentation triphasée du moteur doit être coupée. Pour couper l'alimentation du frein, le contact de temporisation de KM2 est nécessaire. La valeur de réglage du retard dépend du temps d'arrêt du système, donc aussi de l'inertie (5 secondes dans cet exemple).

I.16.4. Freinages mécaniques :

Le freinage mécanique est le processus de dissipation de l'énergie cinétique sous forme de chaleur à l'aide d'un système de friction. Dans le cas d'un moteur électrique, il s'agit généralement d'un patin frottant sur l'arbre moteur ou d'un disque solidaire. Le nom "Ferrodo" est parfois utilisé, qui vient de la marque de plaquettes de frein du fabricant. Dans certains cas, les machines électriques ont des sections coniques sur leurs rotors et des sections correspondantes sur le stator. Ensuite, il y a le déplacement axial qui permet au choix de desserrer le frein ou le frein.



Figure I.27. Frein mécanique.

Pour désigner un moteur comportant un dispositif de freinage mécanique, on utilisera souvent

le terme « moteur frein ». Si le moteur frein est alimenté par un variateur de vitesse ou un démarreur électronique, il faut veiller à ne pas alimenter les freins en aval de cette électronique : les freins doivent toujours être alimentés en tension directement du réseau (tension sinusoïdale pure), même en certains cas rectification pleine onde).

I.16.4.1. Freinage à appel de courant:

L'alimentation de l'électro-aimant de frein presse le sabot de frein contre le rotor. Il faut donc prévoir un frein pour le faire fonctionner. L'inconvénient de ce système est que si la tension sur le réseau disparaît, le freinage ne peut plus être obtenu. Au lieu de cela, il a l'avantage de pouvoir faire fonctionner des composants mécaniques même en cas de panne de courant.

I.16.4.2. Freinage à manque de courant:

L'électroaimant du frein doit être alimenté pour que la mâchoire de frein libère le rotor. Le plus grand avantage de ce système est que le freinage peut être réalisé même en cas de perte de tension d'alimentation du réseau. Il s'agit d'une mesure de sécurité obligatoire standard pour tous les systèmes utilisés pour déplacer de charge verticale (exemples. ascenseur/ monte en charge/etc.....).

-Avantages et Inconvénients

Mode de freinages	Avantages	Inconvénient
Freinage d'électriques	Pas d'usure donc pas de maintenance	Pas de blocage à l'arrêt sauf cas de machine à refroidissement forcé
avec courant continu	Très efficace, La variante « en courant du Foucault » est employée en le ralentissement des poids lourds (frein Telma) ainsi qu'en traction ferroviaire régionale : dans ces 2 cas, on module le courant pour ajuster le ralentissement	Câblage important, cout du transformateur, à tension au réglage du la temporisation
avec contre-courant	Intensité du freinage très importante	Nécessite un capteur centrifuge ou à friction pour ne inverse pas la relation
Hyper synchrone	Contrôle avancé de la rampe de décélération	Coût du variateur

Freinage de mécanique	Permet de maintenir un blocage à l'arrêt	Usure mécanique donc maintenance régulière Impossible à employer en phase de ralentissement sur des systèmes à forte énergie cinétique emmagasinée
• A appel de courant	Moteur asynchrone libre en cas de coupure de courant	Pas de freinage en cas de coupure de courant (interdit dans les applications de levage)
• A manque de courant	Moteur bloqué en cas de coupure de courant (obligatoire dans les applications de levage, utilisé en immobilisation en traction ferroviaire)	Impossible de débloquent le moteur dans cas de coupure de courant (pénalisant en cas d'un treuil à traction horizontale)

Tableau I.4. Avantages et inconvénients des freinages.

I.17. Modèles dynamiques liés aux commandes de MAS :

Cette partie concernera la présentation des modèles liés aux commandes. En utilisant commandes pour variation de la vitesse et pour contrôle de la position du MAS, on cite:

- **La commande scalaire (CS)** : elle s'intéresse uniquement à l'amplitude et la fréquence d'un signal tension ou courant pour contrôler le couple et le flux, en générale à la vitesse de synchronisme dans un repère tournant lié des variables électriques.
- **le contrôle vectoriel (FOC)**: correspond à la repère du référence qui lié au φ_r de la moteur.
- **contrôle directe de couple (DTC)**: qui utilise le φ_s et réalise dans un repère fixe.

I.17.1. Contrôle scalaire :

Dans ce contrôle, on ne considère que tous les vecteurs tournant à la vitesse du champ tournant (synchronisme), même en régime transitoire. Si ce l'est valable pour les vecteurs tensions-courants statorique dont la pulsation est imposé par le convertisseur "onduleur", il ne l'est pas pour les flux statorique et rotorique.

Cette considération simplifie beaucoup la commande, dans la mesure où aucune transformation de coordonnées n'est nécessaire (contrairement à la commande vectorielle).

I.17.2 Contrôle vectoriel à flux orienté :

En résumé, plusieurs variantes de la FOC ont été introduites dans la littérature après leur progression temporelle.

I.17.2 .1. Principe :

Le principe de la commande vectorielle consiste à orienter l'une des composantes du flux stator, rotor ou entrefer sur l'axe d'un référentiel tournant en vitesse. La méthode est basée sur la sélection du référentiel, qui est associé au φ_r . Si l'on décompose le courant statorique j en la composante I_{sd} qui suit le flux rotorique et I_{sq} qui est orthogonale à ce flux, une commande découplée du flux et du couple est représentée. On obtient alors un fonctionnement comparable à un moteur à courant continu à excitation séparée, où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple.

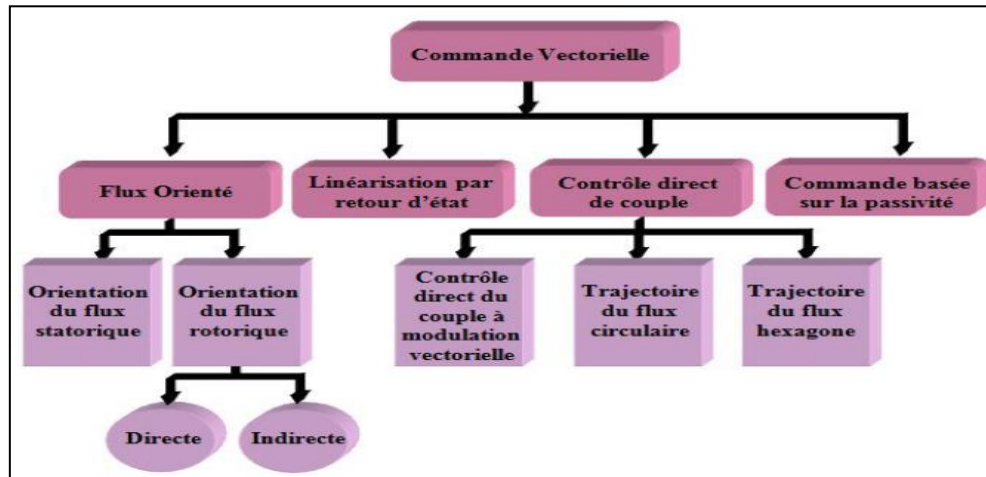


Figure I.28. Les différentes classes de la commande vectorielle.

I.17.3 Contrôle direct du couple (DTC) :**I.17.3.1. Principe :**

Cette méthode est basée en la détermination directe de la séquence d'ordres des onduleurs de tension en appliquant une classe d'ordres de capacité aux interrupteurs. Les transformateurs de tension sont généralement basés sur des régulateurs à hystérésis.

-Avantages et inconvénients :

Avantages	Inconvénients
• Amélioration de temps de réponse. • Large plage de variation couple-flux. • Imposition directe des amplitudes d'ondulation. • Simple à implanter, ne nécessite pas de transformée de Park	• Fréquences de commutation variable due à l'utilisation des régulateurs à hystérésis. • Effet sonore, bruit. • Nécessite des fréquences d'échantillonnage très élevées. • Dégradation prématurée du matériel.

Tableau I.5. Ce graphique montre les avantages et les inconvénients de la commande directe du couple.

I.18. Protection des machines asynchrone :

La protection des moteurs électriques contre les surintensités (surcharges et courts-circuits) a pour but d'éviter un échauffement excessif et des dommages. Cela se fait en limitant la quantité de courant qui peut circuler dans le moteur.

I.18.1 Dispositifs de protection contre les courts-circuits :**I.18.1.1. Les fusibles (coupe-circuits) :**

Les fusibles assurent une protection unipolaire à haut pouvoir de coupure à faible volume. Ils sont généralement montés sur des supports appelés porte-fusibles qui laissent passer les surintensités du courant de démarrage. Les vannes conviennent à l'alimentation des moteurs car elles permettent au courant de les contourner.

I.18.1.2. Les disjoncteurs magnétiques :

Ces disjoncteurs sont conçus pour empêcher le courant électrique involontaire de circuler dans les moteurs tout en permettant une capacité de coupure sûre. Le seuil de déclenchement est défini par l'utilisateur garantissant que la protection est toujours en place.

I.18.2 Dispositifs de protection contre la surcharge :**I.18.2.1. Relais de surcharge thermique bimétallique :**

Leur principe de fonctionnement est basé sur la déformation à chaud de leurs feuilles bimétalliques. Les courants de surcharge les traversant, cette déformation peut provoquer des déclenchements d'équipement. Ces relais protègent le moteur contre les surcharges, mais ils doivent admettre une surcharge temporaire due au démarrage. Par conséquent, il est nécessaire d'adapter le relais à l'heure de départ.

I.18.2.2. Relais de sonde à thermistance PTC :

Ils se composent d'une ou plusieurs sondes à thermistance à coefficient de température positif (CT) est placé à l'intérieur de l'enroulement du moteur ou de tout échauffement (roulement, roulement, etc.). Ce sont des résistances fortement augmentées. Lorsque la température atteint un seuil appelé : température nominale de fonctionnement, elles mesurent la température continue à l'aide d'un équipement électronique.

Conclusion

Ce chapitre présente le moteur asynchrone, réalise une étude générale sur le moteur asynchrone triphasé (composition, principe de fonctionnement, caractéristiques), et présente l'utilisation, les avantages et les caractéristiques de ce moteur. Ses inconvénients sont les types des démarrages et les farinages, la généralité de commande est sa protection des machines asynchrone.

***Modélisation et commande
Directe du couple de la MAS***

Chapitre II

II.1.Introduction

Dans ce chapitre traite de la modélisation des machines asynchrones triphasées. Ce chapitre commence par des hypothèses simplificatrices suivies de l'établissement d'équations et de notations de référence pour les machines asynchrones triphasées. Un rappel sur les transformations de coordonnées (Clarke et Parker). Un modèle mathématique basé sur le circuit équivalent d'un moteur asynchrone dans un référentiel à champ tournant (d, q) est présenté. Puis le modèle de la machine Dans une carcasse de stator fixe (α, β) est exposé.

Pour éviter le problème de sensibilité aux changements de paramètres des méthodes de contrôle ont été développées dans lesquelles le flux magnétique et le couple électromagnétique sont estimés à partir de quantités uniques. Le stator peut être contacté électriquement. Parmi ces méthodes le contrôle direct du couple (DTC) MAS basé sur la direction du flux statorique introduit par TAKAHASHI et DEPENDROCK en 1985. Basé sur le contrôle direct du couple La direction du flux statorique est l'une des méthodes introduites par **Dependrock** sous le terme « autocontrôle direct » (DSC). Ce type de lutte est proposé comme alternative à la lutte anti vectorielle. Le principal inconvénient de la direction d'écoulement du rotor est sa sensibilité relative aux changements des paramètres MAS. Cette technologie peut calculer les quantités de contrôle du flux et du couple du stator. Les grandeurs électromagnétiques qui peuvent être mesurées sans l'utilisation de capteurs spécialisés et l'amplitude des fluctuations de ces grandeurs sont directement appliquées. Les méthodes de contrôle direct du couple MAS comprennent La fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur sont commandées directement en fonction de l'évolution de la valeur du flux stator et du couple électromagnétique du MAS triphasé.

La commande directe du couple (DTC) étant l'une des plus populaires techniques de nos jours. Ce chapitre est consacré à décrire la modélisation et commande directe du couple pour les moteurs asynchrones.

II.2. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE:

II.2.1. Hypothèse Simplificatrices :

La modélisation de la MAS basée sur nombre d'hypothèses qui sont :

- Qui en trouve l'entrefer et constant.
- D'encoche qui effet sont négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Qui en suppose négligeables des Pertes ferromagnétiques.

- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

II.2.2. Modèle dynamique de la MAS:

Ce modèle de la MAS triphasée est illustré en la figure ci-dessous. Par les armatures statorique et rotorique munies chacune dans enroulements triphasée, pour le stator (A_s , B_s , C_s) et rotor (A_r , B_r , C_r) et θ_r l'angle entre une phase de stator du référence (S_a) et une phase de rotor du référence (R_a).

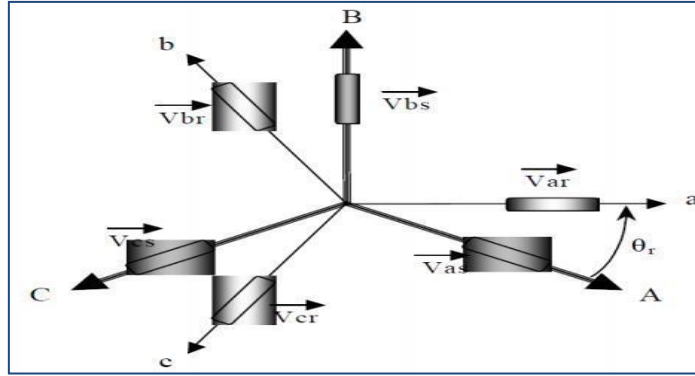


Figure II.1. Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

II.2.3. Les équations Générales De La Machine Asynchrone Triphasée :

Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

• Les équations électriques:

Les équations de tension par application de la loi de Faraday des trois phases statorique et des trois phases rotorique sont données par : $V = R \cdot i + \frac{d}{dt}[\Phi]$ (II-1)

Sous forme matricielle.

Au stator

$$\frac{d}{dt}[\Phi_{as}]$$

$$[V_{bs}] = R_s \cdot i_{bs} + \frac{d}{dt}[\Phi_{bs}]$$

$$[V_{cs}] = R_s \cdot i_{cs} + \frac{d}{dt}[\Phi_{cs}]$$

Au rotor $[V_{as}] = R_s \cdot i_{as} +$

$$[V_{ar}] = R_r \cdot i_{ar} + \frac{d}{dt}[\Phi_{ar}] = 0$$

$$[V_{br}] = R_r \cdot i_{br} + \frac{d}{dt}[\Phi_{br}] = 0 \quad (II-2)$$

$$[V_{cr}] = R_r \cdot i_{cr} + \frac{d}{dt}[\Phi_{cr}] = 0$$

Avec :

$[V_s] = [V_{as} V_{bs} V_{cs}]$: Les Tensions d'alimentation du statorique.

$[V_r] = [V_{ar} V_{br} V_{cr}]$: Les Tensions d'alimentation du rotorique, Les trois enroulements sont en court – circuit, ses tensions sont nulles : $[V_r] = [0 \ 0 \ 0]^T$ (II-3)

$[i_s] = [i_{as} i_{bs} i_{cs}]$; $[i_r] = [i_{ar} i_{br} i_{cr}]$: Les trois courants statorique et rotorique.

$[\phi_s] = [\phi_{as}\phi_{bs}\phi_{cs}]$; $[\phi_r] = [\phi_{ar}\phi_{br}\phi_{cr}]$: Les flux à travers les trois phases du stator et du rotor.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (II-4)$$

R_s, R_r : Les résistances par phase respectivement du stator et du rotor.

▪ Les équations magnétiques:

Les hypothèses précédemment citées, entraînent les relations suivantes entre courants et flux, écrites également en forme matricielle :

$$[\phi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \quad (II-5)$$

$$[\phi_r] = [L_r] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \quad (II-6)$$

$$\text{Avec: } [L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (II-7)$$

$[L_s], [L_r]$: Les matrices d'inductance d'une phase de stator et d'une phase de rotor.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases de stator.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases de rotor.

M_{sr} : L'inductance mutuelle entre deux phases rotor et une phase stator.

Avec:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II-8)$$

$[L_m]$: Matrices des inductances mutuelles du couplage stator-rotor.

θ : La position absolue entre stator et rotor.

La machine est défini par cinq inductances : [13]

- L'inductance propre d'une phase stator L_s et rotorique L_r .
- L'inductance mutuelle entre phase stator M_s et rotorique M_r .
- L'inductance mutuelle entre phase stator et phase rotorique $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$.

En remplaçant (I-3) dans (I-2) On obtient Finalement.

$$\text{Pour le stator : } [V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_s] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [i_{rabc}]) \quad (II-9)$$

$$\text{Pour le rotor: } [V_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} ([L_r] \cdot [i_{rabc}] + [M_{rs}]^T \cdot [i_{sabc}]) \quad (II-10)$$

▪ L'équation mécanique:

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique

variable (*le démarrage, le freinage, la variation de charge à l'arbre, ...etc.*). Il faut ajouter l'équation du mouvement. [12]

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (II-11)$$

$$\text{La vitesse électrique du rotor : } \omega_r = P\Omega \quad (II-12)$$

- pour une machine à 2P pôles (machine multipolaire) :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J} \left(C_e - C_r - f \frac{\omega_r}{P} \right) \quad (II-13)$$

Avec :

J : Moment d'inertie du rotor.

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistante.

Ω : vitesse rotorique du moteur.

p : Nombre de pair de pôle.

II.3. Transformation triphasé-biphasé:

Il existe trois possibilités de référentiels dans la pratique. Le choix se fait en fonction du Problème étudié.

Système d'axes α - β : $\Rightarrow \omega_{coord} = 0 \dots$ (Système lié au stator)

Système d'axes d - q : $\Rightarrow \omega_{coord} = \omega_r \dots$ (Système lié au rotor)

Système d'axes x - y : $\Rightarrow \omega_{coord} = \omega_s \dots$ (Système lié au champ tournant)

II.3.1. Transformation triphasé « a b c » $\rightarrow$ biphasé « α β » :

Pour chaque ensemble de grandeurs (statorique et rotorique), on applique la transformation (α , β) pour simplifier les équations qui changent de repère triphasé (a , b , c) vers un repère biphasé (α , β) donne des valeurs dans un repère fixe lié au stator. Il existe principalement deux transformations Clarke et Concordia.

