



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Filière: Electrotechnique
Spécialité: Commande Electrique

Réf. :

Présenté et soutenu par :
Soltane El Montassar Bellah et Bouabdallah Cherif

Le : lundi 18 juillet 2022

Etude comparative entre les commandes de la machine asynchrone : Implémentation de la Commande scalaire et Commande vectorielle

Jury :

Dr.	Saadi Ramzi	MCA	Université de Biskra	Président
Dr.	Rezig Mohamed	MCB	Université de Biskra	Examineur
Dr.	Hammoudi Mohamed Yacine	MCA	Université de Biskra	Rapporteur

Année universitaire : 2021 - 2022



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Filière: Electrotechnique
Spécialité: Commande Electrique

Thème

Etude comparative entre les commandes de la machine asynchrone : Implémentation de la Commande scalaire et Commande vectorielle

Présenté par :

**Soltane El Montassar Bellah
Bouabdallah Cherif**

Avis favorable de l'encadreur :

Dr.Hammoudi Mohamed Yacine
Signature

Signature Avis favorable du Président du Jury

Saadi Ramzi

Signature

Cachet et signature

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

فَتَعَالَى اللَّهُ الْمَلِكُ الْحَقُّ وَلَا تَعْجَلْ بِالْقُرْآنِ مِنْ قَبْلِ أَنْ يُقْضَىٰ إِلَيْكَ وَحْيُهُ وَقُلْ رَبِّ زِدْنِي عِلْمًا ﴿١١٤﴾

سورة طه ١١٤

Dédicace

إهداء :

إلى :

المعلم و المربي الأول، رسولنا و حبيبنا، قدوتنا و محفزنا في كل مكان و زمان نحو العلم و التعلم :

محمد بن عبد الله عليه أفضل الصلاة و التسليم.

سندي الدائم، ألمي المتواصل، إلى من ضحى بصحته و شبابه سعيا لتتويجي بهذا المقام، إلى فخري

وعزتي إلى الغالي أبي : محمود بوعبد الله حفظه الله لنا.

رمز العطاء والفرح في الحياة، رمز التضحية و الحب، معلمتي الأولى، ضياء دربي، وردة عمري،

نور قلبي و مهجة روحي، إلى من سهرت، شجعت و كافأت حتى نصل لهاته المرحلة من النجاح و التفوق،

إلى العظيمة أمي : صليحة سايح أدامها الله لنا.

مصدر سعادتي، رفيقتي الدائمة و أمي الثانية عمتي : سعاد بوعبد الله حفظها الله.

إلى أخواتي الثلاث : بسمة، سهيلة وكنزة و إلى أخي الوحيد محمد لمين.

إلى من شاركني درب الصداقة قبل أن يشاركني هذا البحث المنتصر بالله سلطان.

إلى أصدقاء المواقف لا السنين : الهاشمي خمولي ، لعربي بلعابد، عبد الباسط بن ساسي، محمد

رضوان بوزيان، عبد الحق قواوي، عبد اللطيف شنيني، هاشم مغربي، محسن بورمل، إبراهيم عبد

المؤمن سنوسي، محمد بن سمينة، طاهر أمين خليفة، أحمد يسري حمزاوي...

إلى تركي عبد المنعم إلى كل زملائي و زميلاتي (دفعة تحكم كهربائي 2022) كل باسمه، و إلى

جميع أعضاء مخبر نمذجة الظواهر الطاقوية بسكرة و نخص بالذكر طالب الدكتوراه وائل حمدي.

شريف بوعبدالله

إهداء :

إلى :

الحمد لله وكفى والصلاة والسلام على الحبيب المصطفى واله ومن وفى أما بعد : الحمد لله الذي وفقنا لتثمين هذه الخطوة في مسيرتنا الدراسية بهذه المذكرة ثمرة الجهد والنجاح بفضلته تعالى مهداة إلى الوالدين الكريمين حفظهم الله وأدامهما نورا لدربي :

سندي والدي العزيز الذي علمني أن أرتقي سلم الحياة بحكمة وصبر من سعى وشقي لأنعم بالراحة والهناء الذي لم يبخل بشيء من أجل دفعي في طريق النجاح : **سلطان بن السايح**.

الينبوع الذي لا يمل العطاء إلى من حاكت سعادتي بخيوط منسوجة من قلبها إلى والدتي العزيزة :
حسنين الزهرة.

لكل العائلة الكريمة التي ساندتني ولا تزال من إخوة وأخواتي كل باسمه، إلى رفيق المشوار إلى من سرنا سويا ونحن نشق الطريق معا نحو النجاح والإبداع إلى من تكاتفنا يدا بيد ونحن نقطف زهرة تعلمنا إلى صديقي وزميلي **بوعبد الله شريف**، إلى من علموني حروف من ذهب وكلمات من درر وعبارات من أسمى وأجلى عبارات في العلم إلى من صاغوا لي من علمهم حروفا ومن فكرهم منارة تنير لنا مسيرة العلم والنجاح إلى **تركي عبد المنعم إلى حمدي وائل** إلى جميع أعضاء مخبر نمذجة الظواهر الطاقوية بسكرة إلى أساتذتي الكرام إلى جميع زملائي (دفعة تحكم كهربائي 2022) رعاهم الله وفقهم، أهدي هذا العمل المتواضع راجيا من المولى عز وجل أن يجد القبول والنجاح.

سلطان المنتصر بالله

Remerciements

Nous remercions DIEU, le tout puissant, pour nous avoir accordé santé, courage et patience afin d'accomplir ce modeste travail.

Nous tenons à remercier chaleureusement Dr. Mohamed Yacine HAMMOUDI, pour son aide et ses précieux conseils, et pour la confiance qu'il nous a accordée et pour l'aide qu'il nous a apporté tout au long de ce travail, et avec qui nous ait beaucoup appris.

Nos remerciements profondément les plus sincères vont également à Monsieur DR, Saadi Ramzi qui nous fait l'honneur de présider le jury de soutenance de ce mémoire de fin d'étude, et Monsieur Dr. Rezig Mohamed pour avoir accepté de participer dans le jury de soutenance de notre mémoire. On remercie tous les enseignants du département de génie électrique de l'université de Biskra.

Nous tenons à remercier nos amis pour l'aide amical et pour les encouragements. Enfin, nous adressons nos amis plus sincères remerciements à tous nos proches qui nous ont toujours encouragées au cours de la réalisation de ce mémoire.

Soltane El Montassar Bellah

Bouabdallah Cherif

Sommaire

Dédicace	I
Remerciements.....	III
Sommaire.....	IV
Liste des figures	IX
Liste des tableaux.....	XIII
Liste des symboles.....	XIV
Introduction générale :.....	1
I. Généralités sur les machines électriques	3
I.1 Introduction :	4
I.2 Machine à courant continu :	4
I.2.1 Définition :	4
I.2.2 Les avantages :	4
I.2.3 Les inconvénients :	5
I.2.4 Domaine d'applications :	5
I.3 Machine synchrone :.....	5
I.3.1 Définitions :	5
I.3.1.1 Stator :	5
I.3.1.2 Rotor :	6
I.3.2 Les avantages :	6
I.3.3 Les inconvénients :	7
I.3.4 Domaine d'applications :	7
I.4 Machine asynchrone :.....	7
I.4.1 Définitions :	7
I.4.2 Les avantages :	7
I.4.3 Les inconvénients :	7
I.4.4 Domaine d'applications :	8
I.4.5 Comparaison entre la machine asynchrone et synchrone :	8
I.4.6 Constitution de la machine asynchrone :	8
I.4.6.1 Le stator :	9
I.4.6.2 Le rotor :	10

I.4.6.2.1	Le rotor à cage :.....	10
I.4.6.2.2	Rotor à double cage :.....	10
I.4.6.2.3	Rotor à encoches profondes :.....	11
I.4.6.2.4	Le rotor bobiné :.....	12
I.4.6.3	Les paliers :.....	12
I.4.7	Organes mécaniques :.....	12
I.5	Modélisation de la machine asynchrone à cage :	13
I.5.1	Description du moteur asynchrone à cage :	13
I.5.2	Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage :	14
I.5.3	Hypothèses de simplification :	15
I.5.4	Modèle de la machine asynchrone dans le plan (a, b, c) :	15
I.5.4.1	Equations électriques :	15
I.5.4.2	Equations magnétiques :.....	16
I.5.4.3	Equation mécanique :.....	17
I.5.4.4	Transformations de park :	17
I.5.4.5	Transformation de Concordia :	18
I.5.5	Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park :.....	19
I.5.6	Modèle d'état de la machine asynchrone :	20
I.5.7	Différent repères biphasés :.....	21
I.5.8	Choix du référentiel :.....	21
I.5.8.1	Référentiel lié au stator α, β :.....	22
I.5.8.2	Référentiel lié au rotor x, y :.....	22
I.5.8.3	Référentiel lié au champ tournant d, q :.....	22
I.6	Modélisation de l'onduleur de tension :.....	23
I.7	Ensemble onduleur de tension à deux niveaux machine asynchrone :.....	25
I.8	Conclusion :.....	26
II.	Les topologies de la commande de la machine asynchrone	27
II.1	Introduction :	28
II.2	La commande scalaire :.....	28
II.2.1	Introduction :.....	28
II.2.2	Les différents types de la commande scalaire :.....	28
II.2.3	Principe fonctionnement de la commande scalaire en tension :.....	29
II.2.4	Calcul de régulateur :.....	32

II.2.4.1	Régulateur de vitesse :.....	32
II.2.5	Simulation de la commande scalaire de la MAS :	33
II.2.5.1	Résultats de simulation :	34
II.2.6	Les avantages et les inconvénients :.....	36
II.2.6.1	Les avantages :	36
II.2.6.2	Les inconvénients :.....	37
II.2.7	Conclusion :.....	37
II.3	La commande vectorielle :	38
II.3.1	Introduction :.....	38
II.3.2	La commande vectorielle par l'orientation du flux rotorique :	38
II.3.3	La Commande vectorielle à flux orienté direct en tension :	38
II.3.3.1	Découplage par compensation (Découplage statique) :	39
II.3.3.2	La structure de la commande vectorielle directe en tension :	41
II.3.3.3	Les régulations :	41
II.3.3.3.1	Régulation de vitesse :.....	42
II.3.3.3.2	Régulation des courants :	43
II.3.3.3.3	Régulation de flux :.....	45
II.3.3.4	Simulation de la commande vectorielle de la MAS :.....	46
II.3.3.4.1	Résultats de simulation :	46
II.3.4	Les avantages et les inconvénients :.....	50
II.3.4.1	Les avantages :	50
II.3.4.2	Les inconvénients :.....	51
II.3.5	Concision :.....	51
II.4	La commande directe du couple « DTC » :	52
II.4.1	Interdiction :	52
II.4.2	Principe DTC classique :.....	52
II.4.3	Structure de la technique de commande DTC :.....	52
II.4.4	Contrôle du flux statorique :.....	53
II.4.5	Contrôle du couple électromagnétique :.....	55
II.4.6	Estimation du flux statorique :	56
II.4.7	Estimation du couple électromagnétique :	56
II.4.8	Choi de vecteur de tension :	57
II.4.9	Table de la commutation :.....	58
II.4.10	Régulateur de vitesse :.....	58

II.4.11 Simulation de la commande DTC de la MAS :	58
II.4.11.1 Résultats de simulation :	59
II.4.12 Les avantages et les inconvénients :	62
II.4.12.1 Les avantages :	62
II.4.12.2 Les inconvénients :	62
II.4.13 Conclusion :	62
II.5 Comparaison entre les trois techniques de commandes :	63
II.6 Conclusion :	63
III. La commande DTC-SVM.....	65
III.1 Introduction :	66
III.2 Technique de commande par MLI vectorielle (SVM) :	66
III.3 Principe de la MLI vectorielle :	66
III.4 Les tapes de la réalisation d'une MLI vectorielle :	67
III.4.1 Etape 1. Détermination des tensions de référence $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, V_{ref} :	67
III.4.2 Etape 2. Détermination du secteur :	68
III.4.3 Etape 3. Calcule des temps d'application T_1 , T_2 , T_0 des états de l'onduleur :	68
III.4.4 Etape 4 : Calcule des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur :	70
III.5 Structure de la technique de commande DTC SVM :	72
III.6 Simulation de la commande (DTC-SVM) applique à la MAS :	73
III.6.1 Résultats de simulation :	73
III.7 Les avantages de la MLI vectorielle :	79
III.8 Comparaison entre la commande DTC et (DTC-SVM):	79
III.9 Conclusion :	80
IV. Validation Expérimentale.....	81
IV.1 Introduction :	82
IV.2 Description les différentes parties du banc de test :	82
IV.2.1 Les moyens utilisés :	83
IV.2.1.1 Partie électronique de puissance :	83
IV.2.1.2 Partie mécanique :	85
IV.2.1.3 Partie – Carte DSPACE 1104 – :	87
IV.3 Essais expérimentaux :	90
IV.3.1 Les résultats de validation :	90