-Transformation De CLARKE/CONCORDIA :

L'utilisation de cette transformation a pour but de passer d'un système abc triphasé à un système α , β diphasique. Il y a deux équipes principales : Clarke et Concordia.

La transformation directe de Clarke/Concordia est définie par la matrice [C] La transformée de Clarke/Concordia fait correspondre le vecteur d'origine au vecteur d'origine. Elle s'applique indifféremment à la tension au courant et au flux. [C] est la matrice de transformation directe de Clarke/Concordia donnée par :

$$[C] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (II-14)$$

Tel que :

$$[X_{abc}] = [C] \cdot [X_{0\alpha\beta}] \quad (II-15)$$

$$[X_{0\alpha\beta}] = [C]^{-1} \cdot [X_{abc}] \quad (II-16)$$

Avec :

- Pour le repère triphasé le vecteur $X_{abc} = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$
- Pour le repère diphasé le vecteur $X_{0\alpha\beta} = \begin{bmatrix} X_0 \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}$

Simulation Transformation De CLARKE/CONCORDIA :

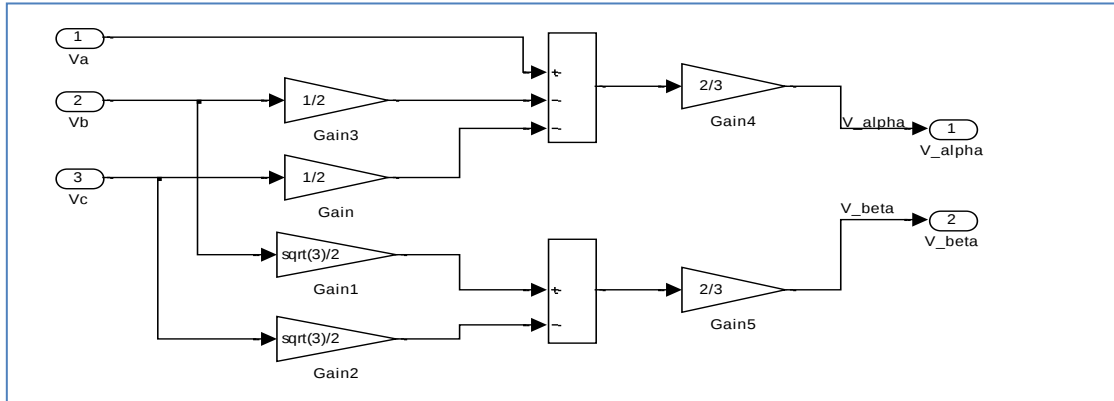


Figure II.2 : Transformation de Clark en *matlab*.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [C_{23}] \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad \text{transformation inverse : } \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = [C_{23}]^{-1} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (II-17)$$

TF de Concordia 3/2

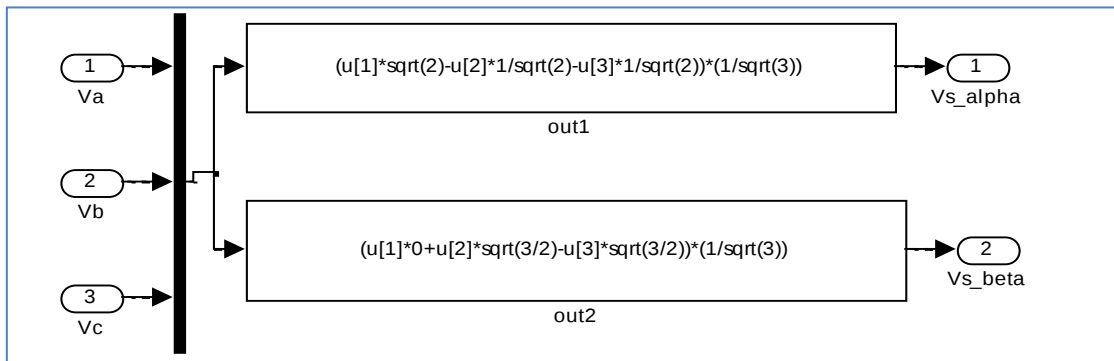


Figure II.3 : Transformation de Concordia3/2 en *matlab*.

II.3.2. Transformation de PARK:

La transformée de Park, est un outil mathématique utilisé en électrotechnique afin de réaliser Un changement de repère dans un système d'axe diphasé ou triphasé.

Le passage du repère triphasé (a, b, c) au repère biphasé (d, q) donne

Les valeurs contraintes par le champ dans les systèmes de coordonnées rotatifs aident souvent à modéliser le MAS rotatif général à la vitesse de synchronisation de transformation du système de coordonnées rotatif (d, q) Le nom de la transformation PARK est donné par :

$$\text{On a } [X_{dq}] = [P(\theta)][X_{abc}] \text{ Et : } X = V, i, \varphi \quad (II-18)$$

Avec : X : les tensions et les courants et les flux.

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (II-19)$$

$\theta = \int \omega_{\text{coor}} \cdot dt$: L'angle entre les systèmes d'axes biphasé et triphasé.

ω_{coor} : La vitesse angulaire de rotation d'axe biphasé.

$\rightarrow \omega_{\text{coor}} = 0$ (Transformant de CLARAK).

La transformation de Park modifié :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II-20)$$

Dans notre système

$$[V_{dqo}] = [P(\theta)]. [V_{abc}] \quad (II-21)$$

$$\text{Donc : } \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (II-22)$$

Transformation de Park :

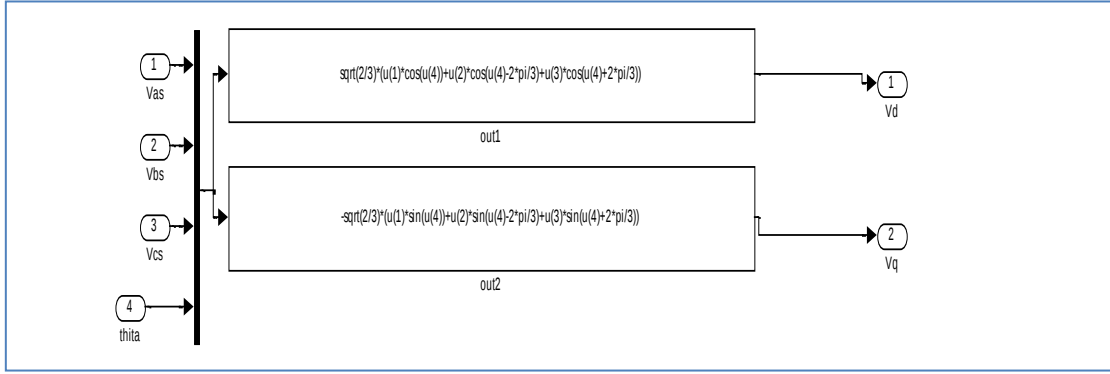


Figure II.4 : Transformation de Park en *matlab* .

$$\text{On a } \theta_s = \omega_{\text{coor}} \cdot t + \theta_0 \quad (II-23)$$

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

Le facteur $(\sqrt{\frac{2}{3}})$: pour la conservation de la puissance électrique instantanée.

θ : corresponde à la position du repère choisi pour la transformation.

L'élaboration de cette transformation assure trois Egalite :

- ❖ Egalité de la force magnétomotrice (**FMM**) (*flux tournants*).
- ❖ Egalite des électriques puissances
- ❖ Egalite des magnétiques puissances

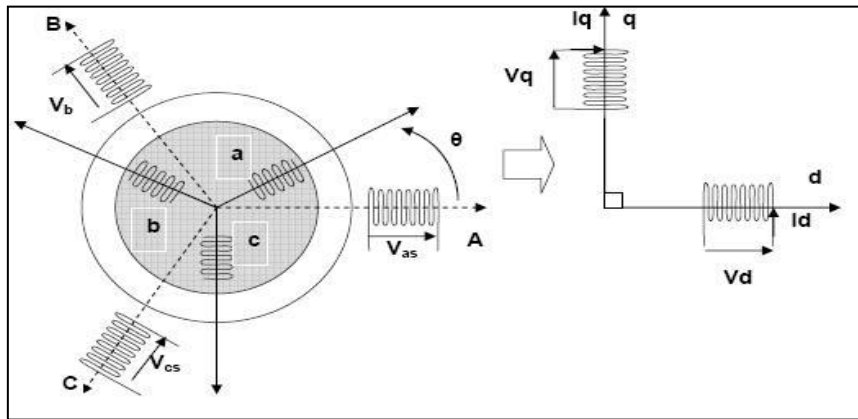


Figure II.5 : Le Modèle de la machine après transformation de Park.

II.4.Choix Du Référentiel :

Pour étudier la théorie des processus transitoires pour les machines asynchrones il est recommandé de choisir un système d'arbres de référence qui conduit au système différentiel le plus simple puisque le résultat final est Quel que soit le choix du système de coordonnées. Notons que les calculs peuvent être plus ou moins complexes

Dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles :

- Référentiel fixé par rapport au stator « α, β » : $\omega_{\text{coor}} = 0$

- Référentiel fixé par rapport au rotor « x, y » : $\omega_{coor} = \omega_r$
- Référentiel fixé par rapport au champ tournant « d, q » : $\omega_{coor} = \omega_s$

Avec :

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

II.5. Transformation De PARK Appliquée a la MAS Triphasé :

Pour obtenir un système d'équations différentielles à coefficients constants les bobinages du stator et du rotor sont convertis en bobinages équivalents. La transformation de parc consiste à appliquer du courant de la tension et du flux magnétique à Variation variable faisant intervenir l'angle entre l'axe du bobinage et l'axe (d et q) L'angle interfère avec le nombre de stators l'angle θ_r interfère avec le nombre de rotors.

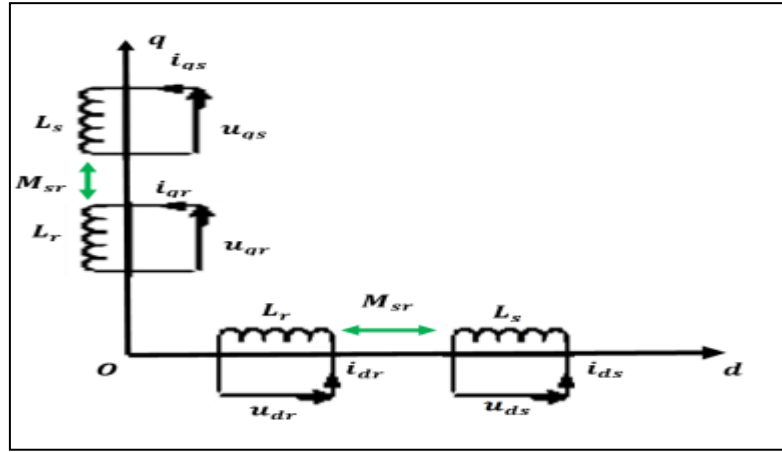


Figure II.6 : Représentation de la machine selon les axes (d-q).

Alors on aura le modèle de la MAS avec les définitions angulaires suivantes dans le sens trigonométrique :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (II-24)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$= \omega_\alpha - \omega_m$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} \frac{d\theta}{dt} = \omega_m & \text{Vitesse angulaire de la rotation} \\ \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_\alpha & \text{Vitesse angulaire du champ tournant} \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_\alpha \cdot g & \text{Vitesse angulaire de glissement} \end{array} \right.$$

$$\text{Avec } g = \frac{\omega_\alpha - \omega_m}{\omega_\alpha}$$

- Les enroulements (A, B, C) réels sont remplacés par deux enroulements équivalents fictifs ($d_s; q_s$).
- Les enroulements (a, b, c) réels sont remplacés par deux enroulements équivalents fictifs ($d_r; q_r$).

II.5.1. Modèle de la MAS triphasée dans repère de Park :

	Au stator	Au rotor
Equations électriques	$V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs}$ $V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds}$ $(II-25)$	$V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} = 0$ $V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} = 0$
Equations Magnétiques	$\varphi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr}$ $\varphi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr}$	$\varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \quad (II-26)$ $\varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs}$
Couple Electromagnétique	$C_e = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds})$	$(II-27)$

Tableaux II.1 : Modèle De La MAS Triphasée Dans Repère De Park.

Donc :

$$[V] = [R] \cdot [I] + \frac{dI}{dt} \cdot [L] + \omega_r \cdot [A_1] \cdot [I] + (\omega_s - \omega) \cdot [A_2] \cdot [I] \quad (II-28)$$

$$[V] = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; [I] = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}; [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix};$$

$$[A1] = \begin{bmatrix} 0 & -L_s & 0 & -M \\ L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [A2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_r & 0 & -M \\ L_r & 0 & M & 0 \end{bmatrix}$$

II.5.2. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère lié au Stator:

Dans ce repère, la représentation d'état est la suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma.L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r.T_r}) & 0 & \frac{L_m}{\sigma.L_s.L_r.T_r} & \frac{p.L_m}{\sigma.L_s.L_r} \Omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma.L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r.T_r}) & -\frac{p.L_m}{\sigma.L_s.L_r} \Omega & \frac{L_m}{\sigma.L_s.L_r.T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p.\Omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p.\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II-29)$$

$$\text{En ajoutant l'équation mécanique : } C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f.\Omega r \quad (II-30)$$

$$\text{Avec : } C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (II-31)$$

II.6. SIMULATION DE MOTEUR ASYNCHRONE

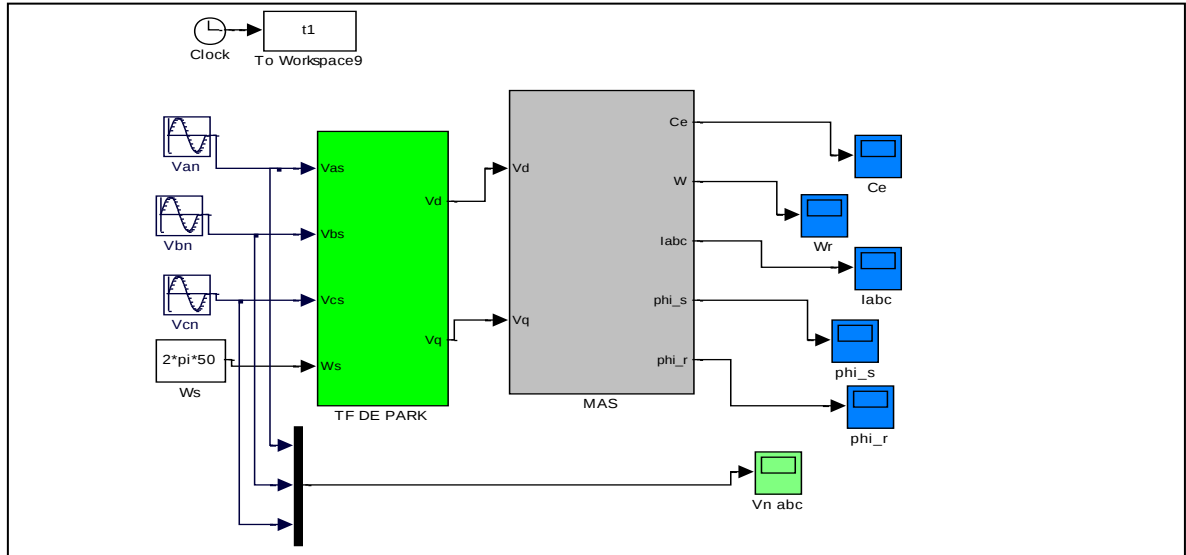


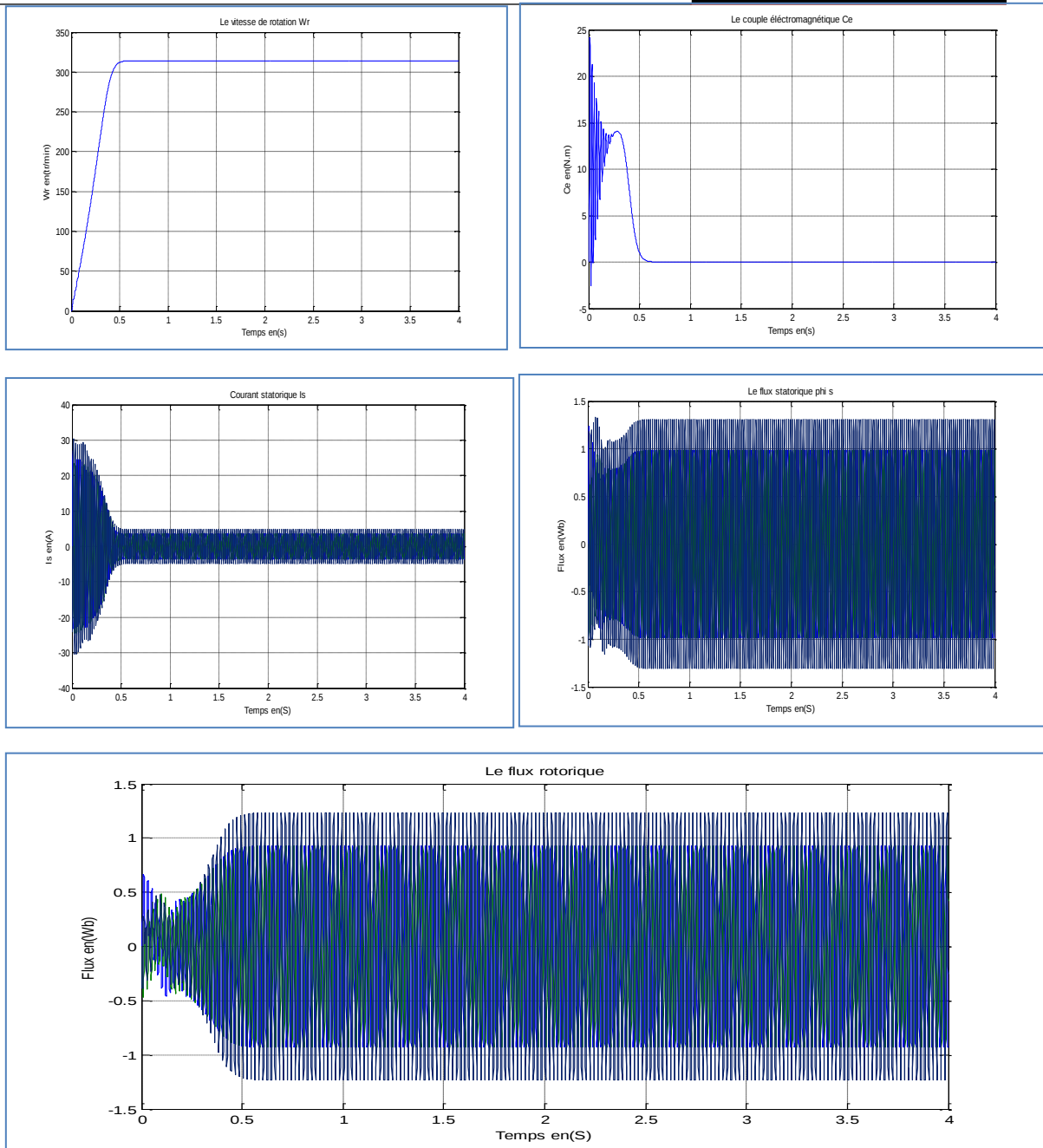
Figure II.7. Schéma Bloc De La MAS Alimentée Par Un Réseau Triphasé Equilibré.