IV.3.1.1 La commande scalaire :.....	90
IV.3.1.2 La commande vectorielle :	91
IV.3.2 Interprétation des résultats :	93
IV.4 Identification hors line des paramètres de la machine asynchrone :	94
IV.4.1 Détermination de la résistance statorique : R_s	94
IV.4.2 Détermination de L_s et R_f (Essai à vide) :.....	94
IV.4.3 Détermination des paramètres mécaniques J, f :.....	97
IV.4.4 Détermination des paramètres M et R_r :	98
IV.4.4.1 Première méthode (Essai en court-circuit) :.....	98
IV.4.4.2 Deuxième méthode (Essai en charge à la vitesse nominale) :.....	99
IV.4.5 Validation du modèle :	100
IV.4.6 Conclusion :.....	101
Conclusion générale :	104
Annexe	106
Bibliographie	114
Résumé	119

Liste des figures

Figure I.1 Moteurs à courant continu.	4
Figure I.2 Organisation de la machine asynchrone.	9
Figure I.3 Stator de la machine asynchrone.	9
Figure I.4 Rotor à cage de la machine asynchrone.	10
Figure I.5 Rotor à double cage.	11
Figure I.6 Rotor bobiné de la machine asynchrone.	12
Figure I.7 Structure de la machine asynchrone à cage.	14
Figure I.8 Représentation de la machine asynchrone à cage.	15
Figure I.9 Représentation physique de la transformation de Park pour une machine asynchrone.	18
Figure I.10 Représentation de la machine asynchrone dans un repère biphasé.	19
Figure I.11 Schéma équivalent de la machine asynchrone à cage dans le plan de Park.	20
Figure I.12 Schéma de l'onduleur triphasé.	23
Figure I.13 Schéma de l'onduleur triphasé en pont à deux niveaux alimentant une machine asynchrone.	26
Figure II.1 Réglage avec autopilotage.	29
Figure II.2 La caractéristique mécanique en fonction de la vitesse.	30
Figure II.4 La structure de la commande scalaire en tension.	31
Figure II.3 Principe de (\mathbf{V}/f).	31
Figure II.5 Boucle de régulation de la vitesse, structure IP	32
Figure II.6 Schéma bloc de la commande scalaire de la machine asynchrone.	33
Figure II.7 Vitesse mécanique.	34
Figure II.8 Couple électromagnétique.	34
Figure II.9 Courants statorique.	34
Figure II.10 Vitesse mécanique.	35
Figure II.11 Couple électromagnétique.	35
Figure II.12 Courants statorique.	36
Figure II.13 Les nouvelles variables de commande.	40
Figure II.14 La reconstitution des tensions \mathbf{V}_{sd} et \mathbf{V}_{sq}	40
Figure II.15 La structure de la commande vectorielle directe en tension.	41
Figure II.16 Boucle de régulation de la vitesse, structure IP	42

Figure II.17 Boucle de régulation du courant I_{sd} .	43
Figure II.18 Boucle de régulation du flux rotorique.	45
Figure II.19 Schéma bloc de la commande vectorielle directe en tension de la machine asynchrone.	46
Figure II.20 Vitesse de rotation.	46
Figure II.21 Couple électromagnétique.	47
Figure II.22 Les flux Φ_{rd} et Φ_{rq} .	47
Figure II.23 Les courants I_{ds} et I_{qs} statorique.	47
Figure II.24 Les courants I_{sa} et I_{sb} .	48
Figure II.25 Vitesse de rotation.	48
Figure II.26 Couple électromagnétique.	49
Figure II.27 Les flux Φ_{rd} et Φ_{rq} .	49
Figure II.28 Les courants I_{ds} et I_{qs} statorique.	49
Figure II.29 Les courants I_{sa} et I_{sb} .	50
Figure II.30 Schéma de principe de la (DTC).	52
Figure II.31 Exemple de l'évolution de l'extrémité de Φ_s pour R_s Is négligeable.	53
Figure II.32 Comportement du flux statorique pour différents vecteurs de tension.	54
Figure II.33 Comparateur à hystérésis du flux statorique.	54
Figure II.34 Comparateur à hystérésis à deux niveaux du couple électromagnétique.	55
Figure II.35 Choix du vecteur de tension.	57
Figure II.36 Schéma bloc de la commande DTC de la machine asynchrone.	58
Figure II.37 La vitesse de rotation.	59
Figure II.38 Le couple électromagnétique.	59
Figure II.39 Flux rotorique.	59
Figure II.40 Les courants I_{sa} et I_{sb} .	60
Figure II.41 La vitesse de rotation.	60
Figure II.42 Couple électromagnétique.	61
Figure II.43 Flux rotorique.	61
Figure II.44 Les courants I_{sa} et I_{sb} .	61
Figure III.1 Décomposition d'un vecteur de tension de référence V_{ref} .	68
Figure III.2 Forme de largeur d'impulsion pour les six secteurs.	70
Figure III.3 Schéma de la structure de la commande DTC-SVM de la machine asynchrone.	72
Figure III.4 Schéma bloc de la commande DTC-SVM de la machine asynchrone.	73
Figure III.5 Vitesse de rotation.	73

Figure III.6 Couple électromagnétique.	74
Figure III.7 Le flux.....	74
Figure III.8 Le courant I_{sa} et I_{sb}	74
Figure III.9 Vitesse de rotation.	75
Figure III.10 Couple électromagnétique.	75
Figure III.11 Flux rotorique.	76
Figure III.12 Le courant I_{sa} et I_{sb}	76
Figure III.13 Vitesse de rotation.	77
Figure III.14 Couple électromagnétique.	77
Figure III.15 Flux rotorique.	77
Figure III.16 Trajectoire de flux.....	78
Figure III.17 Les tensions statorique V_a , V_b et V_c	78
Figure IV.1 Banc d'essai expérimental.	82
Figure IV.2 Alimentation triphasée.....	83
Figure IV.3 Onduleur de tension triphasé.	83
Figure IV.4 Capteurs des Courants.	84
Figure IV.5 Capteurs des Tensions.	84
Figure IV.6 Le Circuit adaptateur 5v/+15v.	84
Figure IV.7 Alimentation 15V.	85
Figure IV.8 Moteur asynchrone à cage.	85
Figure IV.9 La génératrice.	86
Figure IV.10 Excitation.....	86
Figure IV.11 Charge RL.....	87
Figure IV.12 Capture de vitesse.....	87
Figure IV.13 Carte DSPACE 1104	88
Figure IV.14 Architecture du DS1104.	89
Figure IV.15 Génération et contrôle des impulsions par le contrôle panel CP1104.....	89
Figure IV.16 Logiciel control desk.	90
Figure IV.17 présenter le banc d'essai.	90
Figure IV.18 La vitesse de la machine asynchrone en charge en fonction de temps.....	91
Figure IV.19 Le courant I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} de la machine asynchrone en charge en fonction de temps.	91
Figure IV.20 La vitesse de la machine asynchrone en charge en fonction de temps.....	91
Figure IV.22 Flux de la machine asynchrone en charge en fonction de temps.....	92

Figure IV.23 Le courant I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} de la machine asynchrone en charge en fonction de temps.	92
Figure IV.21 Le couple de la machine asynchrone en charge en fonction de temps.	92
Figure IV.24 Mesure le valeur de résistance statorique.	94
Figure IV.25	94
Figure IV.26	95
Figure IV.27	96
Figure IV.28 Essai de ralentissement.	97
Figure IV.29 Essai avec rotor bloqué.	98
Figure IV.30 Comparaison entre vitesse réelle et simulée.	100
Figure IV.31 Comparaison entre courants statoriques réel et simulé.	101

Liste des tableaux

Tableau II.1 Table de commutation de la DTC à six secteurs.	58
Tableau II.2 Comparaison entre la commande scalaire, vectorielle et la commande DTC.	63
Tableau III.1 Tensions a la sortie de l'onduleur pour différents états des interrupteurs.....	67
Tableau III.2 Détermination du secteur N_i ($i=1..6$).....	68
Tableau III.3 Temps d'application des vecteurs T_1 et T_2 pour chaque secteur.	69
Tableau III.4 Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.	71
Tableau III.5 Résumé de l'état de l'art des stratégies de commande pour MAS.....	79
Tableau IV.1	95
Tableau IV.2.....	96
Tableau IV.3.....	98
Tableau IV.4.....	99
Tableau IV.5.....	101

Liste des symboles

Abréviations	
MAS	Machine Asynchrone.
FOC	La Commande Vectorielle « Orientation Du Flux Rotorique »
DTC	La Commande Directe Du Couple « Direct Torque Control »
SVM	Space Vector Modulation.
F. M. M	Force Magnétomotrice.
MLI	Modulation De Largeur d'Impulsion.
PI	Correcteur Proportionnel-Intégrateur.
IP	Intégral Proportionnel

Repères	
(a, b, c)	Axes liés aux enroulements triphasés.
(α , β)	Axes correspondants aux référentiels fixes par rapport au stator.
(x, y)	Axes fixés au rotor.
(d, q)	Axes correspondants aux référentiels fixes par rapport au champ tournant.
θ	Position réelle [Rad].

Notations	
s, r	Indices correspondants au stator et rotor.
n	Grandeur nominale.
*	Grandeur de commande.
$\hat{}$	Grandeur estimée.

Symboles	
t	Temps [s]
U	Tension [V]
I	Courant [A]
Φ	Flux [Wb]
Ω	Vitesse de rotation mécanique [rd / s]
S	Opérateur de Laplace.
C_e	Couple électromagnétique [Nm]
C_r	Couple mécanique résistant [Nm]
L_r	Inductance propre cyclique rotorique [H]
L_s	Inductance propre cyclique statorique [H]
L_m	Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor [H]
R_r	Résistance rotorique [Ω]
R_s	Résistance statorique [Ω]
f	Coefficient de frottement visqueux
J	Moment d'inertie de l'entraînement [kg.m^2]
p	Nombre de paire de pôles
T_r	Constante de temps rotorique
T_s	Constante de temps statorique
T_e	Période d'échantillonnage [s]
σ	Coefficient de dispersion total de Blondel



Introduction générale

Introduction générale :

Une machine électrique est un dispositif électromécanique fondé sur l'électromagnétisme permettant la conversion d'énergie électrique en énergie mécanique. Ce processus est réversible et peut servir à produire de l'électricité : Les machines électriques produisant l'énergie électrique, sont communément appelées génératrices, ou alternateurs suivant la technologie utilisée ; les machines électriques produisant une énergie mécanique à partir d'une énergie électrique sont communément appelées des moteurs.

Dans l'industrie les moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple), dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. Pour assurer les exigences imposées, on doit contrôler le couple d'une manière rapide et appropriée. Le moteur à courant continu répond très bien à ces exigences. Cela s'explique par le découplage naturel entre le flux et le couple. Néanmoins, la présence du collecteur limite la puissance et/ou la vitesse et exige une maintenance régulière.

C'est pourquoi, de nos jours, on se tourne de plus en plus vers les moteurs asynchrones où il devient de plus en plus utile dans le domaine industriel grâce à sa robustesse et son faible coût. Elle est utilisée dans les applications à base performance ainsi que dans des cas plus sophistiqués.