II.6.1. Résultats de simulation de MAS :

La simulation de la MAS est réalisée en MATLAB/SIMULINK, avec une Alimentation triphasée équilibrée dans la source, et de fréquence 50HZ.

Au démarrage, notre machine fonctionne à vide, ensuite à l'instant $t = 2s$, on applique Une charge de 10N.m.

II.6.1.1. Résultat de simulation de la machine Asynchrone à vide $C_r = 0$:



Figures II.8 : Démarrage A Vide Du Moteur Asynchrone Triphasé Alimenté Par Une Source De Tension Equilibrée Sinusoïdale.

II.6.2. Interprétations :

D'après la Figure (I.8) on constate que :

-Pour Le Couple Electromagnétique :

Aux premiers instants du démarrage, le couple électromagnétique pendant le régime transitoire est fortement oscillatoire après il se stabilise à une valeur nulle.

-Pour La Vitesse :

Au démarrage à vide, la courbe de vitesse présente une oscillation inclinée avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.2s la vitesse de rotation stabilise

a une valeur constante (320 rad/s) puisque le moteur possède 2 paires de pole, cette variation instantanée dépend de la caractéristique du moteur choisi.

-Pour Les Courant Statorique :

Au démarrage, Les courants statorique présentent des oscillations successives autour de zéro jusqu'a l'instant, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuée ou il prend sa valeur permanente.

-Pour Les Flux Statorique :

Les flux Statorique se présentent sous forme sinusoïdales d'amplitude presque constante (1.23Web).

I.6.3. Résultat De Simulation De La Machine Asynchrone En charge $C_r=10 \text{ N.m}$:

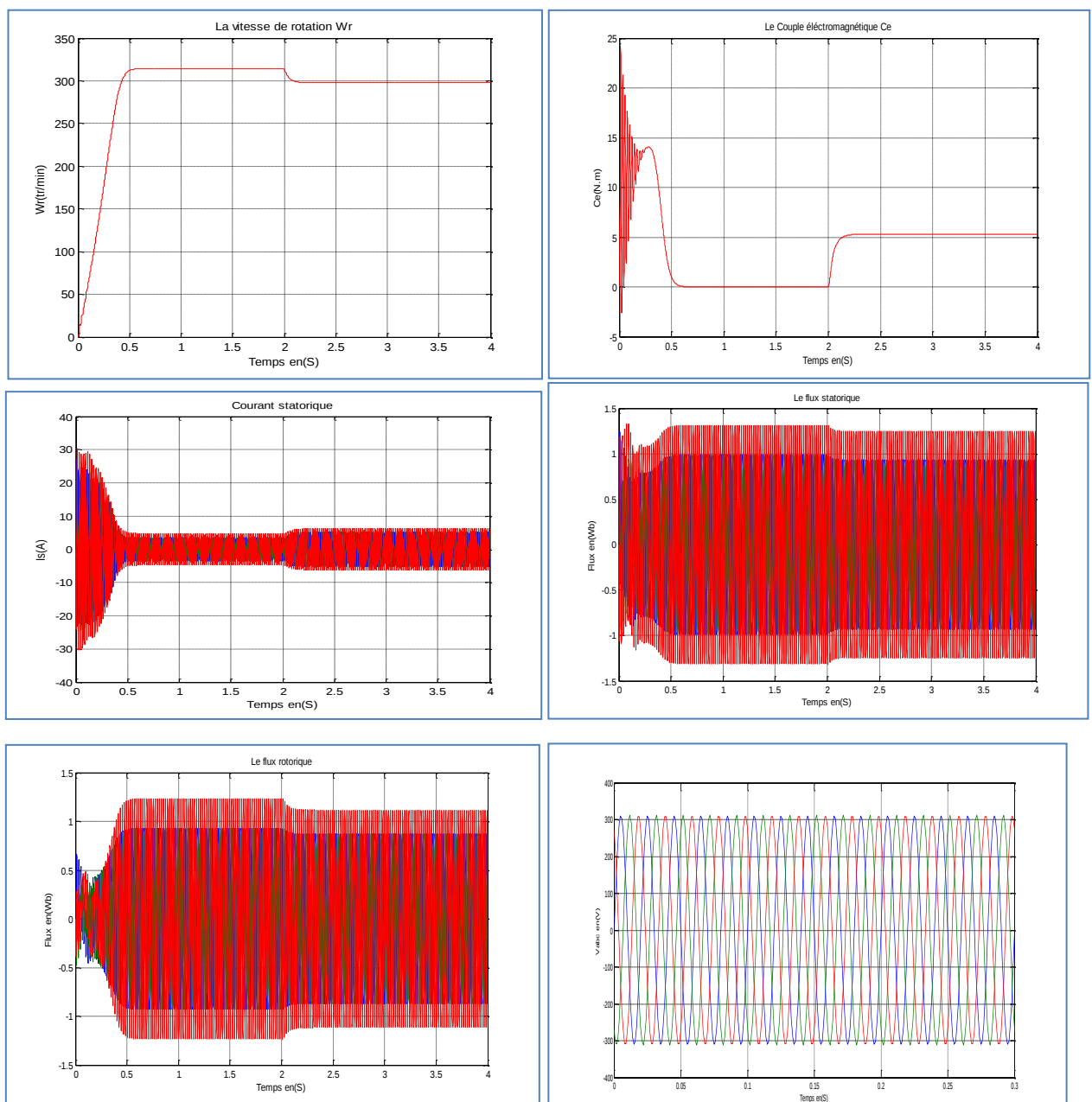


Figure II.9 : Démarrage En Charge Du Moteur Asynchrone Lors D'une Application D'un Couple Résistant ($C_r=10 \text{ Nm}$ A $t=2 \text{ sec}$).

I.6.3.1. Interprétations :

Dans la seconde étape, une perturbation du couple $C_r=10\text{N.m}$ est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant $t=2\text{s}$ et les résultats de simulation sont regroupés dans la Fig(I.9).

La courbe de vitesse diminue et se stabilise à une valeur de 320 rad/s lorsqu'une charge mécanique est appliquée. La courbe de couple électromagnétique se stabilise finalement à la valeur de couple de charge. Courant de stator existant. L'amplitude augmente en raison d'une augmentation de la charge et d'une légère diminution du flux.

II.7. ONDULEUR DE TENSION :

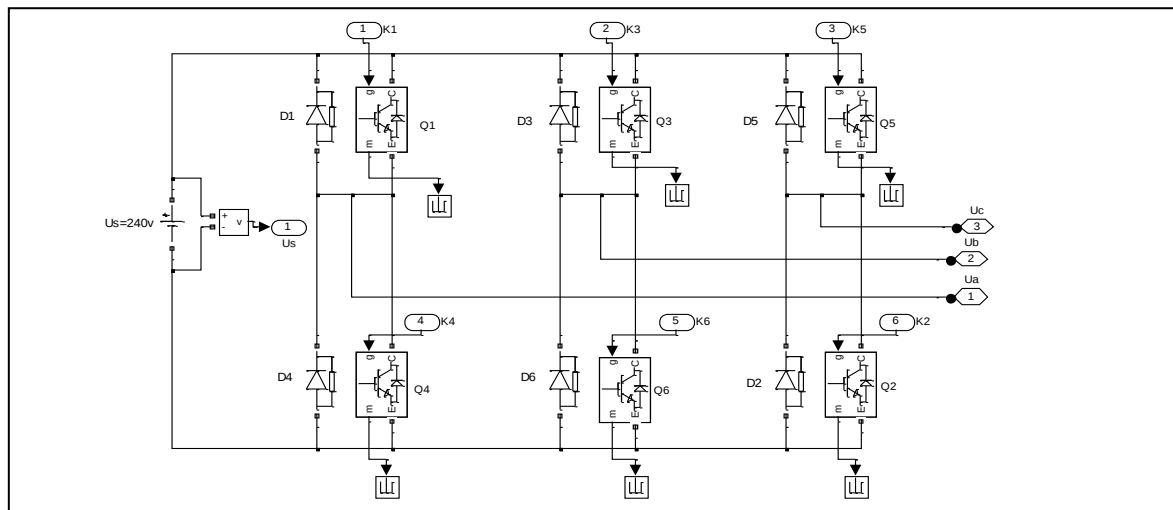


Figure II.10 : Schéma bloc de modalisation d'onduleur triphasé.

Un onduleur de tension est un convertisseur statique composé d'unités de commutation. On utilise généralement des transistors ou des puissances élevées avec des thyristors GTO. Il peut appliquer des ondes de tension d'amplitude et de fréquence variable sur la machine via un réseau standard (220/380 V 50 Hz). La tension filtrée redressée U_0 est appliquée à l'onduleur. C'est le cœur du contrôleur MAS et peut être considéré comme un amplificateur de puissance. Pour un onduleur triphasé les commandes de commutation des bras sont complémentaires. Par conséquent pour chaque bras il existe deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme les quantités booléennes suivantes :

- $\bar{S}_{a,b,c} = 1$ Interrupteur du demi-bas haut (a, b ou c) fermé.
- $\bar{S}_{a,b,c} = 0$ Interrupteur du demi-bas bas (a, b ou c) ouvert.

Pour simplifier l'étude de l'onduleur, on supposera que

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

Les tensions composées à la sortie du pont de l'onduleur triphasé figure (10) sont données

par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (II-32)$$

U_{ao}, U_{bo}, U_{co} Peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions Continu). Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif, on a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{cn} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (II-33)$$

U_{an}, U_{bn}, U_{cn} Ont les tensions simples de la machine et U_{no} la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est considérée équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (II-34)$$

La substitution de (3) dans (2) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3} (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (II-35)$$

En remplaçant (4) dans (2), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{2}{3} U_{ao} + \frac{2}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} + \frac{2}{3} U_{co} \end{cases} \quad (II-36)$$

On peut écrire le système d'équation (5), on utilisant les variables booliennes de l'état de l'interrupteur on a :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3} (2 * S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3} (-S_a + 2 * S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3} (-S_a - S_b + 2 S_c) \end{cases} \quad (II-37)$$

II.7.1.Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé :

Sur la base de la stratégie DTC proposée par *Takahashi*, il a été possible de développer de nombreuses stratégies, tirant parti des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Les états des commutateurs de l'onduleur sont définis sous différentes formes en fournissant un beaucoup de tables de vérité. Nous ne nous intéressons qu'à la table de vérité originale de *Takahashi* et à celle qui ne contient pas de séquences vides. Avec un onduleur de tension triphasé, nous avons accès à sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur (voir Fig. (II.9)

$$\bar{V}_S = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_a + V_b e^{j \frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j \frac{4\pi}{3}} \right] \quad (II-38)$$

$[V_a V_b V_c]^T$ Est le vecteur de tensions simple à la sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des

interrupteurs. Cet état est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs booléennes de Commande.

$C_{ki}(i=1,2,3)$ Où C_{ki} est l'état de l'interrupteur K_i , supposé parfait, tel que pour le 2^{ème} bras de l'onduleur ($i = 1, 2, 3$)

- $C_{ki} = 1$ si l'interrupteur de haut est fermé et de bas l'interrupteur est ouvert
- $C_{ki} = 0$ si l'interrupteur de haut est ouvert et de bas l'interrupteur est fermé.

Dans ces conditions on peut écrire :

$$\bar{V}_S = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[C_{k1} + C_{k2} e^{j \frac{2\pi}{3}} + C_{k3} e^{j \frac{4\pi}{3}} \right] \quad (II-39)$$

La table de vérité peut être résumée dans la table suivante :

C_{k1}	C_{k2}	C_{k3}	V_a	V_b	V_c	V_s
0	0	0	0	0	0	V_0
1	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	V_1
1	1	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	V_2
0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	V_3
0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	V_4
0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	V_5
1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	V_6
1	1	1	0	0	0	V_7

Tableau II.2. Table de vérité pour un onduleur.

La figure (II.11) montre la représentation dans le plan complexe des 8 positions du vecteur V_s dans le plan (α, β) dont deux correspondent au vecteur nul, générés par un onduleur de tension à deux niveaux :

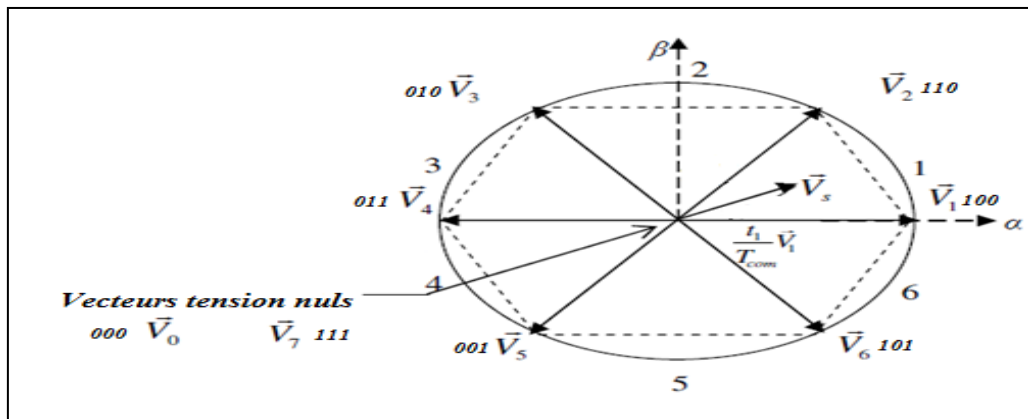


Figure II.11. Séquences de fonctionnement d'un onduleur et partition du plan complexe en six secteurs angulaires.

II.7.2. Résultat de Simulation L'un onduleur triphasé à commande MLI sinus triangulaire :

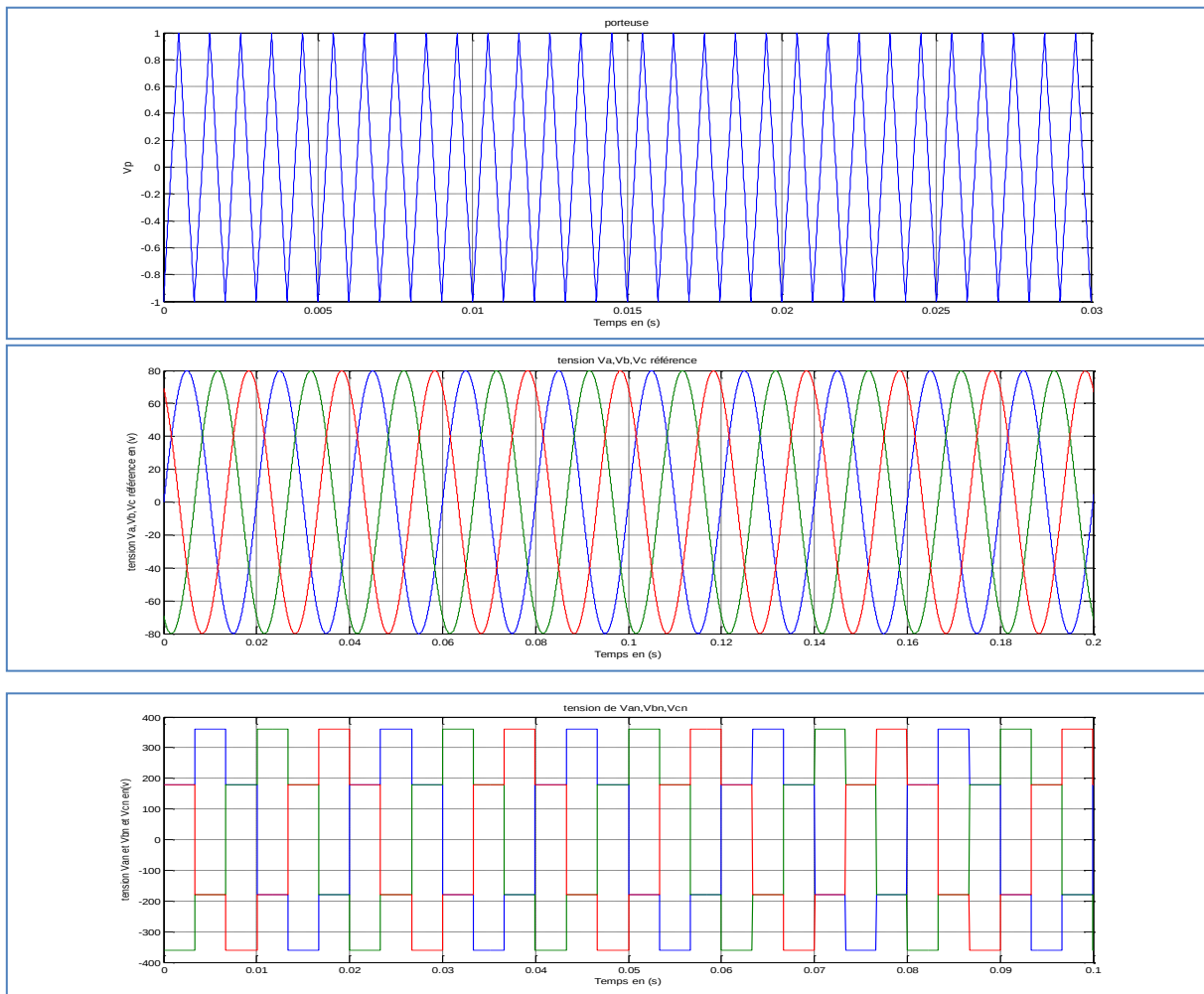


Figure II.12. Résultat de Simulation L'un onduleur triphasé à commande MLI sinus triangulaire.