Aujourd'hui, et grâce à l'évolution de l'électronique de puissance, et la technologie de traitement numérique des signaux, il est devenu possible d'améliorer le comportement dynamique de la machine asynchrone par l'utilisation des différentes techniques de commande. Différentes techniques de commande ont été développées, pour contrôler la machine asynchrone.

- Commande scalaire (faible performance):

La commande scalaire est la plus simple et la plus répandue dans la majorité des applications industrielles. Le contrôle scalaire ne permet pas d'avoir une bonne précision dans la réponse de la vitesse et du couple suite à la simplicité de sa structure qui tient compte uniquement du régime permanent. Le flux statorique et le couple ne sont pas directement commandés et les paramètres des machines alternatives doivent être correctement identifiés.

- La commande vectorielle par orientation de flux rotorique Commande à haute performance :

La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courants alternatifs d'avoir un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique du couple peut être très rapide. Depuis, cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines outils, la traction électrique....

▪ Contrôle puissant commande directe du couple (DTC: Direct Torque Control) :

La commande directe du couple proposée par Depenbrock et Takahashi est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel, cette stratégie de commande n'a pas besoin de capteur de position et la résistance statorique de la machine est le seul paramètre nécessaire pour l'estimation du flux et du couple. L'objectif du DTC est d'optimiser le contrôle des interrupteurs de l'onduleur pour assurer le découplage flux statorique – couple et ce même en régime de grandes variations. Son point faible est les fluctuations au niveau du couple et du flux. Des travaux se sont multipliés sur cette DTC et ont donné lieu à diverses évolutions de stratégies. Dans ce recueil, on propose deux techniques de DTC améliorées (DSVM_DTC : Discret Space Vector Modulation_DTC et SVM_DTC). Dans ce travail, on va étudier la commande directe de couple du moteur asynchrone à cage alimenté par un onduleur de tension, basé sur la technique de modulation SVM. Généralement l'utilisation d'une telle technique permettra de réduire les ondulations et les harmoniques au niveau du courant et du couple. La nouvelle méthode de commande (DTC-SVM) est capable de travailler, avec une fréquence de commutation fixe.

Le travail présenté dans ce mémoire est s'articule autour de quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré dans un premier temps la présentation des différents types des machines électriques (MCC, MASP et MAS) à savoir, où puis dans la seconde partie de ce chapitre on modélise la machine dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés. Puis en clôture ce chapitre par une étude de l'onduleur de tension commandé par la technique (MLI-SVM).

Dans le deuxième chapitre en va entamer à la simulation des différentes techniques de commande pour la machine asynchrone à savoir (commande scalaire, commande vectorielle et la commande DTC).

Le troisième chapitre est consacré à la commande directe du couple dont l'onduleur sera commandé par la technique de modulation vectorielle (SVM). Cette technique a pour but d'améliorer les performances de la DTC classique.

Finalement dans le dernier chapitre, on va présenter une validation expérimentale avec l'implémentation de la technique V/f constante et la commande vectorielle développée sur une carte d'acquisition.

Une conclusion générale clôture le mémoire.



Chapitre I

I. Généralités sur les machines électriques

I.1 Introduction :

Le Moteur Asynchrone, ou Moteur à Induction, est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître, En effet, il entre dans la conception de nombreux procédés industriels associant des convertisseurs statiques et des machines électriques (traction électrique, laminoirs, levage, pompage, etc...). Dans ce chapitre, nous présenterons les différents types des machines électriques et noter les points positifs et négatifs des machines en particulier les composants du MAS à cage et étudie le modèle mathématique triphasé de l'association Machine Asynchrone- onduleur et sa transformation dans le système diphasé (Park et Concordia).

I.2 Machine à courant continu :

I.2.1 Définition :

Les moteurs à courant continu (MCC) sont des appareils qui transforment l'énergie électrique qu'ils reçoivent en énergie mécanique, la construction des moteurs est identique à celle des génératrices, de sorte qu'une machine à courant continu peut servir indifféremment comme moteur ou comme génératrice. [1]

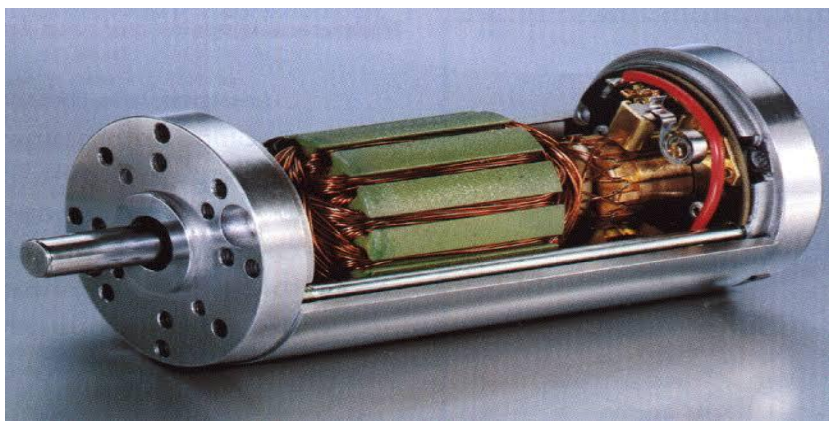


Figure I.1 Moteurs à courant continu.

I.2.2 Les avantages :

L'avantage principal, qui a fait le succès du moteur à courant continu, est la facilité de la commande de sa vitesse. [2]

I.2.3 Les inconvénients :

L'usure des balais, voire du collecteur, nécessite un entretien périodique et produit des poussières conductrices qui finissent par nuire à l'isolement du collecteur lui-même et de l'induit:

[3]

- La commutation mécanique requiert des pôles de commutation et des enroulements de compensation qui accroissent le volume.
- L'induit tournant, source des pertes principales, ne permet pas un refroidissement efficace, à l'eau par exemple, ce qui limite les possibilités de hautes performances.
- La vitesse périphérique du collecteur et de l'induit est limitée à 50 voire 75 m/s ce qui ne permet pas d'atteindre les vitesses élevées nécessaires à une puissance massique convenable.
- Si l'excitation est à aimants, il n'est pas possible de fournir la puissance maximale.

I.2.4 Domaine d'applications :

Les moteurs à courant continu sont utilisés dans les applications où les une vitesse et un couple élevés sont nécessaires. Ils sont utilisés pour grues et palans lorsque des charges doivent être démarrées lentement et accéléré rapidement. Les moteurs à courant continu sont également utilisé dans l'impression presses, aciéries, formage de tubes moulins et de nombreuses autres applications industrielles où le contrôle de la vitesse est important. Sont couramment employés dans l'industrie automobile pour démarrer des véhicules et faire fonctionner des dispositifs tels que des sièges électriques, des vitres électriques et des ventilateurs. La climatisation l'industrie utilise des moteurs à courant continu sans balais dans de nombreux appareils de traitement d'air pour le chauffage central et systèmes de refroidissement. [4]

I.3 Machine synchrone :

I.3.1 Définitions :

Les moteurs synchrones sont ainsi nommés en raison de leur capacité à fonctionner à une vitesse synchrone. Ils sont capables de fonctionner à la vitesse du magnétique rotatif terrain car ce ne sont pas des moteurs à induction. Ils présentent d'autres caractéristiques qui les différencient des moteurs à induction à cage d'écureuil ou à rotor bobiné. [4]

I.3.1.1 Stator :

Le stator contient un ensemble d'enroulements (également appelé armature) qui crée le champ magnétique tournant du stator. Ces enroulements peuvent être connectés en étoile ou en triangle. Ces champs sont constitués d'un nombre P de pôles magnétiques. Le nombre P est un

nombre pair, car pour chaque pôle nord il y a un pôle sud. [5]

I.3.1.2 Rotor :

Le rotor d'une machine synchrone peut être soit un pôle saillant (également appelé pôle projeté), soit un pôle non saillant (également appelé pôle cylindrique), respectivement. De nombreux fabricants utilisent un type de construction de pôle saillant car il a un couple de démarrage important. Les pôles saillants sont divisés en deux types: aimant permanent ou électroaimant. Les rotors polaires non saillants sont également appelés rotors à tambour ou bobinés.

Les rotors saillants sont conçus pour des vitesses inférieures (moins de 1500tr /min) tandis que les rotors non saillants sont conçus pour des vitesses plus élevées (supérieures à 1500 tr / min).

[5]



Figure (I.2): Moteur synchrone a rotor bobiné.

I.3.2 Les avantages :

Certaines de ces caractéristiques sont. [4]

- Ils peuvent fonctionner à une vitesse synchrone.
- Ils fonctionnent à vitesse constante à vide à pleine charge.
- Les moteurs synchrones fonctionnent soit à vitesse synchrone ou ils calent et s'arrêtent fonctionnement.
- Ils peuvent produire un facteur de puissance de premier plan.
- Ils sont parfois utilisés sans charge pour aider facteur de puissance correct de l'installation. Dans ce mode de fonctionnement, ils sont appelés condensateurs synchrones.
- Le rotor doit être excité avec une source externe de courant continu.
- Ils contiennent un enroulement spécial en cage d'écureuil appelé l'enroulement amortisseur qui sert à démarrer le moteur.

I.3.3 Les inconvénients :

- Ils conviennent pour toutes les applications nécessitant une importante réversion de vitesse.
- Ils sont plus efficaces pour les applications d'entraînement où des variations de puissance sur une large plage sont nécessaires (de quelques watts à plusieurs mégawatts). [6]

I.3.4 Domaine d'applications :

En raison de leurs caractéristiques de départ et de leur capacité à facteur de puissance correct, les moteurs synchrones sont généralement utilisés là où les moteurs de grande puissance sont nécessaires. Ils fournissent souvent la puissance des pompes, compresseurs, centrifugeuses et grands broyeurs. Un moteur synchrone de 2500 chevaux utilisé pour conduire une pompe de circulation d'eau est représentée [4]. Traction électrique, usinage à grande vitesse, automobile, robotique, horlogerie, les périphériques d'ordinateurs et la production d'énergie. [6]

I.4 Machine asynchrone :

I.4.1 Définitions :

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif pour laquelle la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant. Il existe en effet théoriquement d'autres types de machines asynchrones. Une machine à induction est une machine asynchrone dont le circuit magnétique est associé à deux, ou plus de deux, circuits électriques se déplaçant l'un par rapport à l'autre et dans lequel l'énergie est transférée de la partie fixe à la partie mobile, ou inversement, par induction électromagnétique. Cependant, la seule machine asynchrone qui ait une importance pratique est la machine à induction. [2]

I.4.2 Les avantages :

- Couple de démarrage modéré. [2]
- Construction simple.
- Faible coût de construction.
- Entretien réduit.
- Robustesse.

I.4.3 Les inconvénients :

Les performances obtenues pour les moteurs reliés directement au secteur sont souvent suffisantes grâce à quelques artifices de construction.

L'inconvénient de ne pas pouvoir agir sur les grandeurs rotoriques peut être pallié si nécessaire par les performances des convertisseurs électroniques produisant l'alimentation du stator.

Le rendement des moteurs asynchrones est toutefois moins élevé que celui des moteurs synchrones. [2]

I.4.4 Domaine d'applications :

Les moteurs à induction à cage d'écurie sont utilisés dans les applications qui nécessitent un couple de démarrage modéré, comme les tours, les pompes à eau, les meuleuses, grues, ascenseurs, ascenseurs, compresseurs, de grandes unités de réfrigération et de climatisation, broyeurs et machines à imprimer. [4]

I.4.5 Comparaison entre la machine asynchrone et synchrone :

Comme nous l'avons déjà mentionné, les moteurs asynchrones conviennent fort bien pour actionner des machines à des vitesses supérieures à 600 tr/min. Cependant, aux vitesses inférieures, les moteurs asynchrones sont encombrants et coûteux. De plus, leur facteur de puissance et leur rendement diminuent à mesure que la vitesse est plus basse. C'est à ces basses vitesses que l'emploi du moteur synchrone devient particulièrement avantageux, car, quelle que soit sa vitesse, son facteur de puissance est toujours réglable à 100% et son rendement demeure élevé. Bien que la construction de ce moteur soit plus compliquée, son coût et son poids sont souvent inférieurs à ceux d'un moteur asynchrone de même puissance tournant à la même vitesse. Ceci est surtout remarquable aux vitesses inférieures à 300 tr/min. Le moteur synchrone présente un autre avantage: si l'on surexcite son rotor, il débite une puissance réactive de sorte que l'on peut corriger le FP d'une usine. Enfin, un moteur synchrone développe un plus grand couple de démarrage qu'un moteur asynchrone, car on peut augmenter la résistance de sa cage d'écurie, sans nuire au rendement et au glissement en régime permanent [4]. Les moteurs à induction sont considérés comme plus fiables que les machines synchrones ou à courant continu car ils ne nécessitent ni bagues collectrices ni brosses.