II.8. Commande DTC D'un Machine Asynchrone:

II.8.1. PRINCIPE DE DTC CLASSIQUE:

Le contrôle direct du couple "DTC" a pour but de réduire au maximum la fréquence de découpage du variateur, et maintenir le couple électromagnétique et le module de flux du stator dans la bande de fréquence En sélectionnant l'hystérésis de la tension de sortie de l'onduleur Le contrôle direct du couple MAS repose principalement sur l'estimation des grandeurs à contrôler qui sont le couple électromagnétique et le flux statorique uniquement à partir des grandeurs liées au stator sans l'utilisation de capteurs. La mécanique ne pense pas très faible. Cette commande est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur Cette sélection est basée sur l'utilisation d'un régulateur à hystérésis Sa fonction est de contrôler l'état du système c'est-à-dire l'amplitude du flux statorique et l'amplitude du couple électromagnétique.

II.8.2 Caractéristique générales d'une commande directe de couple :

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statorique proches de formes sinusoïdales.
- La machine réponse dynamique de très rapide
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes hystérésis dans régulateurs.
- La commutation de fréquence de l'onduleur dépend à l'amplitude des bandes à hystérésis.

II.9. Contrôle du couple électromagnétique et du flux statorique :**II.9.1-Contrôle direct du vecteur flux statorique :**

Le contrôle direct du couple est basé sur le sens du flux stator, qui s'exprime dans le référentiel par rapport au stator machine comme :

$$\overline{V}_s = R_s \overline{i}_s + \frac{d}{dt} \overline{\phi}_s \quad (II-40)$$

Cela permet de dériver l'expression du flux statorique par simple intégration.

$$\overline{\phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{i}_s) dt \quad (II-41)$$

En négligeant la chute ohmique, la chute ohmique ($R_s i_s = 0$) et après un cycle de commutation (la tension vecteur fourni par l'onduleur est constant à chaque cycle de commutation), l'expression du flux stator devient :

$$\overline{\phi}_s = \overline{\phi}_{s0} + T_c \overline{V}_s \quad (II-42)$$

Cette relation est illustrée à la Figure (5-1), avec deux options de vecteur de tension : $\overline{v}_{s1}$ et $\overline{v}_{s4}$. Le vecteur $\overline{v}_{s1}$ introduit une augmentation de l'amplitude du flux et une diminution de la vitesse. Par contre, le vecteur $\overline{v}_{s4}$ réduit l'amplitude de l'écoulement mais augmente sa vitesse. Il s'ensuit que la grandeur ϕ_s du vecteur flux stator $\overline{\phi}_s$ peut être contrôlée par la composante directe V_{ds} du vecteur tension $\overline{v}_s$, tandis que son sens de rotation et donc son angle θ_s peuvent être contrôlés par la composante en quadrature V_{qs} . Et, comme nous le savons, la rotation du vecteur de flux du stator produit évidemment un couple. Par conséquent, *Takahashi* a conclu que, grâce au vecteur de tension brute fourni par l'onduleur, le flux et le couple peuvent être directement contrôlés.

En injectant l'expression (5-5) du courant $\bar{i}_s$ dans l'équation de couple (5-4) et en remplaçant $\bar{\varphi}_s$ et $\bar{\varphi}_r$ par leurs expressions (5-6) et (5-7) et après développement on obtient :

$$C_{em} = \frac{p.m_r}{l_s} \varphi_s \varphi_r \sin \gamma \quad (II-45)$$

Avec: $\gamma = \theta_s - \theta_r$

Cette équation montre les variations du couple qui peuvent être contrôlées à partir de l'angle γ donc de la vitesse de rotation du flux statorique. Si l'angle augmente le couple électromagnétique augmente aussi, dans le cas contraire qui diminue le couple.

II.9.3.Choix du la vecteur tension V_s :

Une collection appropriée du tenseur friction $\bar{V}_s$ dans les interrupteurs ($S_a S_b S_c$) permet de transporter le tenseur influx Φ_s pour façon de préserver son intensité constante. La préférence pour V_s dépend cependant pour la fluctuation souhaitée à la diamètre du influx statorique $\bar{\Phi}_s$ du sentiment pour rotation pour Φ_s pourtant régulièrement pour l'évolution souhaitée à la accouple. Pareillement nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de Φ_s sur le référentiel (S) de la décomposant de six zones (N= i) avec (i=1 ...6) déterminées de répartir incontinent composantes du influx sur le plan (α, β) contrairement recommandé sur représentation (figure II.14). Quand le tenseur flux Φ_s se découvre sur une aire numérotée N = i la surveillance du influx et du Accouple peut demeurer affirmé de sélectionnant l'un incontinent huitain vecteurs tensions suivantes :

Si V_2 est sélectionné alors Φ_s croît et C_{em} croît.

- Si V_6 est sélectionné alors Φ_s croît et C_{em} décroît.
- Si V_3 est sélectionné alors Φ_s décroît et C_{em} croît.
- Si V_5 est sélectionné alors Φ_s décroît et C_{em} décroît.
- Si V_0 et V_7 est sélectionné alors la rotation du flux Φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du vecteur Φ_s reste inchangé.

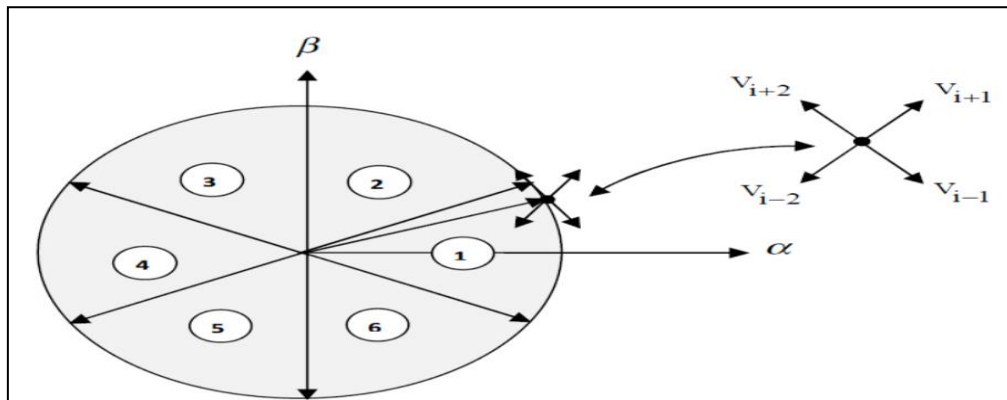


Figure II.15 : Sélection du vecteur tension V_s selon la zone de fonctionnement.

II.10. Estimation de DTC machine asynchrone :

II.10.1. Estimation Du Flux Statorique :

L'estimateur du flux est réalisé à partir des mesures des grandeurs statorique (courant et tension) de la MAS.

A partir des commande (S_a, S_b, S_c) et de la tension V_{dc} , on détermine les valeurs des Tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ en appliquant la transformation de Concordia :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}$$

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \cdot [S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)] \quad (II-46)$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} \cdot [S_b - S_c]$$

De même, les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de l'application de la transformation

De Concordia aux courants $I_{sa} I_{sb} I_{sc}$ mesurés :

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta}$$

$$I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_a \quad (II-47)$$

$$I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sa} - I_{sc})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\|\varphi_s\| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (II-48)$$

La zone Ni dans laquelle se trouve le vecteur $\bar{\varphi}_s$ est déterminée par le calcul de la phase de se

$$\text{vecteur: } \bar{\varphi}_s = \tan^{-1} \left(\frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \right) \quad (II-49)$$

II.10.2. Estimation du couple électromagnétique:

Le couple C_{em} ne peut être estimé qu'à partir de la quantité de flux et de courant du stator.

Leurs composantes (α, β), la paire peut être exprimée comme suit :

$$C_{em} = P (\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (II-50)$$

Cette équation, on peut voir que la précision de module de couple L'électromagnétisme dépend de précision la qualité des estimations de flux qui Mesure du courant stator.

II-11. Elaboration du vecteur de commande:

II.11.1 Correcteur de flux :

Ce correcteur est simple à utiliser : ce qu'il fait c'est garder la fin comme le montre la figure suivent, le vecteur de flux statorique φ_s est dans une bande circulaire. L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est injectée dans le contrôleur d'hystérésis a deux niveaux, une

variable booléenne φ_{fix} est générée à sa sortie, qui représente Déterminez directement si l'amplitude du flux magnétique augmente ($\varphi_{\text{fix}} = 1$) ou diminue ($\varphi_{\text{fix}} = 0$) afin de maintenir l'erreur entre le débit estimé et le débit de référence dans une largeur Le retard $\Delta\varphi_s$ et l'inégalité $|\varphi_{\text{sref}} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s$ doivent être vérifiés. Où : φ_{sref} est la consigne de flux.

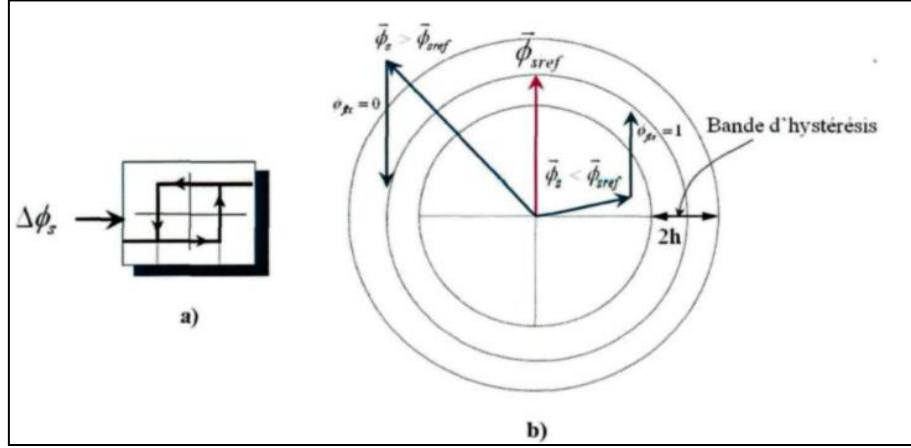


Figure II.16 : a) Correcteur à hystérésis utilisé pour le contrôle vecteur du flux stator; b) Contrôle L'amplitude du flux du stator.

On peut écrire alors:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon\phi \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon\phi \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon\phi \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s < -\varepsilon\phi \end{array} \right. \text{ et } \left(\begin{array}{l} \frac{d\Delta\phi_s}{dt} > 0 \\ \frac{d\Delta\phi_s}{dt} < 0 \end{array} \right) \quad \text{Alors } \begin{cases} \text{Cflux} = 1 \\ \text{Cflux} = 0 \\ \text{Cflux} = 1 \\ \text{Cflux} = 0 \end{cases} \quad (II-51)$$

II.11.2. Le correcteur du couple :

Le correcteur de couple a une fonction pour maintenir le couple dans les limites

$$|(\Gamma_{elm})_{ref} - \Gamma_{elm}| \leq \Delta\Gamma_{elm} \quad (II-52)$$

Avec : $(\Gamma_{elm})_{ref}$ est le couple de référence et $\Delta\Gamma_{elm}$ est la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant, contrairement au contrôle de flux, le couple est positif ou négatif. Dépend du sens de rotation de la MAS.

Deux solutions sont à envisager

- un correcteur à hystérésis à deux niveaux,
- un correcteur à hystérésis à trois niveaux

II.11.3 Le correcteur à deux niveaux :

Ce type de correcteur est facile à mettre en oeuvre. de plus, en choisissant le long du vecteur zéro de la région Zi on voit que pour chaque secteur i, il y aura un bras l'onduleur ne commute jamais, ce qui permet de réduire la fréquence moyenne commutation de l'onduleur, réduisant ainsi les pertes liées à la commutation Convertisseur statique. Cependant, ce correcteur n'autorise qu'un contrôle de couple L'évolution dans le sens de rotation et le débit ne peut être

obtenue que par choix Les vecteurs $\vec{V}_{i+1}$ et $\vec{V}_{i+2}$. Cependant, deux étapes de la MAS doivent être enjambées Utilisé dans inverser le sens de rotation.

II.11.4. Le correcteur à trois niveaux :

Dans notre étude, nous avons utilisé trois niveaux de correcteurs d'hystérésis comme solution, ce correcteur peut contrôler le MAS dans les deux sens de rotation, soit Paire négative ou positive. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne $Ccpl$ (Figure 5), représente directement Si l'amplitude du couple doit augmenter la consigne en valeur absolue ($Ccpl = 1$) Somme positive ($Ccpl = -1$) pour consigne négative, ou inférieure ($Ccpl = 0$) Ce correcteur permet une réduction rapide du couple. En effet plus bas une paire, à l'exception du vecteur nul (arrête la rotation de Φ_s), un vecteur d'application V_{i-1} ou V_{i-2} si le sens de rotation positif (sens triangulaire traditionnel) est sélectionné. Dans ce cas, le flux Φ_r va rapidement rattraper le flux Φ_s sans satisfaire ce dernier Il suffit de l'attendre, puis d'aller à sa rencontre (inversion du sens de rotation de Φ_s).

II.12. Elaboration de la table de commutation :

Le table de commande est constituée des états variables $Cflx$ et $Ccpl$ de la zone N_i qui définissent la position du vecteur flux stator. Il trouve plusieurs tables de commutation qui peuvent être utilisées pour contrôler le flux et le couple du stator, elles prennent donc la forme : [11]. [5]

N		1	2	3	4	5	6	Correcteur	
<i>Cflx</i> = 1	<i>Ccpl</i> = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2	Niveau x
	<i>Ccpl</i> = 0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀		
	<i>Ccpl</i> = −1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	3Niveaux	
<i>Cflx</i> = 0	<i>Ccpl</i> = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2	Niveau x
	<i>Ccpl</i> = 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇		
	<i>Ccpl</i> = −1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	3Niveaux	

Tableau II.3. Table De Vérité De La Structure De La DTC.

Choisissez un vecteur vide ou La rotation du flux magnétique s'arrête, ce qui se traduit par une diminution du couple C_e . Nous choisissons et Afin vue réduire les temps de commutation a l'onduleur.

II.13. La régulation de la vitesse:

Le couple produit par régulation de vitesse qui sera un couple de référence. En régulation en cascade, un régulateur PI est utilisé pour la vitesse et le couple résistant est considéré comme une perturbation.

Un schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle est présenté ci-dessous :

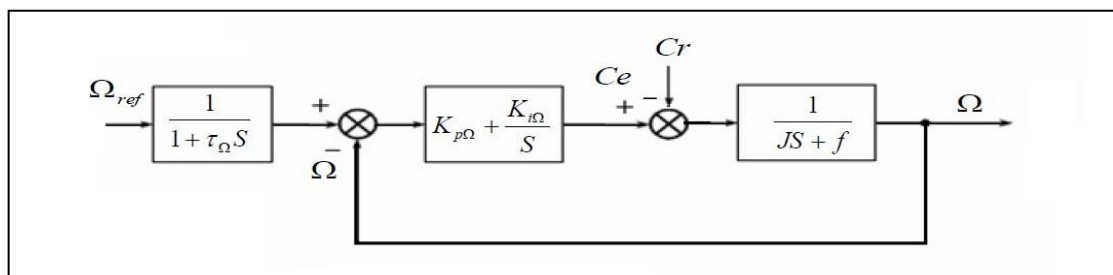


Figure II.16.Schéma Bloc De La Régulation De Vitesse.

II.14.LA STRUCTEUR DE LA COMMANDE DTC D'UNE MAS :

La figure suivent présente le schéma bloc d'implantation de la commande DTC d'une machine asynchrone au sens de TAKAHASHI.

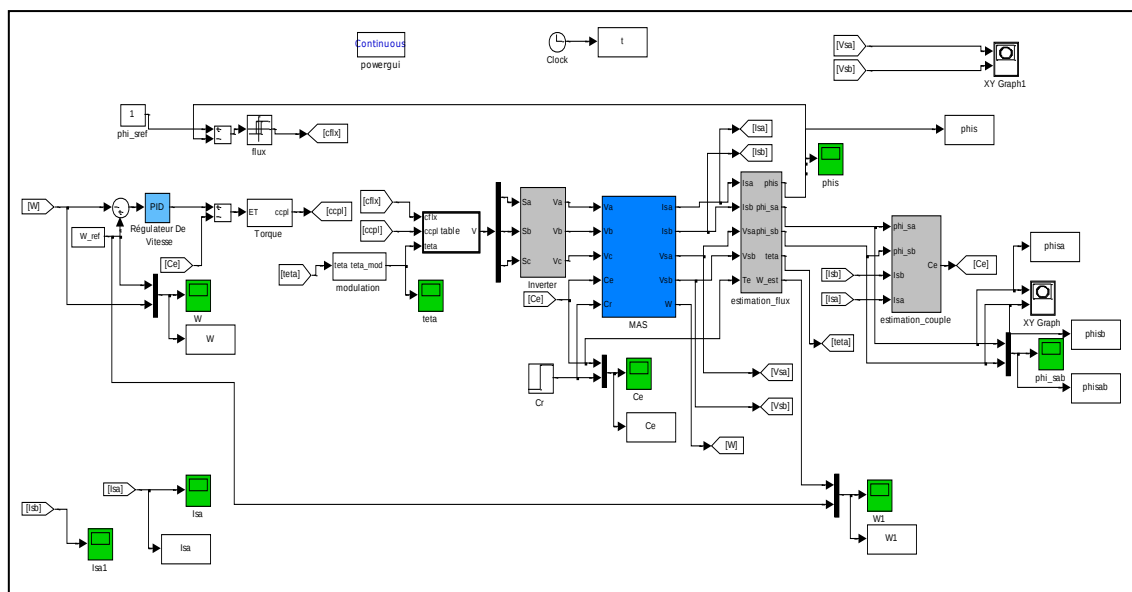


Figure II.18 : Schéma bloc de la DTC applique au moteur asynchrone.