I.4.6 Constitution de la machine asynchrone :

La machine asynchrone comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe, on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, on définit deux types de rotor, bobiné ou à cage d'écurie. Toutefois, nous

admettrons que la structure du rotor à cage est électriquement équivalente à celle du rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit. [7]

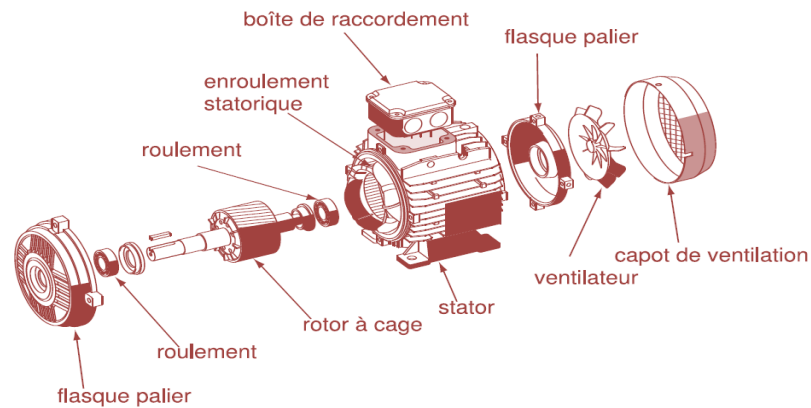


Figure I.2 Organisation de la machine asynchrone.

I.4.6.1 Le stator :

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilement de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (La Figure I.3). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer, le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobine permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique. [7, 8]

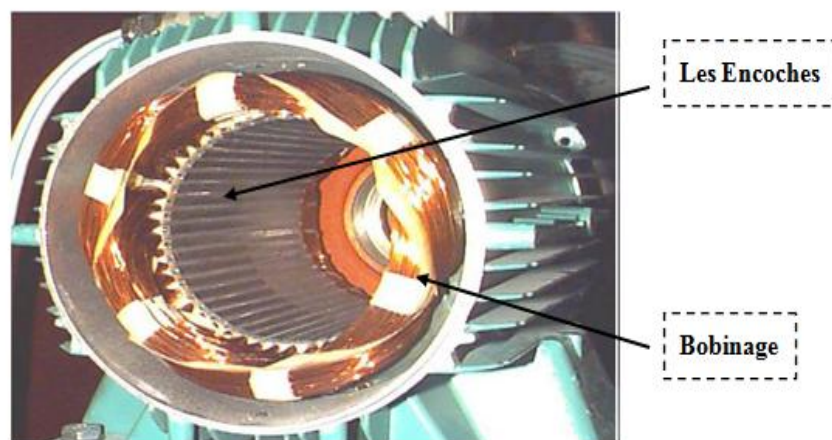


Figure I.3 Stator de la machine asynchrone.

I.4.6.2 Le rotor :

C'est par le rotor, la partie mobile, que la machine asynchrone se distingue de l'autre machine triphasée, la machine synchrone. De manière générale, le rotor est le siège de grandeurs électromagnétiques variables.

I.4.6.2.1 Le rotor à cage :

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barres rotoriques) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (Figure I.4). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. [7, 9]

Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service.



Figure I.4 Rotor à cage de la machine asynchrone.

I.4.6.2.2 Rotor à double cage :

Le rotor comporte deux cages coaxiales :

- L'une (fréquemment réalisée en laiton ou en bronze), externe, à résistance relativement élevée, est placée près de l'entrefer.
- L'autre (en cuivre), interne, de plus faible résistance, est noyée dans le fer, ayant ainsi

une inductance de fuites supérieure à la première.

Au démarrage, le courant rotorique, de fréquence égale à la fréquence f du réseau d'alimentation, se répartit de façon inversement proportionnelle aux réactances des cages, qui sont alors grandes devant les résistances. Dans ces conditions, c'est la cage externe qui est parcourue par le maximum de courant ; sa relativement forte résistance réduit l'appel de courant et accroît le couple.

Au contraire, lorsque le moteur atteint son régime nominal de fonctionnement, normalement caractérisé par un faible glissement g et une fréquence basse f_g , ce sont les résistances qui contrôlent la répartition du courant, ce qui favorise la cage interne de faible résistance.

On peut, ainsi, obtenir des couples de démarrage C_d de deux à trois fois supérieurs à ceux du rotor à simple cage. [10]



Figure I.5 Rotor à double cage.

I.4.6.2.3 Rotor à encoches profondes :

Le rotor à double cage est beaucoup plus difficile à construire que le rotor à simple cage et est donc d'un coût plus élevé.

On peut pallier cet inconvénient, tout en gardant une partie de ses avantages, en construisant une cage rotorique simple avec des barres très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique.

- Lors du démarrage, la réactance, qui croît avec la profondeur, tend à imposer aux lignes de courant de se concentrer près de la périphérie et à leur assigner ainsi une section de conducteur réduite et une résistance accrue.
- En revanche, en marche normale, cet effet disparaît et les lignes de courant, en occupant la pleine section de la barre, retrouvent un circuit de faible résistance.

Ce type de moteur, dit à encoches profondes, est très utilisé, notamment dans le cas des moteurs à haute tension et à fort couple de démarrage. Il présente cependant l'inconvénient d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, donc une diminution du facteur de puissance du moteur, et, bien sûr, d'exiger un diamètre de rotor plus important.

Pour remédier à ce dernier inconvénient, on a parfois fait appel à des conducteurs ayant des formes plus compliquées, en trapèze, voire en L (la base du L étant en fond d'encoche). [10]

I.4.6.2.4 Le rotor bobiné :

Le rotor d'une machine bobiné est constitué de trois bobines (on parle aussi de rotor à bague). Chaque bobine est reliée à une bague. Les bagues permettent d'avoir une liaison électrique avec les bobines du rotor.

Le rotor est mis en court-circuit par l'extérieur au travers de trois bornes liées électriquement par des contacts glissants appelés bagues réalisées en laiton sur lesquelles s'appliquent des balais de graphite. Les trois enroulements rotoriques sont couplés en étoile à l'intérieur de la machine. [11]

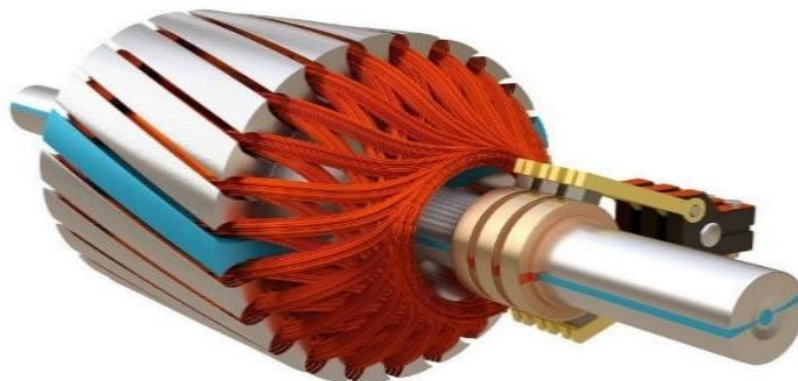


Figure I.6 Rotor bobiné de la machine asynchrone.

I.4.6.3 Les paliers :

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil. [11]

I.4.7 Organes mécaniques :

La carcasse sert de support. Elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie

centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est, généralement, constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des plusieurs efforts :

- Efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale,...etc.).
- Efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges.
- Efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dus aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont, généralement, à roulements pour les machines de petite et moyenne puissances. [12]

Afin d'assurer la variation de vitesse des moteurs électriques mais aussi la conversion de l'énergie, de nombreuses machines se voient associer à un convertisseur. Ainsi, de nos jours, on trouve dans un grand nombre de procédés industriels, des associations entre des convertisseurs statiques et des machines électriques (pompage, levage,...etc). Cela permet de fournir aux moteurs des tensions et des courants de fréquence variable servant à commander la machine en couple ou en vitesse. [12]

I.5 Modélisation de la machine asynchrone à cage :

I.5.1 Description du moteur asynchrone à cage :

Un moteur asynchrone à cage se présente sous la forme d'un carter enroulant les circuits magnétiques et ferromagnétiques statoriques dans des encoches d'enroulement triphasé bobiné de cuivre isolé.

A l'intérieur de ce circuit magnétique, se présente le circuit magnétique rotorique qui accueille dans ces encoches, les barreaux de la cage rotorique en Aluminium ou Cuivre, ces barreaux sont court-circuités à chaque extrémité par des anneaux des mêmes matériaux [13], (La Figure I.7).

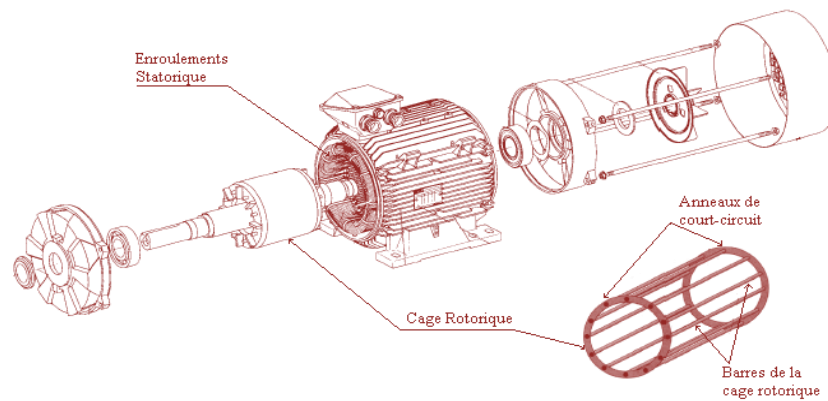


Figure I.7 Structure de la machine asynchrone à cage.

I.5.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage :

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone est basé entièrement sur les lois de l'induction ; la machine asynchrone est considérée comme un transformateur à champ magnétique tournant dont le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire en court-circuit.

Ce fonctionnement est reposé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse N_s différente du synchronisme, l'application de la loi de FARADAY à un des roulements rotoriques montre que celui-ci devient le siège d'une force électromotrice qui étant court-circuité sur les enroulements va donner naissance à un courant dont l'intensité est limitée par l'impédance de ce dernier. L'interaction entre ce courant et le champ glissant va donner naissance à des forces s'exerçant sur les brins du rotor dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine. Lorsque le champ est sinusoïdal, sa vitesse de rotation est:

$$N_s = \frac{f}{p} \text{ En tr/s Ou } N_s = \frac{60f}{p} \text{ tr/min}$$

Où :

f : est la fréquence d'alimentation.

p : représente le nombre de paires de pôles.

L'interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (n_1) diffère de celle du rotor (n), c'est à dire lorsque $n \neq n_1$, car

dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque $\mathbf{n} = \mathbf{n}_1$, le champ serait immobile par rapport au rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport $\mathbf{g} = \frac{\mathbf{n}_1 - \mathbf{n}}{\mathbf{n}_1}$ est appelé glissement de la machine asynchrone. [14]

I.5.3 Hypothèses de simplification :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices : [15]

- Entrefer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale des champs magnétiques le long de l'entrefer.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.

I.5.4 Modèle de la machine asynchrone dans le plan (a, b, c) :

Electriquement la machine asynchrone à cage se présente comme l'indique la (Figure I.8).