II.14.1.Résultat de Simulation de commande DTC classique applique à la machine asynchrone:

Essai à vide $C_r=0$:

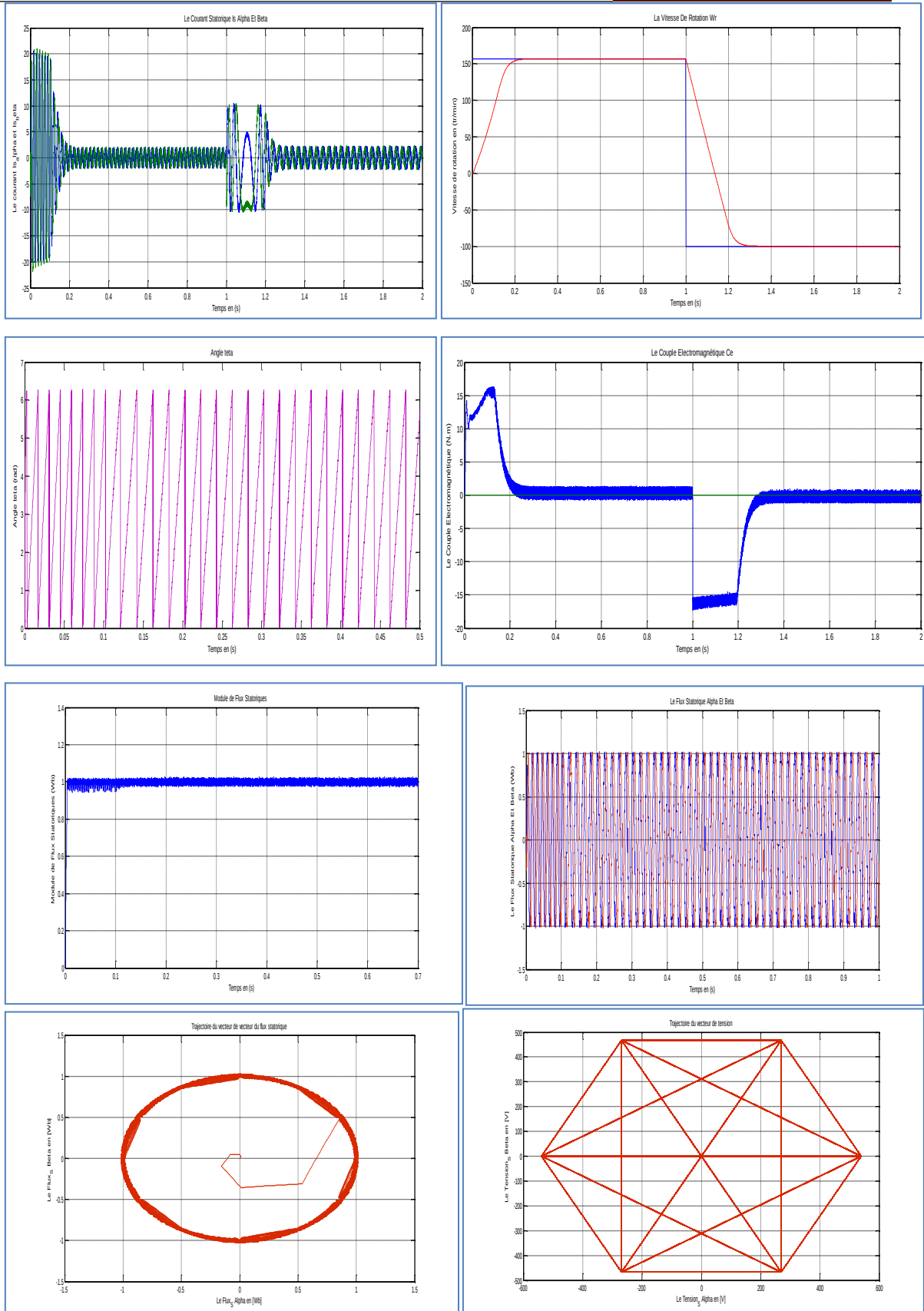


Figure II.19 : Résultats de Simulation du DTC du MAS en à Vide.

II.14.2. Interprétation de résultat :

(Fig. II.19) montre les performances de la régulation avec une nette amélioration en mode dynamique où la vitesse obtenue après le temps $t=0.2s$ n'a pas de dépassement. En effet pour le premier ordre le régime permanent est considéré comme 63% de la vitesse nominale est atteinte. Après le démarrage de la machine nous avons remarqué que le couple montait à 16,5N.m

Puis diminuait et se stabilisait autour de zéro. Parce qu'il n'y a pas de frais. Au démarrage le courant stator reste constant. Traverser Ailleurs (Figure II.19) l'évolution du flux statorique dans une référence diphasée est représentée. Dans ce cas la référence de flux est égale à 1wb. Au démarrage nous avons observé des ondulations en partie dues à L'effet du terme de résistance sur le calcul et le contrôle du flux à basse vitesse du moteur.

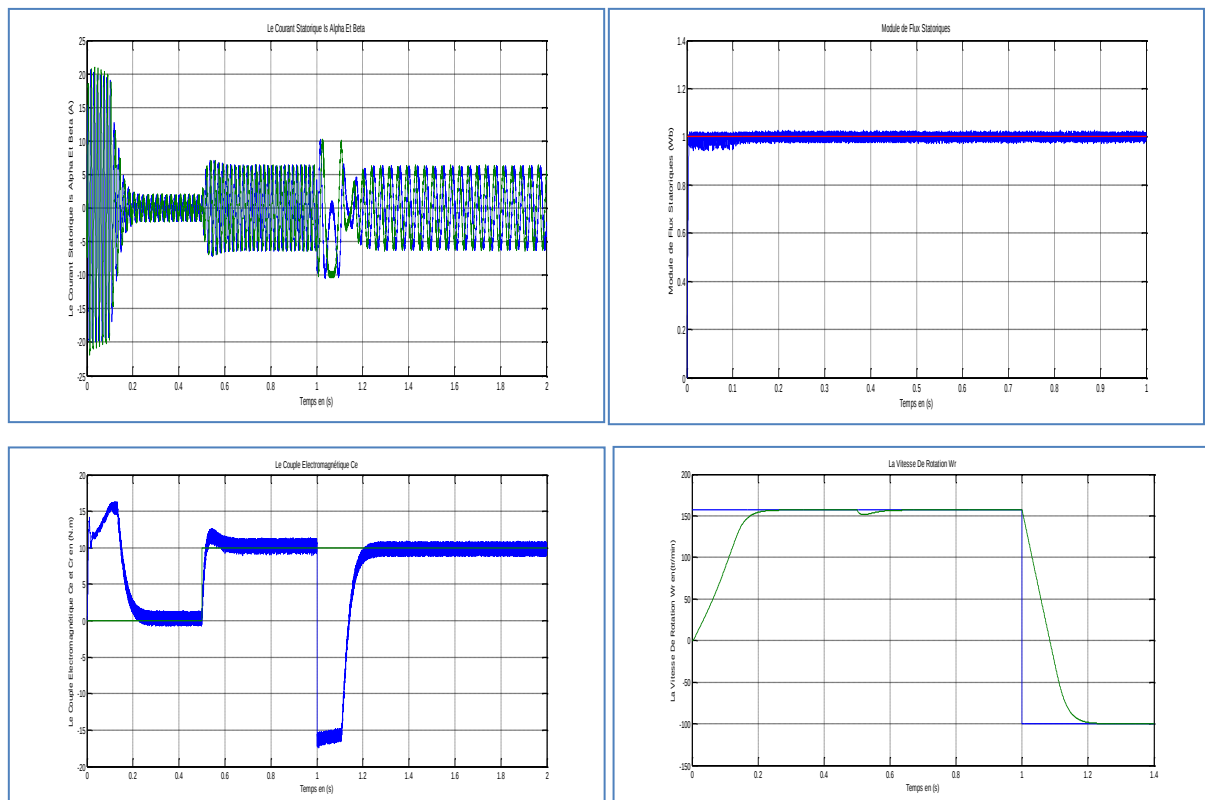
Essai en charge $C_r=10 \text{ N.m}$ à $t=0.5 \text{ s}$:

Figure II.20 : Résultats de Simulation du DTC du MAS en charge.

II.14.3. Interprétation de résultat :

La figure (II.20) présente les résultats de la simulation de couple électromagnétique pour un pas de consigne $C_r=10 \text{ N.m}$ à l'instant $t=0,5 \text{ s}$.

Dans ce cas la largeur de bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à $\Delta C_e=0.05 \text{ N.m}$

A partir de cette simulation on s'est rendu compte que le couple suit exactement la consigne et reste dans la bande d'hystérésis.

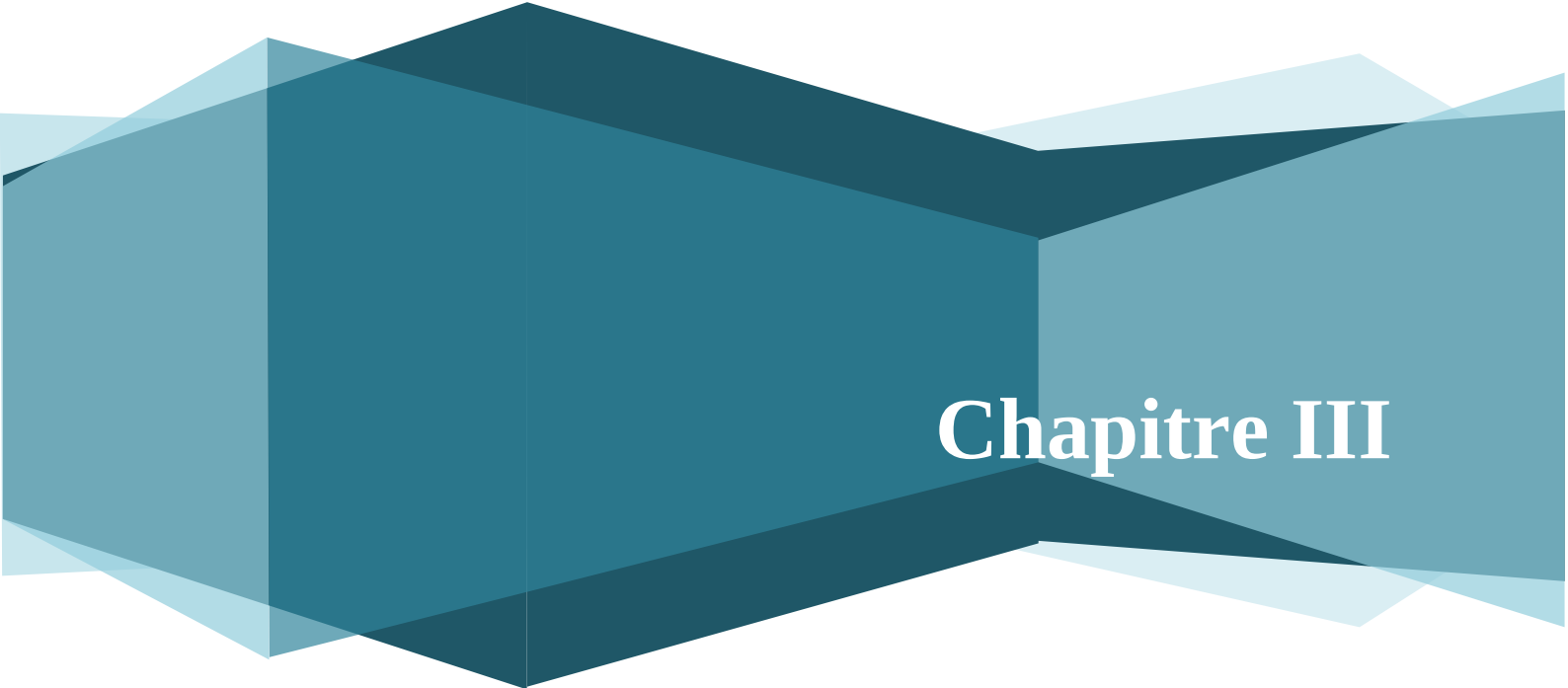
On le voit aussi dans le même graphique. La réponse en vitesse avec une taille de pas de 156 rad/s montre que le DTC a une performance dynamique élevée sans dépassement au démarrage de plus le DTC est moins sensible au couple de charge c'est-à-dire Le rejet rapide des distractions est évident.

La Figure (II.20) montre respectivement le courant de ligne $I_{s\alpha\beta}$ et la tension $V_{s\alpha\beta}$. Le courant présente une allure sinusoïdale bruitée. Par ailleurs, la Figure (II.20) présente l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β). La valeur de référence du flux est, dans ce cas, est de $\varphi_{sref} = 1Wb$. Lors du démarrage, nous observons des ondulations.

Conclusion

Dans ce chapitre nous passons d'abord en revue la structure d'un moteur asynchrone triphasé. Ensuite nous avons examiné la forme de la machine. Réduction de la complexité du modèle en faisant certaines hypothèses simplifiées. D'où l'utilisation des transformations PARK et des systèmes d'équations d'état. Le processus de démarrage du moteur sous charge et sous charge est simulé. Nous introduisons les principes du contrôle direct du couple puis Ensuite nous analysons en détail la dynamique de couplage et de contrôle entre le flux statorique et le couple électromagnétique. Après cela nous avons développé deux estimations des grandeurs de contrôle flux et couple. Nous développerons Ensuite il y a le modèle du contrôleur de changement impliquant la structure générale des commandes. Dans le chapitre suivant nous présenterons et discuterons les résultats de simulation du système (DTC classique et DTC_SVM).

***Simulation et interprétation
des résultats de la commande
DTC***



Chapitre III

III.1.Introduction

Techniques de contrôle DTC traditionnelles utilisant des tables de commutation et Le Contrôleur hystérétique décrit dans le chapitre précédent permet un contrôle découplé du débit Stator et couple, principalement basés sur le choix de l'un des six vecteurs de tension Les deux vecteurs nuls produits par l'activation et l'onduleur sont conçus pour maintenir le flux stator et Couple électromagnétique dans la bande d'hystérésis. Cette technologie de contrôle a Reconnu comme une solution viable pour les systèmes pilotés par le courant Alternative. Cependant, bien qu'elle offre des performances élevées, cette technologie de contrôle Il existe de nombreux inconvénients, mentionnés dans le chapitre précédent.

La structure de la technologie de contrôle DTC traditionnelle consiste en un contrôleur Décalage non linéaire, ce qui conduit à un problème majeur d'intérêt actuel Plusieurs chercheurs travaillent dans le domaine. Le problème est le manque de contrôle fréquence de commutation du Convertisseur statique, ce qui peut provoquer du bruit et Modes de résonance qui provoquent le vieillissement des systèmes d'entraînement électriques. Ce chapitre a Vise à introduire les principes de la structure de commande DTC, basée sur l'utilisation de Régulateur proportionnel-intégral PI et modulation vectorielle spatiale (SVM)" pour pallier ces lacunes. L'utilité de cette technique sera vérifiée par Simulations numériques dans différentes conditions de fonctionnement.

III.2. ONDULEUR DE TENSION :

Un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI) est un convertisseur de puissance statique qui convertit une source de tension CC en une source de tension CA pour alimenter une charge CA. La puissance maximale délivrée est toujours déterminée par les caractéristiques spécifiques de la machine.

Onduleur triphasé à deux classes de tension avec six unités de commutation (IGBT) et six diodes de roue libre. Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux cellules de commutation, chacune constituée d'un interrupteur avec une diode, et la sortie correspond au point médian du bras. Les signaux de commande des interrupteurs de chaque bras doivent être complémentaires pour éviter un court-circuit de l'alimentation continue de l'onduleur.

III.3. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION:

Le transformateur stationnaire permet d'imposer de la machine incontinente ondes pour tensions d'amplitudes et fréquences réglables de repartir d'une canalisation norme 220/380V, 50Hz. Après redressement, la tension filtrée U_0 (*étage continu*) est appliquée à l'onduleur. [1]

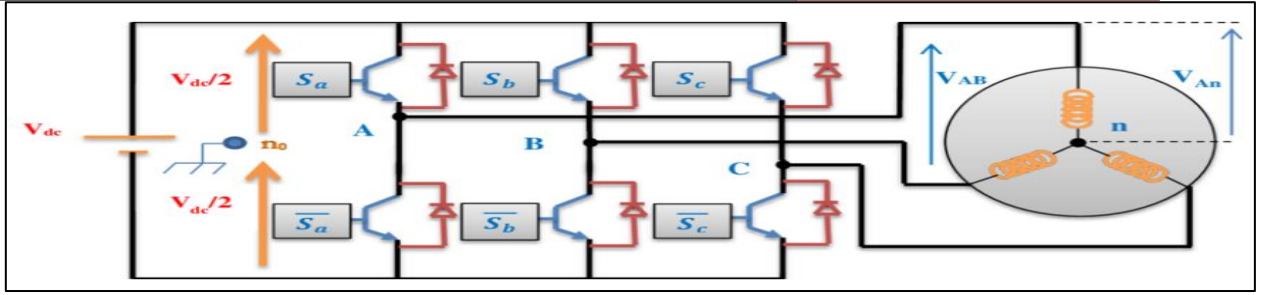


Figure III.1. Schéma de principe d'un onduleur de tension triphasé alimentant le MAS.