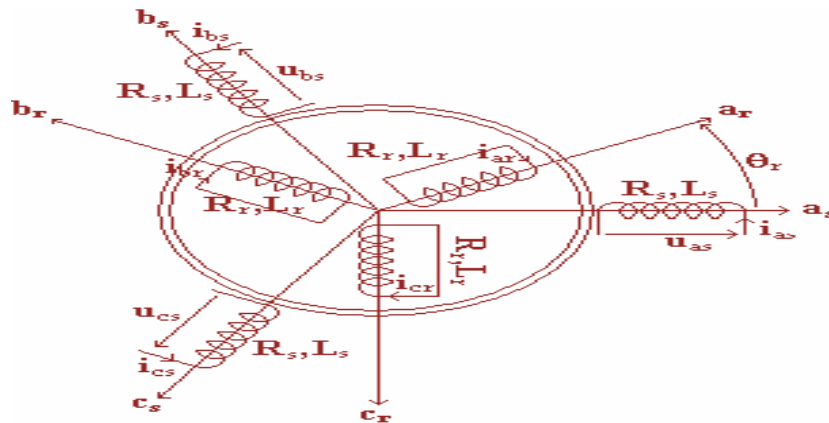


Figure I.8 Représentation de la machine asynchrone à cage.

I.5.4.1 Equations électriques :

Les équations de tensions des trois phases statoriques (a, b, c) et rotoriques (A, B, C) S'écrivent sous forme matricielle :

$$[\mathbf{u}_s] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{i}_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (\text{éq: I-1})$$

$$[\mathbf{u}_r] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{i}_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (\text{éq: I-2})$$

Avec :

$$[\mathbf{u}_s] = [u_a \quad u_b \quad u_c]^T, [\mathbf{u}_r] = [u_A \quad u_B \quad u_C]^T, [\mathbf{i}_s] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T$$

Et

$$[\mathbf{i}_r] = [i_A \quad i_B \quad i_C]^T, [\Phi_s] = [\Phi_a \quad \Phi_b \quad \Phi_c]^T, [\Phi_r] = [\Phi_A \quad \Phi_B \quad \Phi_C]^T$$

$$[\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & 0 & 0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_s & 0 \\ \mathbf{0} & 0 & \mathbf{R}_s \end{bmatrix}, [\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_r & 0 & 0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_r & 0 \\ \mathbf{0} & 0 & \mathbf{R}_r \end{bmatrix}$$

Ou :

$[\mathbf{u}_s]$ et $[\mathbf{u}_r]$: Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.

$[\mathbf{i}_s]$ et $[\mathbf{i}_r]$: Vecteurs des courants statorique et rotoriques.

$[\Phi_s], [\Phi_r]$: Vecteurs des flux statoriques et rotoriques.

$[\mathbf{R}_s], [\mathbf{R}_r]$: Matrices des résistances statoriques et rotoriques.

I.5.4.2 Equations magnétiques :

Les flux qui traversent les surfaces statoriques et rotoriques s'expriment sous forme :

$$[\Phi_s] = [\mathbf{L}_s][\mathbf{i}_s] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{i}_r] \quad (\text{éq: I-3})$$

$$[\Phi_r] = [\mathbf{L}_r][\mathbf{i}_r] + [\mathbf{M}_{rs}][\mathbf{i}_s] \quad (\text{éq: I-4})$$

Les matrices d'inductance statorique, et rotorique sont données par :

$$[\mathbf{L}_s] = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{M}_s & \mathbf{M}_s \\ \mathbf{M}_s & \mathbf{L}_s & \mathbf{M}_s \\ \mathbf{M}_s & \mathbf{M}_s & \mathbf{L}_s \end{bmatrix}, [\mathbf{L}_r] = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_r & \mathbf{M}_r & \mathbf{M}_r \\ \mathbf{M}_r & \mathbf{L}_r & \mathbf{M}_r \\ \mathbf{M}_r & \mathbf{M}_r & \mathbf{L}_r \end{bmatrix}$$

\mathbf{L}_s et \mathbf{L}_r : Inductances propres statoriques et rotoriques.

\mathbf{M}_s et \mathbf{M}_r : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles entre phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor [16, 17] et s'écrit :

$$[\mathbf{M}_{sr}] = \mathbf{M}_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

M_{sr} : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et les phases correspondantes du rotor (leurs axes magnétiques sont alors alignés).

I.5.4.3 Equation mécanique :

Le comportement mécanique de la machine asynchrone est régi par l'équation suivante:

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \Omega_r \quad (\text{éq: I-5})$$

Ou :

C_r : Le couple résistant de la charge.

J : Le moment d'inertie total de l'arbre de moteur.

f_r : Le coefficient de frottement visqueux.

$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$: La vitesse de rotation mécanique.

p : Le nombre de paires de pôles.

Le couple électromagnétique développé par le champ tournant est exprimé par la relation :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{éq: I-6})$$

I.5.4.4 Transformations de park :

La transformation de PARK [17, 18] consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q . Ceci peut être interprété comme la substitution des enroulements réels avec des d'enroulements fictifs d_s , q_s , d_r et q_r dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q conformément à la (Figure I.9).

On transforme donc l'enroulement triphasé (a, b, c) en trois enroulements orthogonaux ($d, q, 0$), Avec :

d : Axe direct.

q : Axe en quadrature.

0 : Axe homopolaire.

La matrice de transformation de PARK est définie comme suit :

$$[A] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{2}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{2}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{2}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{2}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{éq: I-7})$$

La transformation inverse est donnée par :

$$[A]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{2}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{2}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{2}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{2}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{éq: I-8})$$

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [A(\theta = \theta_s)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{éq: I-9})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [A(\theta = \theta_r)] \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{éq: I-10})$$

x : Correspond aux courants, tension ou flux.

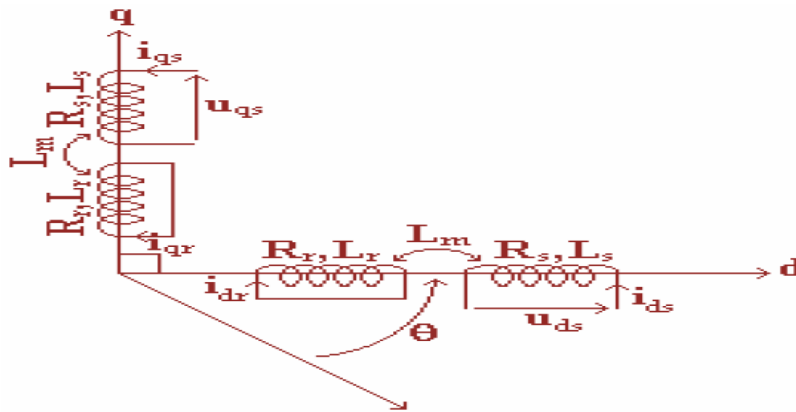


Figure I.9 Représentation physique de la transformation de Park pour une machine asynchrone.

I.5.4.5 Transformation de Concordia :

Comme le montre (La Figure I.10), cette transformation permet de reproduire l'état magnétique créé par le système triphasé au moyen d'un système biphasé équivalent.

En effet, les grandeurs statoriques triphasées liées au repère (a_s, b_s, c_s) décalées de 120° , sont amenées vers les grandeurs biphasées équivalentes (α_s, β_s) en quadrature de phase. De même, les grandeurs rotoriques triphasées liées à (a_r, b_r, c_r) décalées de 120° sont ramenées vers les grandeurs biphasées équivalentes (α_r, β_r) en quadrature de phase. Le système (α_s, β_s) est décalé d'un angle θ par rapport à (α_r, β_r) .

Mathématiquement, la transformation des courants statoriques, par exemple, est décrite par la relation matricielle suivante : [10]

$$i_{\alpha\beta s} = [T_{\alpha\beta}] i_{sabc} \quad (\text{éq: I-11})$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{0s} \end{bmatrix} = \mathbf{K} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{éq: I-12})$$

La composante homopolaire est nulle pour un neutre non lié.

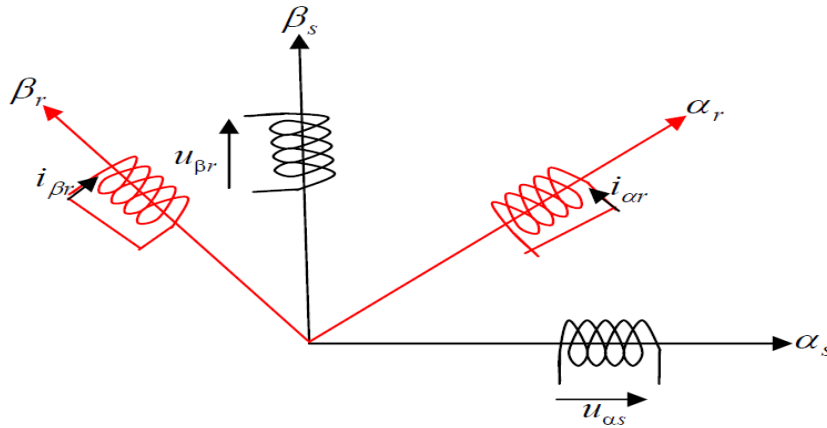


Figure I.10 Représentation de la machine asynchrone dans un repère biphasé.

La transformation triphasé-biphasé, dite aussi transformation de Concordia, est orthonormée, c'est-à-dire que son inverse est simplement égal à sa transposée :

$$[\mathbf{T}_{\alpha\beta}]^{-1} = [\mathbf{T}_{\alpha\beta}]^T \quad (\text{éq: I-13})$$

Cette transformation assure la conservation de la puissance instantanée, ce qui donne :

$$\mathbf{K} = \sqrt{\frac{2}{3}}$$

La transformation, dite de Clark, si :

$$\mathbf{K} = \frac{2}{3}$$

La transformation de Clark est applicable aussi bien au stator qu'au rotor.

I.5.5 Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park :

Le circuit équivalent de la machine asynchrone dans le repère Park (\mathbf{d}, \mathbf{q}) [18, 19] est représenté sur (La Figure I.11) :

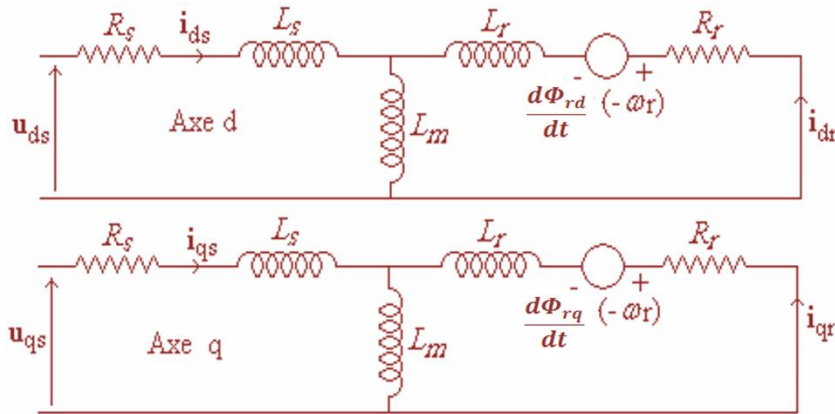


Figure I.11 Schéma équivalent de la machine asynchrone à cage dans le plan de Park.