Les commutateurs sont supposés être dans un état parfait et peuvent être définis par trois quantités de commande booléennes. S_i ($i = a, b, c$) :

- Si $S_i = 1$: Interrupteur du demi-bras haut fermé.
- Si $S_i = 0$: Interrupteur du demi-bras bas fermé

Pour faciliter l'étude supposons que: [1]

- La commutation est rapide et facile - il suffit d'appuyer sur l'interrupteur.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ac} on a :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ac} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

Le poids de la machine est uniformément réparti ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn}$) :

donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ba}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{III. 2})$$

Lors de l'affichage du point "o" dans les tensions entre phases il peut également être écrit

comme indiqué ci-dessous :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{III. 3})$$

Après avoir remplacé (III.3) par (III.2) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 4})$$

Des relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{III. 5})$$

Pour trouver le potentiel entre les points n et o on peut utiliser l'équation suivante :

$$V_{no} = \frac{1}{3} [V_{ao} + V_{bo} + V_{co}] \quad (\text{III. 6})$$

Les équations qui décrivent les tensions simples en fonction des grandeurs de commande sont

:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III. 7})$$

III.4. TECHNIQUE DE COMMANDE PAR MLI VECTORIELLE (SVM) :

Soutenir les machines vectorielles (**En anglais** : *Support Vector Machines(SVMs)*) Un contrôle courant pour les convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées dans le but de générer une tension sinusoïdale avec le moins d'harmoniques possible en sortie de l'onduleur. Pour les onduleurs de notre système de contrôle, nous utilisons la technique de la modulation vectorielle(SVM).

La Support Vecteur Machine Méthode est basée sur la construction d'un plan optimal qui sépare les données appartenant à deux classes différentes dans deux cas différents.[1]

- Les données linéairement séparables.
- Les données non linéairement séparables.

III.5. PRINCIPE DE LA MLI VECTORIELLE :

Le principe est de déterminer le vecteur tension dans la période d'échantillonnage qu'il faut attribuer à la portion temporelle (durée de modulation) de chaque bras. Ce contrôle strict (SVM) détermine la séquence d'allumage et d'extinction des composants du convertisseur et minimise les harmoniques de tension appliqués au moteur. [1]

III.6. LES ETAPES DE LA REALISATION D'UNE MLI VECTORIELLE :

Les étapes de mise en œuvre de Vecteur MLI à l'aide de SVPWM sont les suivantes : [1]

Etape 1 : La détermination des tensions de référence $V_{sa} V_{s\beta} V_{ref}$.

Etape 2 : La détermination du secteur θ .

Etape 3 : Ce logiciel calcule des temps d'application ($T_1 T_2 T_0$) pour états de l'onduleur.

Etape 4 : Le système calcule le cycle de service approprié pour chaque secteur.

III.6.1 Etape 1. Détermination Des Tensions De Référence $V_{sa} V_{s\beta} V_{ref}$:

Les sorties du régulateurs *PI* sont des tensions dans le repère biphasée (**d-q**), on applique la transformation entre ce dernier et le repère (**α - β**) [1]

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 8})$$

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_{sa}^2 + V_{s\beta}^2} \quad (\text{III. 9})$$

En procédant à une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs on peut déterminer le vecteur tension (V_{α}, V_{β}). Nous pouvons alors compiler un tableau de tous les différents états de l'onduleur.[1]

	S_a	S_b	S_c	S_{an}	S_{bn}	S_{cn}	S_α	S_β
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0
V_2	1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}$
V_3	0	1	0	$\frac{-E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}$
V_4	0	1	1	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	0
V_5	0	0	1	$\frac{-E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}$
V_6	1	0	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0

Tableau III.1. La tension à la sortie de l'onduleur dans différents états de l'interrupteur.

III.6.2 Etape 2. Détermination Du Secteur θ :

Par des coordonnées V_α, V_β , et de la position angulaire θ nous pouvons déduire que le vecteur est situé dans le secteur (N) et la région (r) le vecteur V_{ref} dans le plan (α - β) [1]

$$\theta = \text{artg} \left(\frac{V_{S\alpha}}{V_{S\beta}} \right) \quad (\text{III. 10})$$

Le tableau suivant nous indiquera dans quel secteur il se situe $N_i (i = 1..6)$ pour les différents angles θ [1]

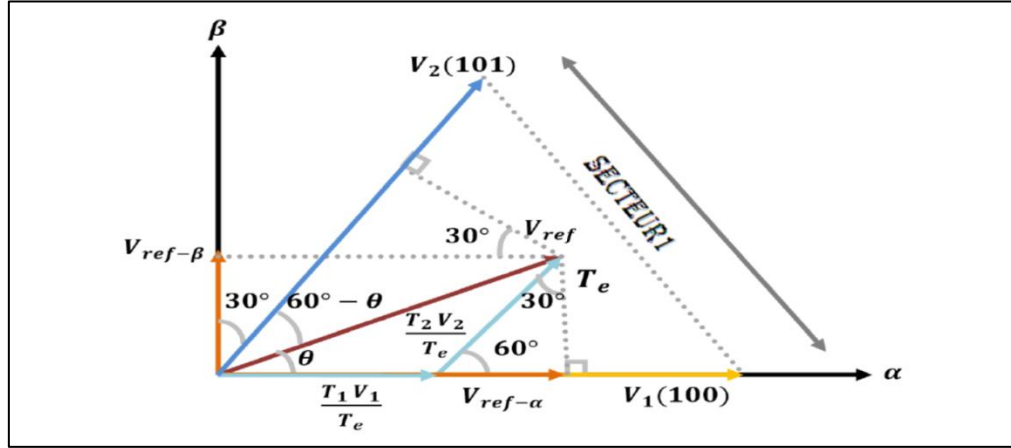
N_i	N_1	N_2	N_3
θ	$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi$
N_i	N_4	N_5	N_6
θ	$\pi \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq 2\pi$

Tableau(III.2) : Déterminer le secteur $N_i (i=1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6)$.

III.6.3 Etape 3. Calcule Des Temps D'application (T_1, T_2, T_0) Des Etats De L'onduleur :

La détermination des instants T_1, T_2 est donnée par une simple projection sur les axes α et β

Figure(III.2) [1]

Figure III.2. Décomposition du vecteur tension de référence V_{ref} .

D'après les Tableaux (III.1 et III.2) et la Figure(III.2) on peut calculer les temps d'application T_1 et T_2 des vecteurs V_1 et V_2 du secteur N_i qui sont donnés par : [1]

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T_e}{2E} (\sqrt{6} \cdot V_{saref} - \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref}) \\ T_2 = \sqrt{2} \frac{T_e}{2E} V_{s\beta ref} \end{cases} \quad (III.12)$$

Le tableau ci-dessous montre les différents temps d'application des vecteurs V_i pour les différents secteurs ($N_{i=1}$ à $N_{i=6}$). [1]

Secteur N_i	TEMPS D'APPLICATION
Secteur $N_{i=1}$	$T_1 = \frac{T_e}{2E} (\sqrt{6} \cdot V_{saref} - \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref})$ $T_2 = \sqrt{2} \frac{T_e}{2E} V_{s\beta ref}$ $T_0 = T_e - T_1 - T_2$
Secteur $N_{i=2}$	$T_2 = \frac{T_e}{2E} (\sqrt{6} \cdot V_{saref} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref})$ $T_3 = \frac{T_e}{2E} (-\sqrt{6} \cdot V_{saref} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref})$ $T_0 = T_e - T_2 - T_3$
Secteur $N_{i=3}$	$T_3 = \sqrt{2} \frac{T_e}{2E} V_{s\beta ref}$ $T_4 = \frac{-T_e}{2E} (-\sqrt{6} \cdot V_{saref} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref})$ $T_0 = T_e - T_3 - T_4$

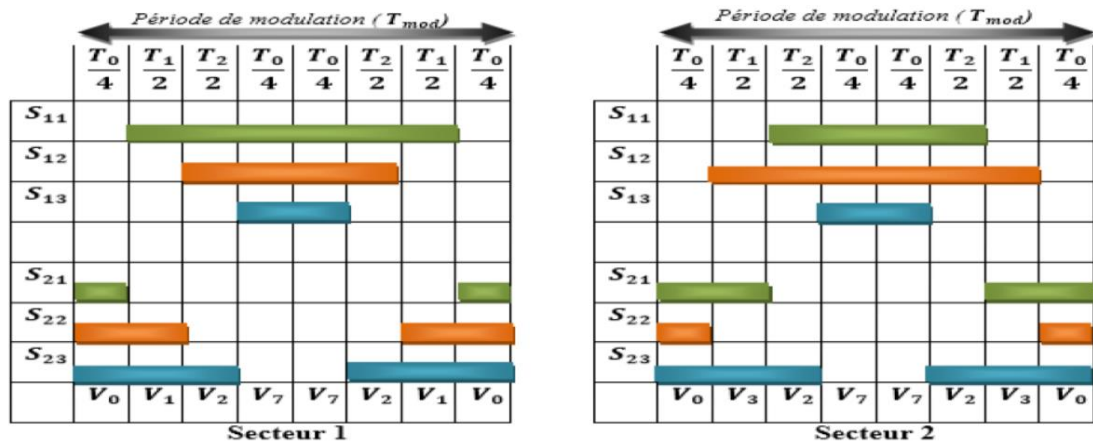
Secteur $N_{i=4}$	$T_4 = \frac{T_e}{2E} (-\sqrt{6} \cdot V_{saref} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref})$ $T_5 = -\sqrt{2} \frac{T_e}{2E} V_{s\beta ref}$ $T_0 = T_e - T_4 - T_5$
Secteur $N_{i=5}$	$T_5 = \frac{-T_e}{2E} (-\sqrt{6} \cdot V_{saref} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref})$ $T_6 = \frac{T_e}{2E} (-\sqrt{6} \cdot V_{saref} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref})$ $T_0 = T_e - T_5 - T_6$
Secteur $N_{i=6}$	$T_6 = \sqrt{2} \frac{T_e}{2E} V_{s\beta ref}$ $T_4 = \frac{T_e}{2E} (\sqrt{6} \cdot V_{saref} - \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref})$ $T_0 = T_e - T_6 - T_1$

Tableau III.3. Temps d'application du vecteur par secteur.

III.6.4 Etape 4. Calcule Des Rapports Cycliques De Commutation Pour Chaque

Secteur :

Le calcul des rapports cyclique de commutation se comme montre **Figure(III.3)** : [1]



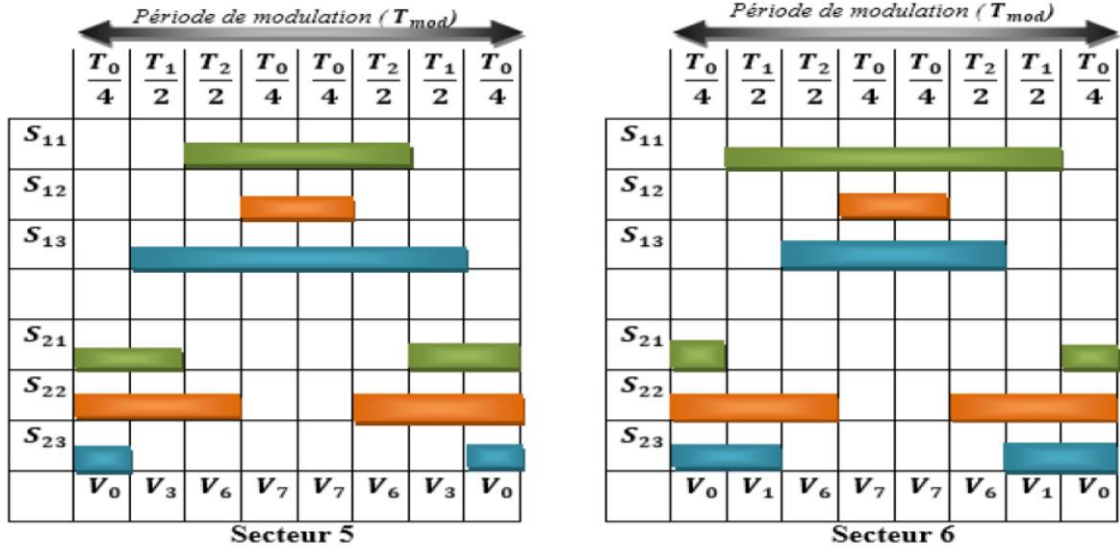


Figure III.3. Durées De Fermeture Des Interrupteurs Par Secteur.

A partir de (*La (III.3)*), on déduit la durée de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_e , dans chacun des six secteurs. [1]

Ces durées sont résumées dans les tableaux.

Secteur N_i	INTERRUPTEUR DU HAUT $S_{11}S_{12}S_{13}$	INTERRUPTEUR DU BAS $S_{11}S_{12}S_{13}$
Secteur $N_{i=1}$	$S_{11} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{12} = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{13} = \frac{T_0}{2}$	$S_{21} = \frac{T_0}{2}$ $S_{22} = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_{23} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
Secteur $N_{i=2}$	$S_{11} = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{12} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{13} = \frac{T_0}{2}$	$S_{21} = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_{22} = \frac{T_0}{2}$ $S_{23} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
Secteur $N_{i=3}$	$S_{11} = \frac{T_0}{2}$ $S_{12} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{13} = T_2 + \frac{T_0}{1}$	$S_{21} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{22} = \frac{T_0}{2}$ $S_{23} = T_1 + \frac{T_0}{2}$
Secteur $N_{i=4}$	$S_{11} = \frac{T_0}{2}$ $S_{12} = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_{13} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_{21} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{22} = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_{23} = \frac{T_0}{2}$

Secteur $N_{i=5}$	$S_{11} = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{12} = \frac{T_0}{2}$ $S_{13} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_{21} = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{22} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{23} = \frac{T_0}{2}$
Secteur $N_{i=6}$	$S_{11} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{12} = \frac{T_0}{2}$ $S_{13} = T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_{21} = \frac{T_0}{2}$ $S_{22} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{23} = T_1 + \frac{T_0}{2}$

Tableau III.4. Temps d'arrêt pour chaque secteur.

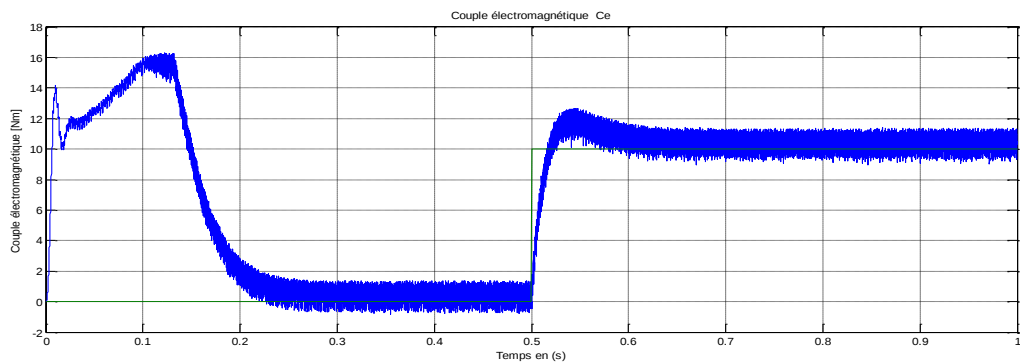
III.7. Résultat De Simulation De Commande DTC classique Applique A La Machine asynchrone :

III.7.1. TESTS DE LA VARIATION DES BANDES DE REGULATEURS A HYSTERESIS

Afin de tester la technique DTC Robustesse à la variation de la bande du régulateur Le test de décalage a été effectué :

$$\Delta C_e = 0.005 \text{ N.m}$$

$$\Delta \phi_s = 0.005 \text{ Wb}$$



$$\Delta C_e = 0.5 \text{ N.m}$$

$$\Delta \phi_s = 0.005 \text{ Wb}$$

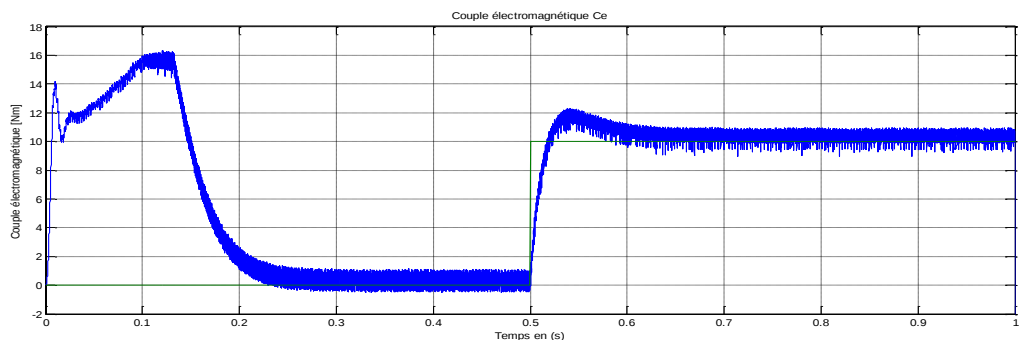
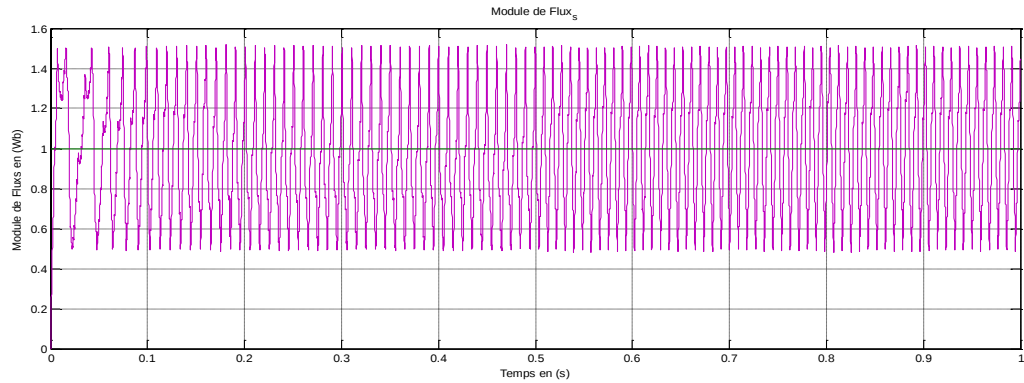


Figure (III.4) : Résultats de simulation correspondant aux changements de couple Électromagnétique de la bande d'hystérésis.

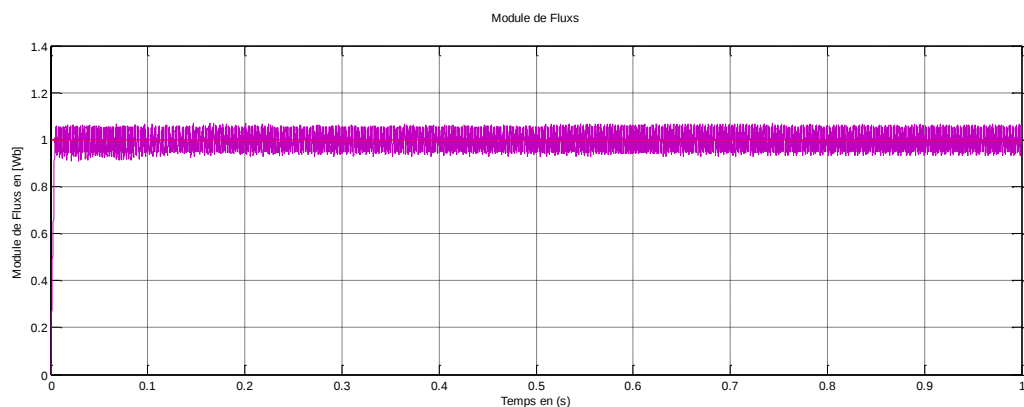
$$\Delta C_e = 0.5 \text{ N.m}$$

$$\Delta \varphi_s = 0.5 \text{ Wb}$$



$$\Delta C_e = 0.5 \text{ N.m}$$

$$\Delta \varphi_s = 0.05 \text{ Wb}$$



$$\Delta C_e = 0.5 \text{ N.m}$$

$$\Delta \varphi_s = 0.005 \text{ Wb}$$

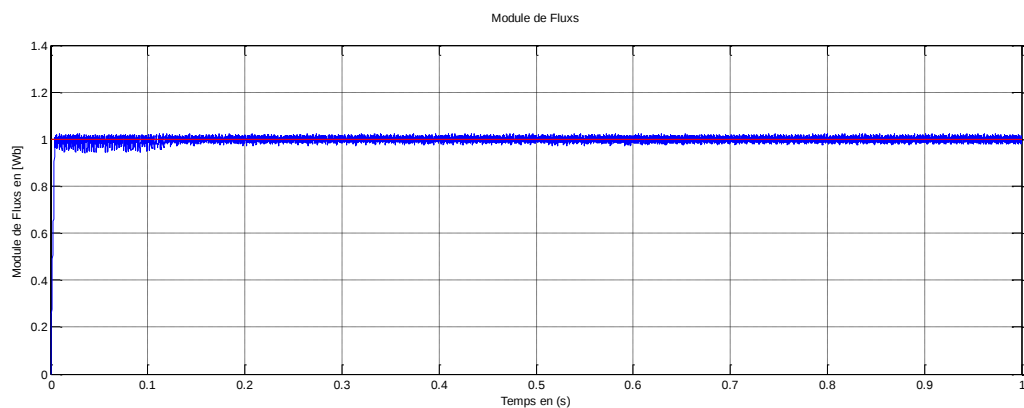


Figure III.5. Résultats de simulation correspondant aux changements de flux stator Pour une bande de gens hystériques.

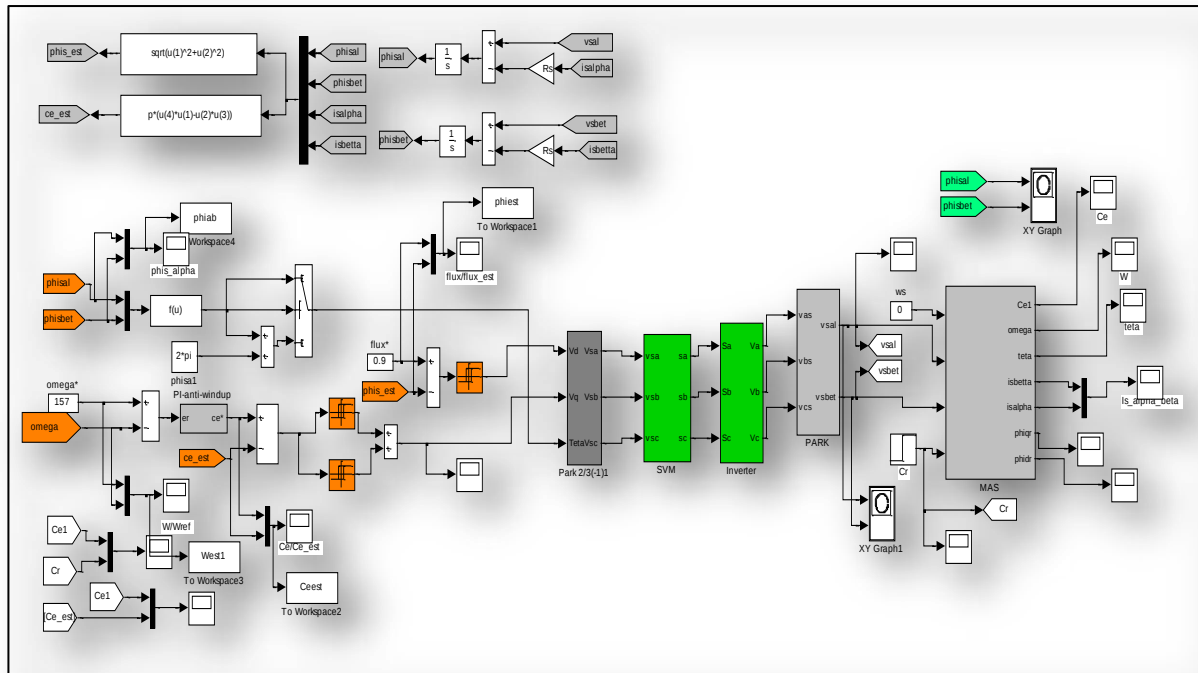
III.7.2. Interprétation De Résultat :

- Le premier test consiste à fixer la bande d'hystérésis du flux magnétique à la valeur $\Delta \varphi_s = 0.005 \text{ Wb}$ et on change la bande d'hystérésis du couplage. D'après les résultats obtenus, on remarque que plus l'intervalle de retard du couple augmente, plus on se rapproche de la valeur moyenne du couple, et donc moins d'oscillation.
- Dans la deuxième étape, la bande d'hystérésis de notre couple fixe change à la valeur $\Delta C_e = 0.5 \text{ N.m}$ est clair que les oscillations des niveaux de flux diminuent lorsque ce dernier

intervalle diminue.

III.8. DESCRIPTION DE LA DTC-SVM

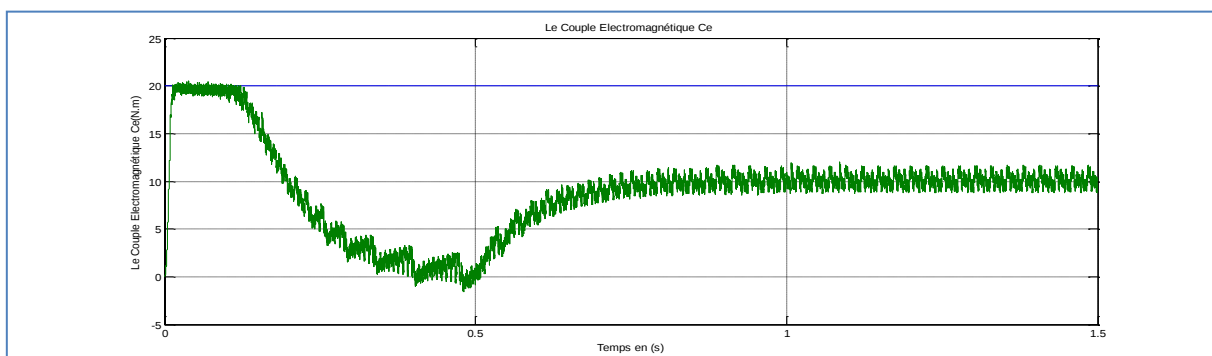
Il est essentiel de conserver les hautes performances dynamiques caractéristiques de la stratégie DTC de base tout en imposant la fréquence de découpage. La méthode de commande proposée est basée sur le calcul du vecteur tension de stator appliqué à la machine à partir des états des régulateurs de couple et de flux.



La Figure III.6. Schéma De Simulation Complet commande DTC_SVM (en *matlab*) :

III.8.1. SIMULATION DE COMMANDE (DTC-SVM) APPLIQUE A LA MACHINE ASYNCHRONES :

avec $\Delta C_e = 0.5 \text{ N.m}$ $\Delta \phi_e = 0.05 \text{ Wb}$ $C_r = 10 \text{ N.m}$ en $t = 0.5 \text{ s}$



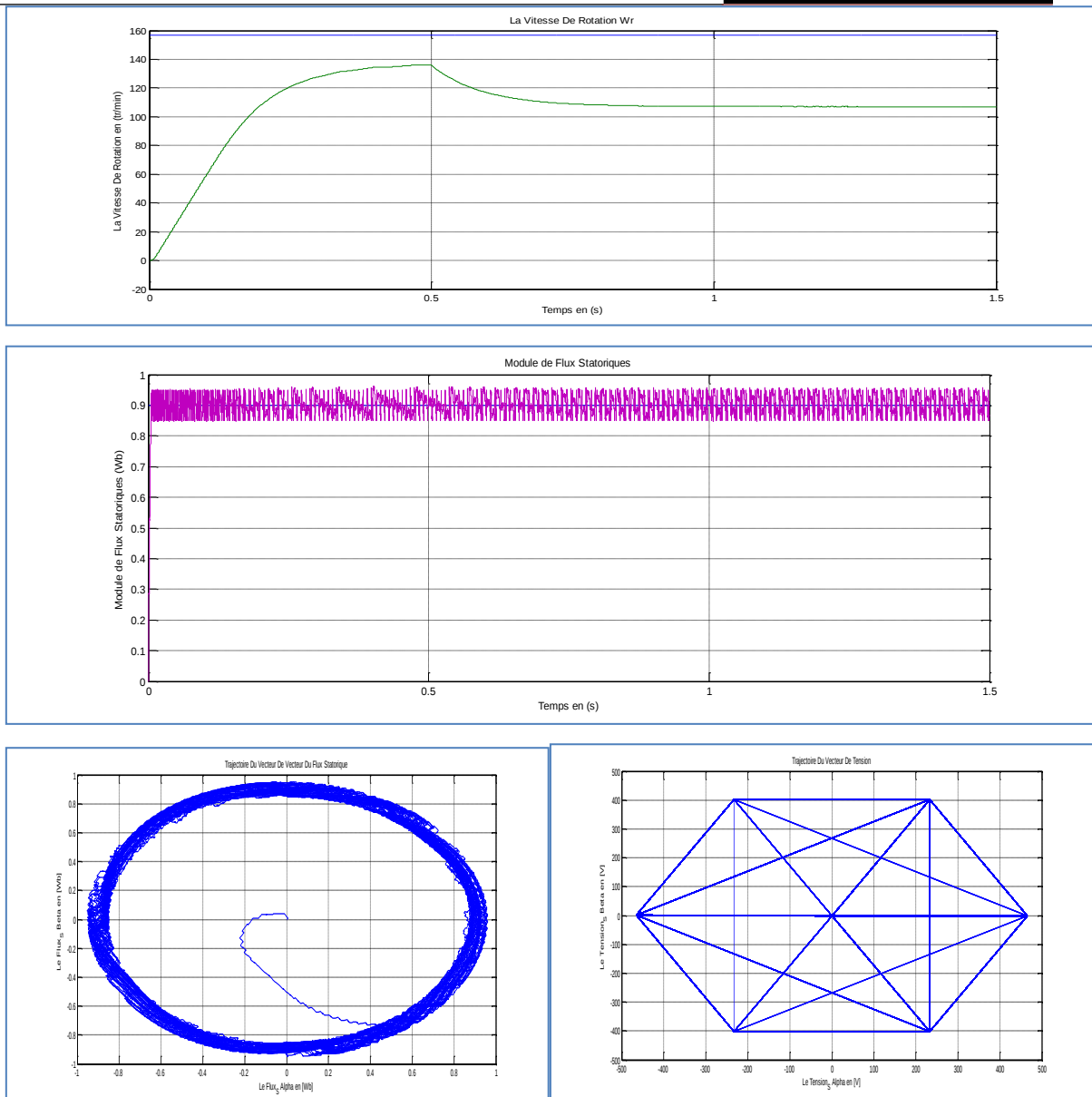


Figure III.7 : Résultats de la simulation DTC-SVM.

III.8.2. Interprétations Du Résultats :

La Figure(III.4) Représente les résultats de simulation de DTC-SVM appliquée avec

Un onduleur de tension à deux niveaux d'où on peut constater les remarques suivantes :

- L'analyse de la courbe de couple estimée montre qu'elle est parfaitement conforme à la valeur de la consigne, elle atteint une valeur maximale, puis s'annule pendant une courte durée transitoire, et enfin se stabilise à la valeur du couple résistant (*charge*).
- Un bon suivi de référence est évident sur la courbe de vitesse, qui Signifie que DTC-SVM a des performances dynamiques élevées, pas de dépassement au démarrage.
- Nous avons remarqué que le flux a une bonne vitesse de réponse dynamique et statique Le transitoire est un peu plus rapide que le DTC classique, et il suit convenablement cette référence, la trajectoire du flux de stator est en fait circulaire.
- Le courant de stator présente moins de pics au démarrage, avec une forme sinusoïdale.

-La commande DTC-SVM donne de bons les dynamiques de performance sont statiques
Surtout pour l'évolution du couple et du flux par rapport à leurs valeurs de référence et à leur vitesse.

-Il est vrai que le DTC-SVM présente une dynamique similaire au DTC classique, mais avec des ondulations de couple, de courant et de flux fortement réduites.

III.9. ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES DEUX TECHNIQUES DE COMMANDE

<i>TYPES DE COMMANDE</i>	<i>LACOMMANDE DIRECTE DUCOUPLE</i>	<i>LACOMMANDE DTC-SVM</i>
<i>Comportement A Basse Vitesse</i>	Médiocre	Bon
<i>Adaptation Aux Survitesses</i>	Oui Avec De Bonne Performance	Oui Avec De Bonne Performance
<i>Sensibilité Aux Variations De Paramètres Machine</i>	Moyenne	Faible
<i>Découplage</i>	Nécessite D'orientation	Nécessite D'orientation
<i>Fréquence De Commutation</i>	Incontrôlable	Contrôlable

Tableau III.5. Une étude comparative des performances des commandes DTC classiques et DTC-SVM.

Conclusion :

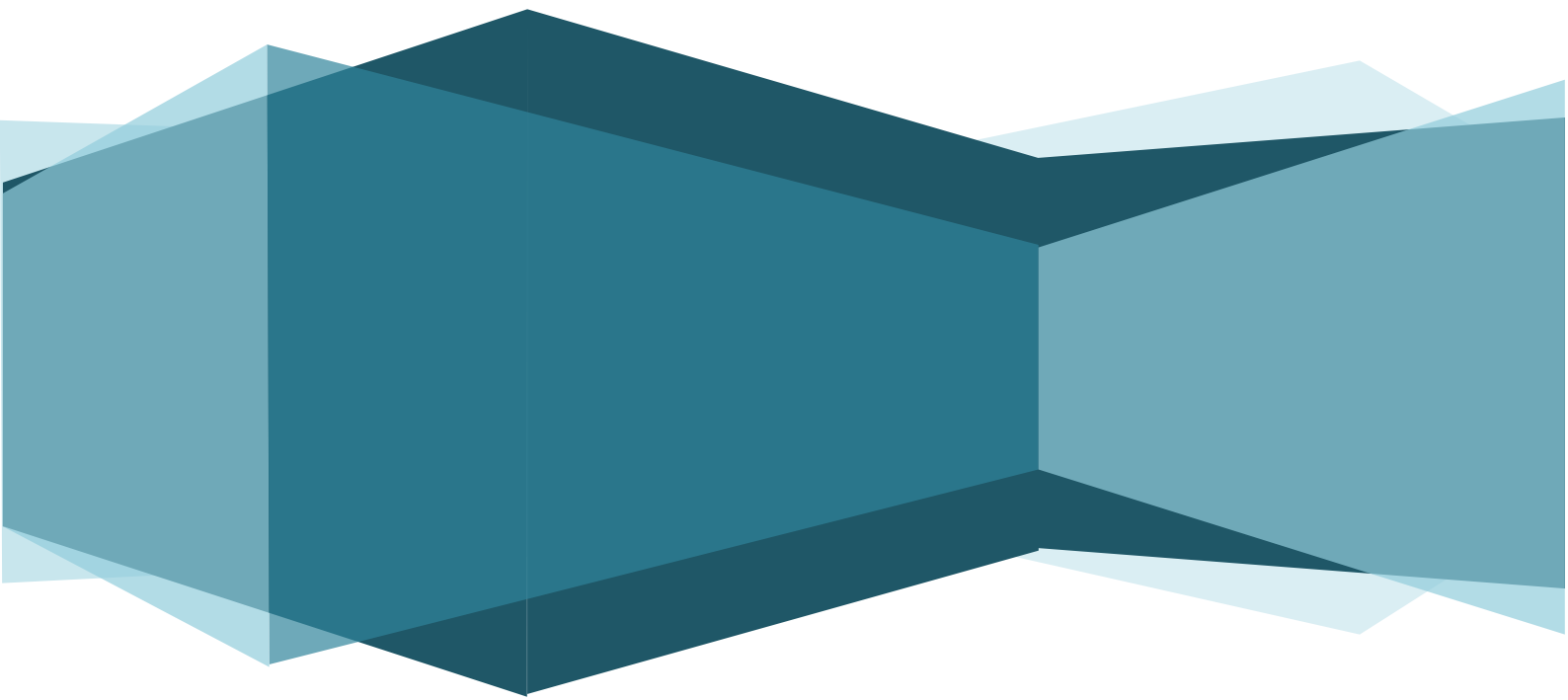
Dans ce chapitre nous avons travaillé sur la commande directe en couple d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension SVM. En utilisant le SVM il est possible de réduire les ondulations et les harmoniques au niveau du courant et du couple. La nouvelle méthode (DTC-SVM) est capable de travailler avec une fréquence constante du convertisseur de puissance ceci est assuré par l'utilisation d'une modulation vectorielle pour laquelle à chaque période de modulation deux vecteurs actifs de tension et un vecteur nul sont créés.