D'après le circuit équivalent de la machine asynchrone, (La Figure I.11), les équations électriques et magnétiques dans le repère (\mathbf{d}, \mathbf{q}) s'écrivent :

- Equations électriques du stator et rotor :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{u}_{sd} &= R_s \mathbf{i}_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_a \Phi_{sq} \\
 \mathbf{u}_{sq} &= R_s \mathbf{i}_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_a \Phi_{sd} \\
 \mathbf{u}_{rd} = 0 &= R_r \mathbf{i}_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rq} \\
 \mathbf{u}_{rq} = 0 &= R_r \mathbf{i}_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rd}
 \end{aligned}
 \tag{éq: I-14}$$

- Equations magnétiques du stator et rotor :

$$\begin{aligned}
 \Phi_{sd} &= L_s \mathbf{i}_{sd} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{rd} \\
 \Phi_{sq} &= L_s \mathbf{i}_{sq} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{rq} \\
 \Phi_{rd} &= L_r \mathbf{i}_{rd} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{sd} \\
 \Phi_{rq} &= L_r \mathbf{i}_{rq} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{sq}
 \end{aligned}
 \tag{éq: I-15}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 L_s &= L_s - M_s \\
 L_r &= L_r - M_r \\
 M &= \frac{3}{2} M_{sr}
 \end{aligned}
 \tag{éq: I-16}$$

I.5.6 Modèle d'état de la machine asynchrone :

Le modèle d'état de la machine asynchrone sera de la forme :

$$\begin{aligned}
 \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\
 \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t)
 \end{aligned}
 \tag{éq: I-17}$$

Où :

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= [\mathbf{i}_{ds} \quad \mathbf{i}_{qs} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr}]^T \\ \mathbf{u} &= [V_{ds} \quad V_{qs}]^T \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -\frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} & 0 & \frac{L_m L_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m L_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & \omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{éq: I-18})$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{éq: I-19})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion. [16]}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{éq: I-20})$$

I.5.7 Différent repères biphasés :

Le modèle de la machine a été présenté dans un repère biphasé (\mathbf{u}, \mathbf{v}) avec une orientation quelconque, cependant il existe différentes possibilités pour fixer l'orientation du repère et cela dépend généralement des objectifs de l'application, le choix du référentiel nous ramène pratiquement au trois cas possibles

Repère d'axes (α, β) : le système biphasé lié au stator $(\theta_{obs}=0)$

Repère d'axes (\mathbf{d}, \mathbf{q}) : le système biphasé lié au champ tournant $(\theta_{obs}=\theta_s)$

Repère d'axes (\mathbf{x}, \mathbf{y}) : le système biphasé lié au rotor $(\theta_{obs}=\theta)$

Avec:

θ_s : Angle électrique de rotation du champ tournant.

I.5.8 Choix du référentiel :

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il

existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (\mathbf{u}, \mathbf{v}) qui se fait en fonction du régime de fonctionnement (régime transitoire ou permanent) d'une part et d'autre part à la technique de commande.

I.5.8.1 Référentiel lié au stator (α, β) :

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (α, β) lié au stator prennent la forme suivante:

$$\begin{aligned} u_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \\ u_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \\ 0 &= R_r i_{r\alpha} + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \Phi_{r\beta} \\ 0 &= R_r i_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} - \omega \Phi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (\text{éq: I-21})$$

Ce référentiel possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

I.5.8.2 Référentiel lié au rotor (x, y) :

Ce référentiel utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones. Le système d'équations (éq : I-21) précédemment décrit devient alors:

$$\begin{aligned} u_{sx} &= R_s \cdot I_{sx} + \frac{d\Phi_{sx}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{sy} \\ u_{sy} &= R_s \cdot I_{sy} + \frac{d\Phi_{sy}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{sx} \\ u_{rx} &= 0 = R_r \cdot I_{rx} + \frac{d\Phi_{rx}}{dt} \\ u_{ry} &= 0 = R_r \cdot I_{ry} + \frac{d\Phi_{ry}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{éq: I-22})$$

I.5.8.3 Référentiel lié au champ tournant (d, q) :

Le système d'équations précédentes devient alors:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_a \cdot \Phi_{sq} \\ u_{sq} &= R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_a \cdot \Phi_{sd} \\ 0 &= R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \cdot \Phi_{rq} \\ 0 &= R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \cdot \Phi_{rd} \end{aligned} \quad (\text{éq: I-23})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus facile de faire la régulation de ces grandeurs.

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

I.6 Modélisation de l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la transformation d'une tension continue u_{dc} en une tension alternative. Il est constitué de trois bras, chacun comporte deux cellules de commutation montées en série, généralement à IGBT ou MOSFET pour les petites et moyennes puissances et GTO pour les grandes puissances, munis d'une diode en antiparallèle suivant la puissance à transmettre.

Les états des interrupteurs sont imposés par la commande MLI. [20]

L'onduleur utilisé est un convertisseur statique à deux niveaux, qui permet de fournir une tension sinusoïdale avec une amplitude et fréquence variable à partir d'une source de tension continue. Le schéma de l'onduleur est représenté ci-dessous :

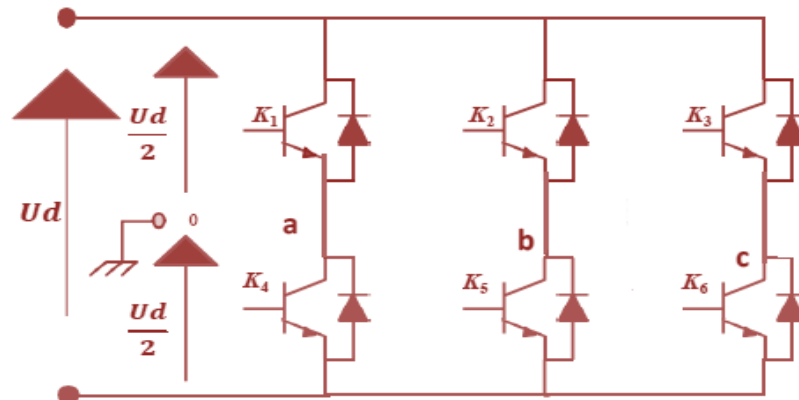


Figure I.12 Schéma de l'onduleur triphasé.

On suppose que les interrupteurs sont parfaits et les signaux de commande de ces interrupteurs sont définies par S_i (où $i=1, 2, 3$ représentent les trois bras de l'onduleur) pour les interrupteurs du demi bras haut tout en assurant que les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires alors \bar{S}_i pour les interrupteurs du demi bras bas. [21]

On distingue alors deux états de commutations pour chaque bras et huit états globaux possibles :

- $S_i=1$: L'interrupteur du demi bras haut est fermé et du demi bras bas est ouvert.
- $S_i=0$: L'interrupteur du demi bras bas est fermé et du demi bras haut est ouvert. [21]

Les tensions V_{ao} , V_{bo} et V_{co} qui sont les tensions d'entrée de l'onduleur sont :

- La tension de la phase a :

$$\begin{cases} V_{ao} = \frac{U_d}{2} : \text{lorsque K1 est fermé (S1 = 1)} \\ V_{ao} = -\frac{U_d}{2} : \text{lorsque K4 est fermé (\overline{S1} = 1)} \end{cases}$$

- La tension de la phase b :

$$\begin{cases} V_{bo} = \frac{U_d}{2} : \text{lorsque K2 est fermé (S2 = 1)} \\ V_{bo} = -\frac{U_d}{2} : \text{lorsque K5 est fermé (\overline{S2} = 1)} \end{cases}$$

- La tension de la phase c :

$$\begin{cases} V_{co} = \frac{U_d}{2} : \text{lorsque K3 est fermé (S3 = 1)} \\ V_{co} = -\frac{U_d}{2} : \text{lorsque K6 est fermé (\overline{S3} = 1)} \end{cases}$$

Ces tensions peuvent être exprimées en fonction de signale de commande S_i :

$$V_{jo} = (2S_i - 1) \left(\frac{U_d}{2} \right) \quad (\text{éq: I-24})$$

Où : $j=a, b$ et c respectivement à l'ordre de $i=1,2$ et 3 .

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases de la charge sont :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} + V_{on} \\ V_{bn} = V_{bo} + V_{on} \\ V_{cn} = V_{co} + V_{on} \end{cases} \quad (\text{éq: I-25})$$

Où : V_{on} est la tension entre le point neutre et le point fictif « o » de la source.

Le système des équations V_{an} , V_{bn} et V_{cn} est équilibré alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{éq: I-26})$$

Alors :

$$V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + 3V_{on} = 0 \Rightarrow V_{on} = -\frac{V_{ao} + V_{bo} + V_{co}}{3} \quad (\text{éq: I-27})$$

Donc les équations de tension simples appliquées aux trois phases de la charge deviennent :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) \end{cases} \quad (\text{éq: I-28})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{éq: I-29})$$

En remplaçant les tensions de l'entrée de l'onduleur par ces expressions (éq : I-24) on obtient après simplification :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_d}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{éq: I-30})$$

C'est un système matriciel qui lie le signal de commande avec la tension de sortie de l'onduleur. [21]

Enfin l'onduleur de tension qui nous permette de contrôler la tension et la fréquence de l'alimentation de notre machine peut être modélisé en utilisant la matrice [T] suivante : [21]

$$[T] = \frac{U_d}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{éq: I-31})$$

I.7 Ensemble onduleur de tension à deux niveaux machine asynchrone :

Le moteur asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie ; il est robuste, fiable, économique. Il est également apprécié pour sa très bonne standardisation. La plupart des applications basées sur l'emploi de moteurs asynchrones à cage utilisent pour alimenter le moteur un onduleur autonome de tension généralement à (IGBT ou MOSFET pour les petites et moyennes puissances et GTO pour les grandes puissances, munis d'une diode en antiparallèle suivant la puissance à transmettre) fonctionnant en MLI. Si les onduleurs utilisés sont encore majoritairement des onduleurs classiques à deux niveaux, on notera qu'en forte puissance l'emploi d'onduleurs multi-niveaux tend à s'imposer.

Dans les applications relevant des processus industriels qui vont des kilowatts à plusieurs centaines de kilowatts voire jusqu'au mégawatt, la tension continue à l'entrée de l'onduleur provient du réseau triphasé par redressement et filtrage. On peut utiliser un pont redresseur triphasé, parfois régulé en tension s'il n'est pas nécessaire de pouvoir renvoyer vers le réseau la puissance récupérée à l'entrée de l'onduleur lors des phases de freinage (lorsque la machine asynchrone fonctionne en génératrice). Il faut alors placer en parallèle avec le filtre un dissipateur formé d'une résistance et d'un IGBT. [22, 23] En groupant trois bras comprenant chacun deux interrupteurs, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs, dont chaque interrupteur se compose d'un 'IGBT' et une diode monté en têtebêche comme l'illustre (La

Figure I.13) onduleur fonctionnant en MLI est très utilisé pour alimenter à tension et fréquence variables des récepteurs triphasés équilibrés. [22, 24]

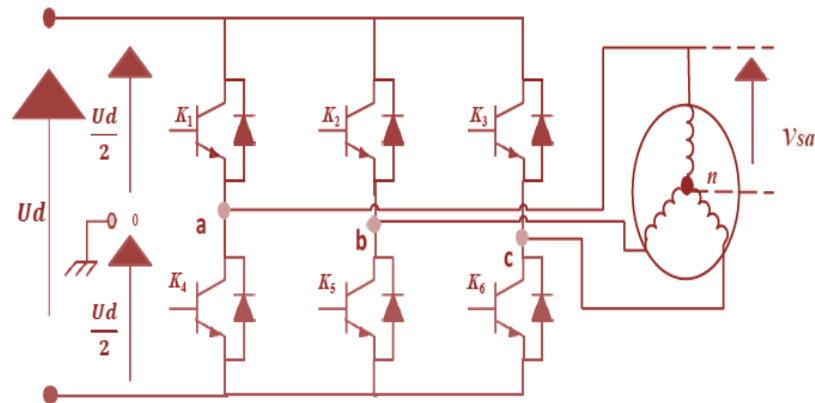


Figure I.13 Schéma de l'onduleur triphasé en pont à deux niveaux alimentant une machine asynchrone.

I.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents types des machines électriques et noté les points positifs et négatifs des machines, en particulier les composants du MAS à cage, établie selon des hypothèses simplificatrices et nous avons exposé aussi le principe de fonctionnement. Par la suite, nous avons utilisé la transformation de Park et Concordia pour éviter la complexité des équations différentielles. Ces transformations permettent le passage du système triphasé réel au système linéaire à deux phases équivalent de cette machine, ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

Nous avons aussi fait, la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux et MAS à cage et la modélisation d'un ensemble onduleur de tension à deux niveaux-machine asynchrone à cage, cette étape est primordiale pour passer à la simulation de ce système d'entraînement électrique, sur lequel nous allons appliquer par la suite différentes techniques de commandes.

Dans le prochain chapitre, on va présenter les commandes (Scalaire, Vectorielle (FOC) et Directe du couple (DTC)) pour améliorer les performances de la MAS, minimiser le temps de réponse et le dépassement en régime transitoire et la correction de vitesse de rotation en régime permanent d'une part.



Chapitre II

II. Les topologies de la commande de la machine asynchrone

II.1 Introduction :

La machine asynchrone de part ses plusieurs avantages (simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et l'absence de l'ensemble balais-collecteur) s'impose de plus en plus dans les domaines de l'entraînement à vitesse variable, où des hautes performances en couple sont requises.