La théorie DTC-SVM d'un MAS montre que le couple peut être contrôlé en contrôlant le changement de vitesse de rotation ou le changement de position du flux du stator par rapport au flux du rotor. Cela permet de réguler et de contrôler le couple offrant un fonctionnement plus efficace.

Nous avons simulé notre moteur alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux commandé Par la MLI vectorielle (SVM).

Les simulations ont été effectuées sous l'environnement *Matlab/Simulink*. Puisque la commande Par DTC-SVM est simple et facilement réglable avec des bonnes performances par rapport à la Commande par DTC classique.

Conclusion Générale



Conclusion Générale

Ce travail de thèse soumis est basé sur une introduction aux principes de base. DTC du MAS; en fait, cette stratégie est basée sur la détermination directement à partir de la séquence de contrôle, appliquée aux onduleurs MLI, grâce à l'utilisation d'un correcteur de couple et d'un flux d'hystérésis, sa fonction est Amplitude du flux de stator et contrôle du couple et du la vitesse.

Dans la première partie nous commençons par une description générale des moteurs Asynchrones Le modèle mathématique de la machine est donné ci-dessous selon la modélisation

De Park, de sorte que Équations grandement simplifiées pour les moteurs asynchrones transitoires.

La deuxième partie, basée sur le modèle de la machine, introduit la modélisation du système. Modèles asynchrones et analytiques de tous les composants (batterie, convertisseur, bus) charge mécanique continue). Ces modèles ont ensuite été utilisés pour évaluer les performances de la machine commandée par la méthode DTC classique.

Cette partie présente éventuellement le contrôle direct du couple (DTC) comme alternative Contrôle vectoriel via la direction du flux du rotor FOC, le principal inconvénient est que Relativement sensible aux modifications des paramètres de la machine. Dans la dernière partie, nous introduisons le principe de la technique de contrôle DTC-SVM Utilisant tous les vecteurs de tension, son rendement élevé a été démontré par simulation Chiffres dans différents systèmes d'exploitation. Par rapport à la technologie Contrôle DTC traditionnel, cette technique de contrôle permet : Commutation constante, ondulation de couple réduite, bonne régulation du flux sur toute la plage variation de vitesse, meilleure qualité de la forme d'onde du courant du stator et Réponse dynamique du système comparable.

Enfin, le principe de la technique de contrôle DTC-SVM sans sélection vectorielle Présente une tension nulle. Dans cette technologie, nous mettons en évidence des avantages particuliers Il s'agit de réduire les interférences électromagnétiques dans les variateurs de vitesse. Cette Les résultats de simulation pour différents états de fonctionnement montrent que, Par rapport aux techniques de contrôle DTC et DTC-SVM traditionnelles vecteur de tension nulle, cette technique de commande présente une ondulation importante Couple électromagnétique. De plus, le flux de stator est bien régulé par cette technique, mais il a Il y a des ondulations notables par rapport au cas des commandes DTC-SVM avec des vecteurs tension nulle. Les résultats de simulation présentés démontrent l'efficacité des techniques utilisées pour l'amélioration Performances DTC.

Bibliographie

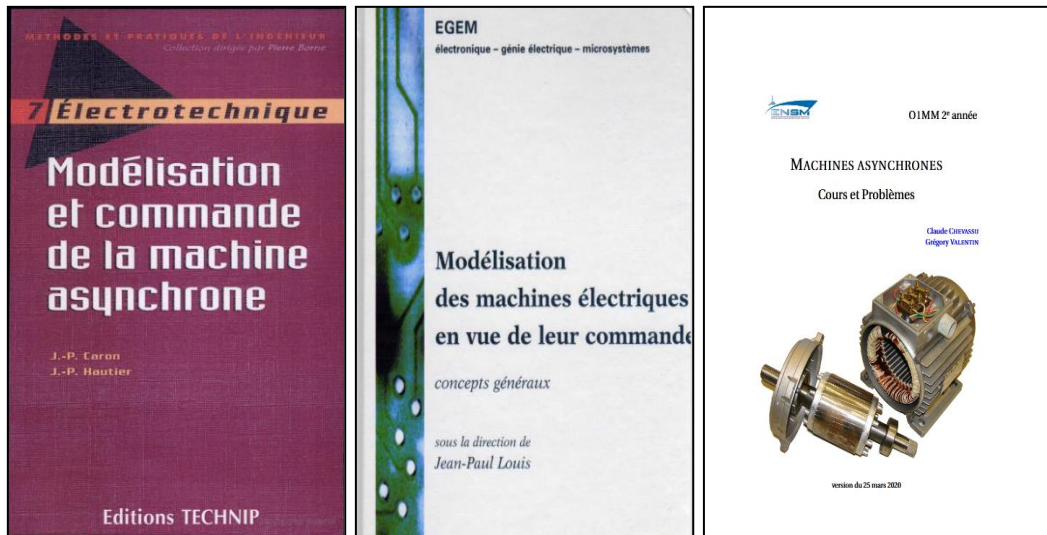
Chapitre I

- [1] **G. Séguier, F.Notelet**, « Electrotechnique industrielle »,Edition technique & Documentations 3eme tirage Paris1981.
- [2] https://sti.discip.ac-caen.fr/IMG/pdf/Le_moteur_asynchrone_triphas.pdf
- [3] https://web.archive.org/web/20130202180534/http://www.geea.org/IMG/pdf/MAS_-_le_Moteur_Asynchrone.pdf
- [4] **K. Akkouchi**, « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone », Mémoire Magister, Département Electrotechnique Université Annaba, 2007.
- [5] https://www.geea.org/IMG/pdf/MAS_-_le_Moteur_Asynchrone.pdf
- [6] GÉNIE ELECTRIQUE 4ème année de l'enseignement secondaire Sciences Techniques
<https://ia803405.us.archive.org/5/items/manualzilla-id-6370229/6370229.pdf>
- [7] http://www.est-usmba.ac.ma/coursenligne/Chapitre5_MAS.pdf
- [8] Livre de **Claude CHEVASSU Grégory VALENTIN** « MACHINES ASYNCHRONES Cours et Problèmes » version du 25 mars 2020.
- [9] Mémoire MASTER « Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone alimenté par générateur diesel et commande par onduleur de tension multi-niveaux » de GHERAISSA Othmane- HECHIFA Abdallah.
- [10] Livre de « Électrotechnique II : MACHINES ÉLECTRIQUES A COURANT ALTERNATIF; Machines Synchrone et Asynchrone ». Auteur Abdelfattah Kerboua June 2015.
- [11] <http://dspace.univ-eloued.dz/bitstream/123456789/761/1/621.013.pdf>
- [12] Mémoire de OULD OUELHADJ Assem et AZZOUT Karim « Commande d'un moteur asynchrone destiné a l'entraînement d'une électropompe » UNIVERSITE DE TIZI-OUZOU.
- [13] https://web.archive.org/web/20130202180534/http://www.geea.org/IMG/pdf/MAS_-_le_Moteur_Asynchrone.pdf
- [14] https://www4.ac-nancy-metz.fr/cpge-pmf-epinal/Cours_TD_SII/Elec/Machine_asynchrone.pdf
- [15] https://sti.discip.ac-caen.fr/IMG/pdf/Le_moteur_asynchrone_triphas.pdf
- [16] Mémoire Doctorat de **HECHELEF_MOHAMMED** « Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle » de SIDI-BEL-ABBES ,2017.pdf
- [17] <https://ww2.ac-poitiers.fr/electrotechnique/IMG/pdf/Freinage.pdf>
- [18] **Hubert Razik** « Handbook of Asynchronous Machine with Variable Speed » John Wiley

& Sons, 2013.

[19] Livre de la direction de Jean-Paul Louis « Modélisation des machines électriques en vue de leur commande concepts généraux », ISBN 2-7462-0916-0 LAVOISIER, 2004.

[20] https://www.essa-tlemcen.dz/wp-content/uploads/2018/01/Cours_Kerboua-78-95.pdf



Chapitre II

[1] **BAGHLI, Lotfi.** *Modélisation et commande de la machine asynchrone.* Les Éditions du Net, 2015.

[2] **Sebti BOUHAFNA,** Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones, Mémoire Magistère, Université de Batna (Algérie), 2013.

[3] **Hacene BENZAADI,** Commande DTC-SVM d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents, Mémoire de Magister, Université De Batna (Algérie), 2012.

[4] **Farid BERREZZEK,** Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone, Mémoire Magister, Université Badji Mokhtar – Annaba (Algérie), 2006.

[5] **Ridha ZAITER,** Commande Direct Du Couple DTC D'une Machine Asynchrone Avec Défaut, Mémoire Magister, Université Mohamed Khider Biskra (Algérie), 2013.

[6] **L. Cristian, I. Boldea, and F. Blaabjerg,** "A modified direct torque control for induction motor Sensor less drive", IEEE Trans .Industrial Apple, vol. 36, pp. 122-130, Jan/Feb 2000.

[7] **D. Casadei, F. Perfumo, G. Serra, and A. Tani,** "FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control", IEEE Tran on industry electronics, pp. 787- 797, 2002.

[8] **A. Llor, B. Allard, L. Xuefang, J. M. Retif,** "Comparaison of DTC implementation for Synchronous machines", Power electronics specialists conference, 2004. PESC 04. IEEE 35 th annual, volume 5, 20-25 June 2004 pages: 3581-3587 vol.5

[9] **G. Edelbaher and K. Jezernik,** "Speed sensor less torque and flux control of induction

motor" IEEE international symposium indelec, ISIE'03, vol. 1, pp. 240 – 245, June2003.

[10] **Ridha KECHIDA**, Contrôle Direct Du Couple D'une Machine Asynchrone, Mémoire Master, Université D'el-Oued (Algérie), 2014.

[11] **Abdenour DISSA**, Contrôle Direct Du Couple Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Associée A Un Observateur Non Linéaire, Mémoire Magister, Université De Batna (Algérie).

[12] **ABDELKRIM, Hamza**. Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine Asynchrone (MAS), Mémoire de magister en électrotechnique Université M'silla 2016

[13][https://ia600502.us.archive.org/7/items/SupportDeCoursCommandeDesMachinesMastereESI/Support%20de%20cours%20Commande%20des%20Machines%20\(Mast%C3%A8re%20ESI\).pdf](https://ia600502.us.archive.org/7/items/SupportDeCoursCommandeDesMachinesMastereESI/Support%20de%20cours%20Commande%20des%20Machines%20(Mast%C3%A8re%20ESI).pdf)

[14] **A .HadjDida**, ''Développement D'une Commande Numérique D'un Moteur A Induction'', Thèse de Magister, Université d'Oran, 2012.

[15] **Kamel AKKOUCHE KAMEL**, Commande Directe Du Couple (DTC) D'une Machine Asynchrone, Mémoire Magister, Université Badji Mokhtar-Annaba (Algérie), 2007.

[16] https://www.baghli.com/dl/courscmde/cours_cmde_MAS.pdf

[17] **Takahashi, I., & Noguchi, T.** (1986). A new quick response and high efficiency Control strategy of induction motor. IEEE Transactions on Industrial Electronics, IE-22, 820-827.

[18] **Hemmami Mohammed Ilyes**,'' Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant'' Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2

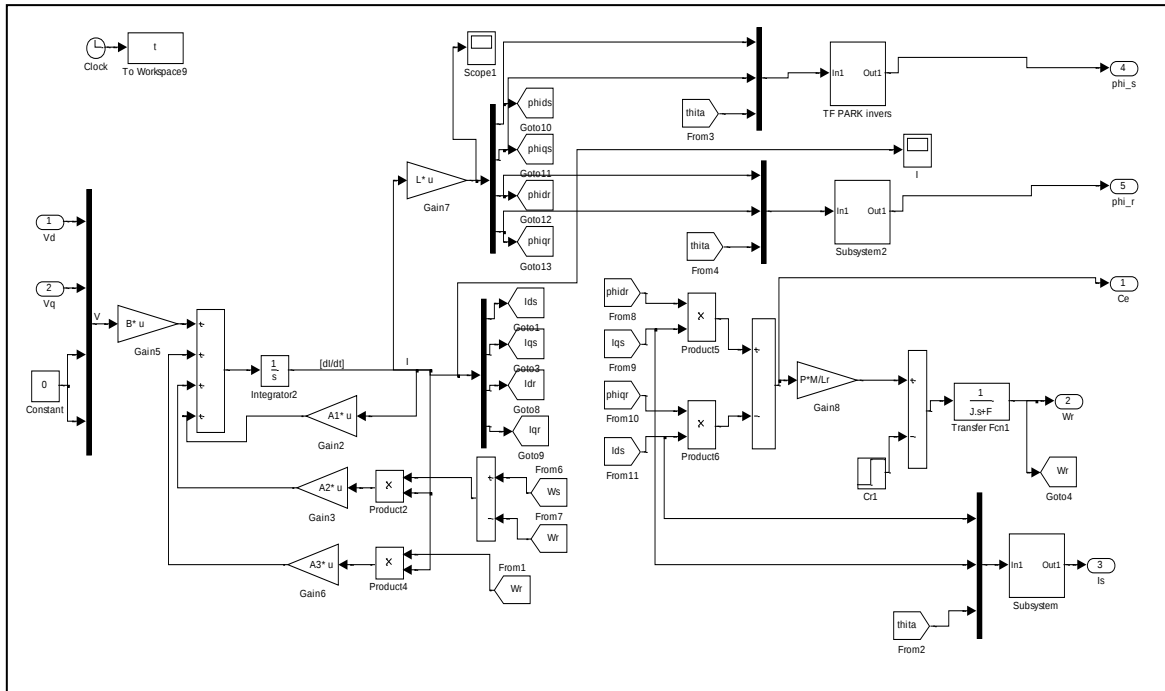
[19] **M.Abdelkebir et N. Merzoug**, «contrôle direct de couple d'une machine a induction»,Control strategy of induction motor. IEEE Transactions on Industriel Electronics, IE-22, 820-827.Mémoire d'ingénieur université de Msila, juin 2005.

Chapitre III

[1] Mémoire master de **SLIMANI Imane et SAAD SAOUD Hadjila** «Commande Directe Du Couple DTC-SVM D'une Machine Asynchrone 'MAS' » Université de Biskra, 2020.pdf

Annexe A

- Modèle La MAS en *matlab* :



Résumé

Les moteurs asynchrones triphasés sont les moteurs les plus utilisés dans les installations industrielles en raison de leurs Avantages incontestables (conception et maintenance simples, faible coût, en particulier sans collecteurs à balais). Le contrôle direct du couple et méthode d'application pratique et largement recommandée. A cet égard, nous présentons une technologie de contrôle appelée : DTC (Direct Torque Control) pour les machines asynchrones. Cette stratégie de contrôle a été proposée par *Takahashi* en 1985, qui est une solution très importante au dilemme du pouvoir et de la dynamique rencontré dans le contrôle. Des vecteurs de flux alternatifs. La recherche actuelle se concentre sur l'étude des stratégies de contrôle direct du couple, Toute conception et mise en œuvre du contrôle direct du couple, dans lequel la puissance est fournie avec un onduleur deux niveaux de tension.

Ce travail porte sur l'étude, la modélisation et le contrôle de machines asynchrones (variables) dans un environnement *Matlab/Simulink*. Nous nous spécialisons dans l'application de la technologie de contrôle (DTC et DTC avec SVM) pour améliorer les performances dans le système de contrôlé afin de réduire les fluctuations de couple et de débit. Nous concluons notre travail avec une étude et une vérification de l'efficacité dans la commande en simulant les résultats.

Les Mots clés: MAS, modélisation, DTC, DTC avec SVM.

Abstract

Three-phase asynchronous motors are the most widely used motors in industrial installations due to their indisputable advantages (simple design and maintenance, low cost, especially without brush commutators). The direct torque control and practical and widely recommended method of application. In this regard, we present a control technology called: DTC (Direct Torque Control) for asynchronous machines. This control strategy was proposed by *Takahashi* in 1985, which is a very important solution to the dilemma of power and dynamics encountered in control. Alternate flow vectors. Current research focuses on the study of direct torque control strategies, any design and implementation of direct torque control, in which power is supplied with a two voltage level inverter.

This work concerns the study, the modeling and the control of asynchronous machines (variables) in an *Matlab/Simulink* environment. We specialize in the application of control technology (DTC and DTC with SVM) to improve performance in the controlled system to reduce torque and flow fluctuations. we conclude our work with a study and verification of the efficiency in the control by simulating the results.

Key words: MAS, modeling, DTC, DTC with SVM.

ملخص

تعد المحركات غير المتزامنة ثلاثية الطور هي المحركات الأكثر استخدامًا في التركيبات الصناعية نظرًا لمزاياها التي لا جدال فيها (التصميم البسيط والصيانة، والتكلفة المنخفضة، خاصة بدون مبدلات الفرشاة). التحكم المباشر في عزم الدوران وطريقة التطبيق العملية والموصى بها على نطاق واسع. في هذا الصدد، نقدم تقنية تحكم تسمى DTC: (التحكم المباشر في عزم الدوران) للآلات غير المتزامنة.

تم اقتراح إستراتيجية التحكم هذه من قبل تاكاهاشي في عام 1985، وهو حل مهم للغاية لمعضلة القوة والديناميكيات التي واجهتها في السيطرة. يركز البحث الحالي على دراسة استراتيجيات التحكم المباشر في عزم الدوران، أي تصميم وتنفيذ للتحكم المباشر في عزم الدوران، حيث يتم تزويد الطاقة بعكس مستويين من الجهد. يتعلق هذا العمل بالدراسة والنمذجة والتحكم في الآلات غير المتزامنة (المتغيرات) في بيئة *Matlab/Simulink*. نحن متخصصون في تطبيق تقنية التحكم (DTC) و DTC مع SVM لتحسين الأداء في النظام الخاضع للتحكم لتقليل عزم الدوران وتقلبات التدفق. نختم عملنا بدراسة والتحقق من الكفاءة في الضبط بمحاكاة النتائج.

الكلمات المفتاحية: MAS، النمذجة، DTC، DTC مع SVM.