De part sa structure, toute commande de la machine asynchrone ne peut se faire qu'à travers la variation des paramètres de l'onde tension (alimentation en tension) ou de l'onde courant (alimentation en courant).

Plusieurs méthodes de commande de la machine asynchrone ont été proposées, on cite à titre d'exemple, la commande scalaire, la commande vectorielle directe de tension et la commande directe du couple.

Dans ce chapitre nous présenterons, une étude comparative entre ses techniques des commandes. Et nous soulignerons également ses les avantages et les inconvénients.

II.2 La commande scalaire :

II.2.1 Introduction :

La commande scalaire est la plus simple et la plus répandue dans la majorité des applications industrielles. Le contrôle scalaire ne permet pas d'avoir une bonne précision dans la réponse de la vitesse et du couple suite à la simplicité de sa structure qui tient compte uniquement du régime permanent. Le flux statorique et le couple ne sont pas directement commandés et les paramètres des machines alternatives doivent être correctement identifiés. La précision de la vitesse est faible et la réponse dynamique est lente.

II.2.2 Les différents types de la commande scalaire :

La commande scalaire est basée sur le modèle de la machine asynchrone en régime permanent sinusoïdal. Il existe plusieurs types de commandes numériques selon que vous utilisez du courant ou de la tension. Cela dépend principalement de la structure du moteur utilisé (convertisseur de tension). L'onduleur utilise une tension de petite et moyenne puissance. La commande la plus couramment utilisée est la loi V/f .

L'énergie à fréquence variable est fournie par l'adaptateur **DC-AC** en général. La source d'entrée peut provenir du type de source de courant ou du type de source de tension. Lors du retrait du convertisseur, nous contrôlons: [25]

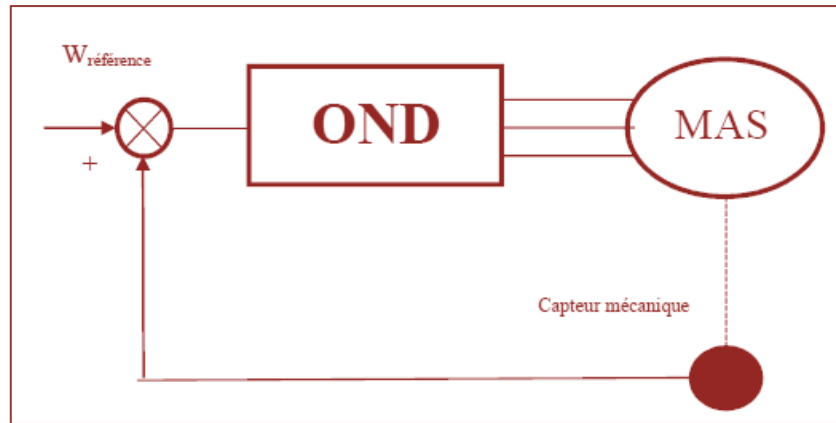


Figure II.1 Réglage avec autopilotage.

- Soit une commande directe avec réglage de la fréquence statorique ω_s et de la tension statorique V_s .
- Soit une commande avec autopilotage qui asservit la fréquence statorique f_s et la tension V_s ou le courant I_s en réalisant $\omega_s = \omega_r + \omega_g$ à l'aide d'un capteur mécanique de vitesse.

On définit le glissement g comme le rapport des pulsations rotoriques et statoriques :

$$g = \frac{\omega_r}{\omega_g}$$

Les différentes pulsations sont reliées par la relation d'autopilotage suivante:

$$\omega_s = \omega_r + \omega_g$$

II.2.3 Principe fonctionnement de la commande scalaire en tension :

C'est l'une des premières commandes, développée pour la variation de vitesse des moteurs asynchrones. Dans cette commande, on s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase. [26]

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). Maintenant, l'onduleur de tension est le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en « V/f » qui est la plus utilisée. Son principe est de maintenir « $V/f = \text{Constant}$ » ce qui implique que le flux est constant « $\Phi_r = V_s / \omega_s = \text{Constant}$ ». Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

A faible glissement et avec la négligence de la chute de tension de la résistance statorique. On a en régime statique, le couple est déterminé selon l'équation suivante :

$$C_e = 3 \cdot \frac{p}{R'_r} \cdot \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \cdot \omega_g \quad (\text{éq: II-1})$$

Avec :

ω_g : pulsation de glissement.

ω_s : pulsation statorique.

V_s : tension statorique.

R'_r : résistance rotorique ramené au primaire.

p : paire du pôle.

Cette équation montre que Le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique (**flux**). Si le flux est maintenu constant, on obtient une caractéristique de commande rappelant celle de la machine à courant continu où le rôle du courant d'induit est joué par la pulsation de glissement.

Pour une fonction simple, en garde ce rapport constant (V/f), alors le couple max est constant comme la figure suivante montre.

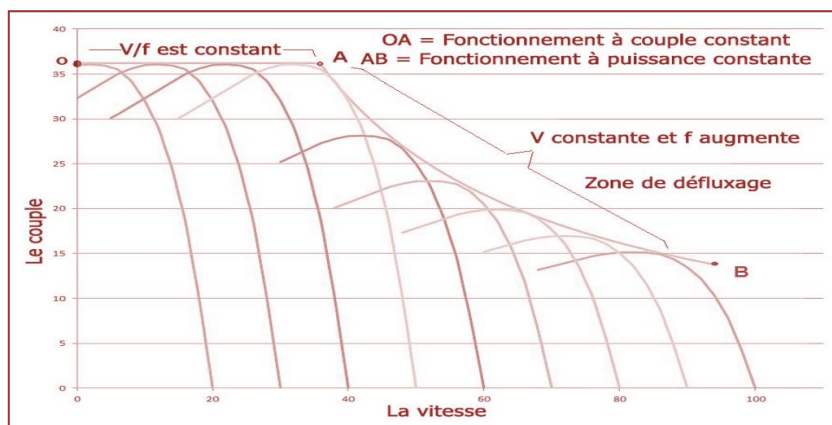


Figure II.2 La caractéristique mécanique en fonction de la vitesse.

- En fait, garder le rapport « V/f » constant revient à garder le flux constant :

$$\frac{V}{f} = \text{cst} \Rightarrow \begin{cases} \Phi = \text{cst} \\ C_{e_{\max}} = \text{cst} \end{cases} \Rightarrow \Omega \leq \Omega_n \quad (\text{éq: II-2})$$

- Quand la tension atteint sa valeur maximale, et pour entrainer la machine à une vitesse supérieur à la vitesse nominale « $\Omega_n \leq \Omega$ ». On garde la tension « $V_s = V_{s_{\text{nominal}}}$ » et on augmente la fréquence (**le rapport se décroît**) qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine.
- À basse vitesse, la chute de tension de la résistance statorique ne peut pas être négligée. On compense cette chute de tension alors en ajoutant un terme de tension V_0 (terme de compensation).

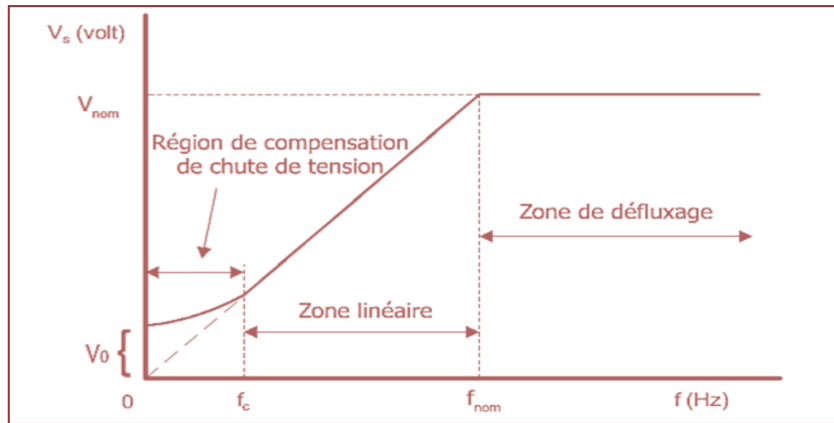


Figure II.3 Principe de (V/f).

La structure de la commande scalaire en tension est illustrée dans la figure suivante :

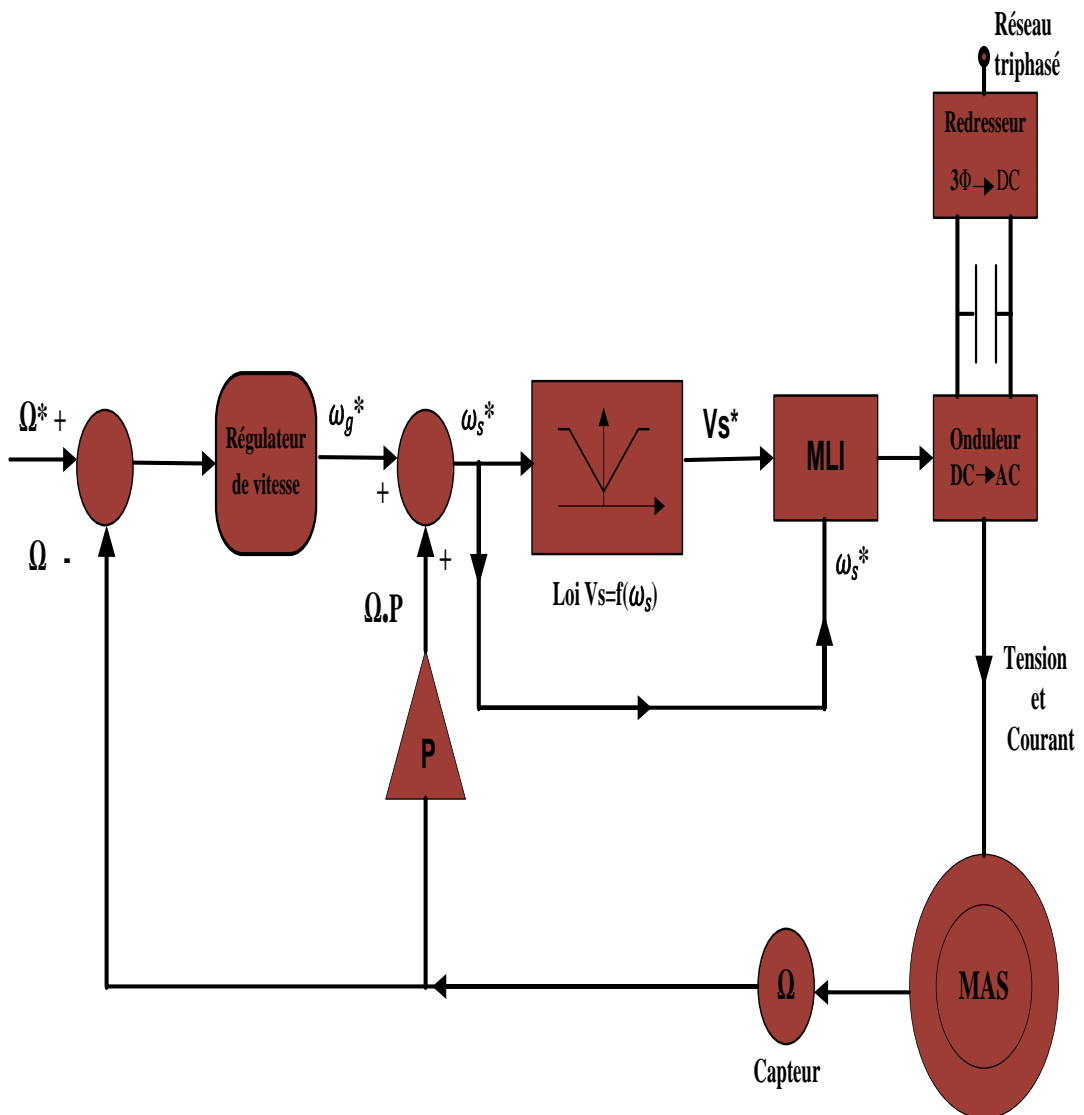


Figure II.4 La structure de la commande scalaire en tension.

II.2.4 Calcul de régulateur :

II.2.4.1 Régulateur de vitesse :

Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant I_{sd} plutôt que par une action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant I_{sd}). [27]

Pour cette régulation, nous avons adopté un régulateur **IP** (Figure II.5).

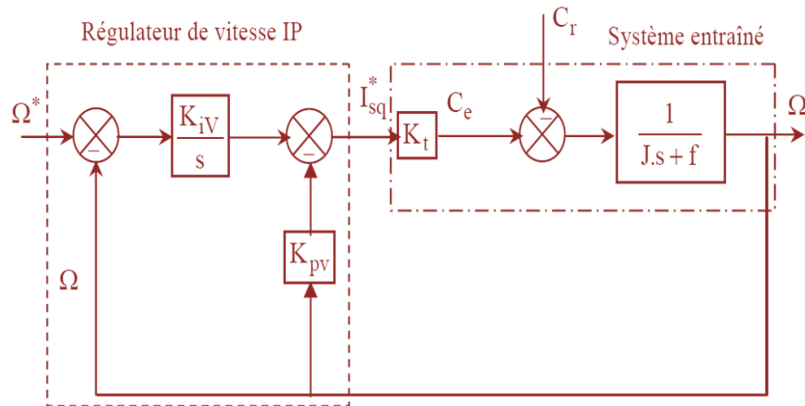


Figure II.5 Boucle de régulation de la vitesse, structure **IP**.

Avec :

$$C_e = K_t \cdot I_{sq}^* \quad (\text{éq: II-3})$$

$$K_t = \frac{3 \cdot p \cdot L_m^2}{2 \cdot L_r} \cdot I_{sd}^* \quad (\text{éq: II-4})$$

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on obtient la fonction de transfert par rapport à la consigne :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{K_t \cdot K_{iV}}{J \cdot s^2 + (f + K_{pV} \cdot K_t) \cdot s + K_{iV} \cdot K_t} \quad (\text{éq: II-5})$$

La comparaison de (éq :II-5) avec la fonction de transfert standard :

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{éq: II-6})$$

Donne :

$$\xi = \frac{f + K_{pV}K_t}{2(JK_tK_{iV})^{1/2}} \quad (\text{éq: II-7})$$

$$\omega_n = \left(\frac{K_{iV}K_t}{J} \right)^{1/2} \quad (\text{éq: II-8})$$

Si on choisit $\xi = 1$, la réponse indicielle de (éq : II-5) est comme suit:

$$\Omega(t) = 1 - e^{-\omega_n \cdot t} (1 + \omega_n \cdot t) \quad (\text{éq: II-9})$$

Le temps de réponse est le temps nécessaire pour que la réponse indicielle croisse de 0 jusqu'à 90% de sa valeur finale. On note le temps de réponse par **t_{rep}** et on obtient:

$$0.9 = 1 - e^{-\omega_n \cdot t_{\text{rep}}} (1 + \omega_n \cdot t_{\text{rep}}) \quad (\text{éq: II-10})$$

On choisit un **t_{rep}** souhaité, la résolution de (éq : II-10) donne ω_n et, d'après (éq : II-7 et éq : II-8), les paramètres du régulateur **IP** sont:

$$K_{iV} = \frac{J \cdot \omega_n^2}{K_t} \quad (\text{éq: II-11})$$

$$K_{pV} = \frac{(2 \cdot J \cdot \omega_n - f)}{K_t}$$

II.2.5 Simulation de la commande scalaire de la MAS :

Une fois le modèle mathématique du notre moteur asynchrone ainsi que son alimentation est établi, nous pouvons aborder à la simulation de notre commande scalaire en utilisant le logiciel MATLAB / Simulink, et en faisant plusieurs tests puis on visualise ces résultats.

Nous avons simulée la machine asynchrone pilotée par un contrôle scalaire et alimentée par un onduleur de tension à MLI. La simulation est faite en deux modes de fonctionnement à savoir : (à vide, en charge) avec la variation de la vitesse de rotation.

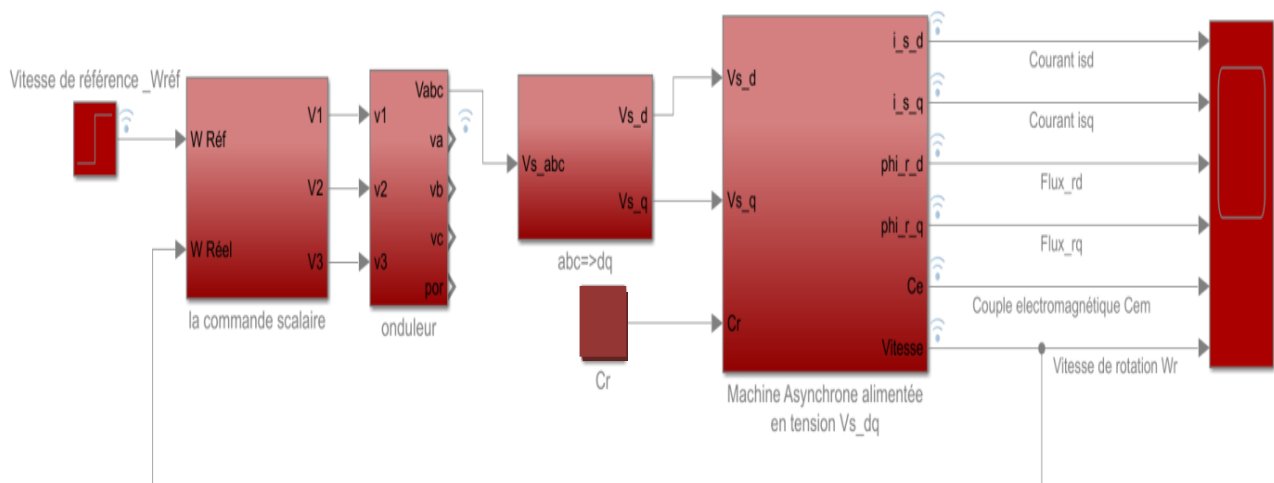


Figure II.6 Schéma bloc de la commande scalaire de la machine asynchrone.

II.2.5.1 Résultats de simulation :

▪ **Essai à vide :**

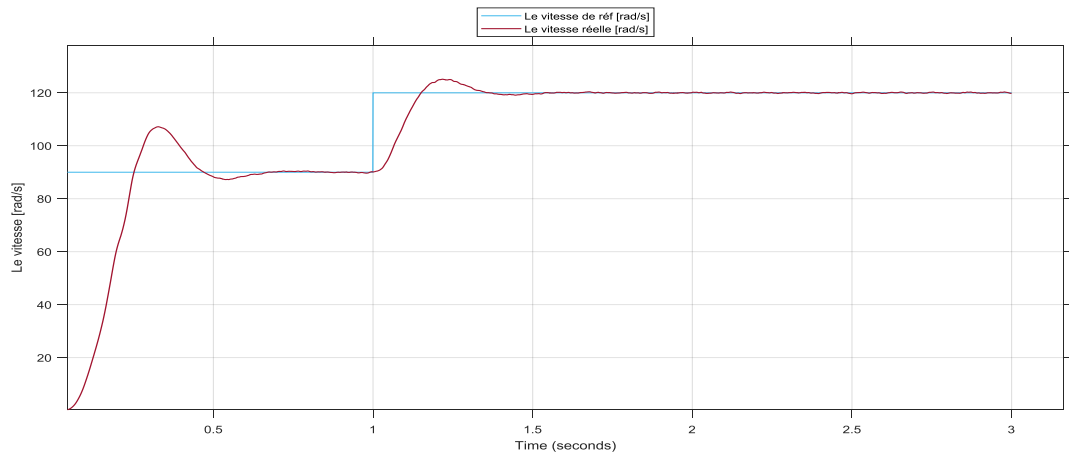


Figure II.7 Vitesse mécanique.

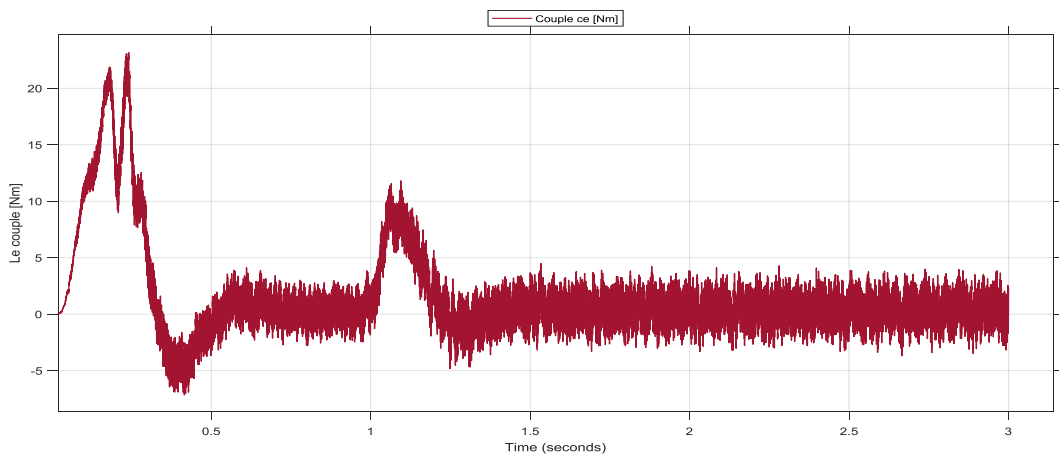


Figure II.8 Couple électromagnétique.

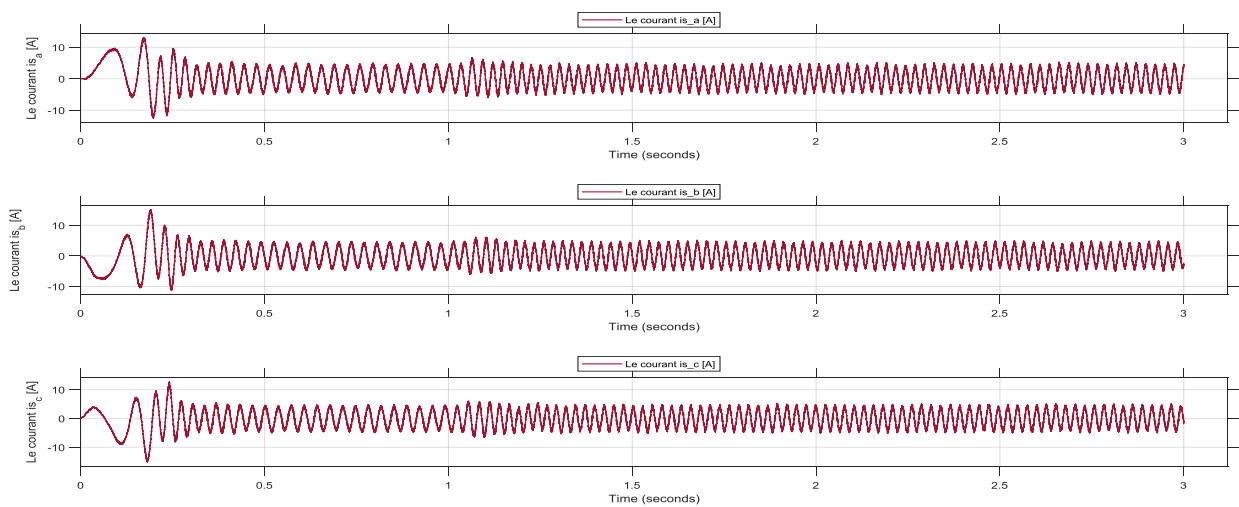


Figure II.9 Courants statorique.

Les Figure II.7- Figure II.9 illustrent la vitesse mécanique, le couple électromagnétique, et les courants statoriques, de la machine asynchrone sous le contrôle scalaire avec un profil de vitesse variable sans couple de charge. Après un régime transitoire, on remarque la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence. Un fort appel du courant apparaît pour développer un couple de démarrage important, puis il se diminue jusqu'à une valeur presque nulle puisque la machine est à vide et elle tourne avec une vitesse proche à la vitesse de synchronisme, en plus la forme est quasi sinusoïdale.

▪ **Essai en charge avec variation de vitesse :**

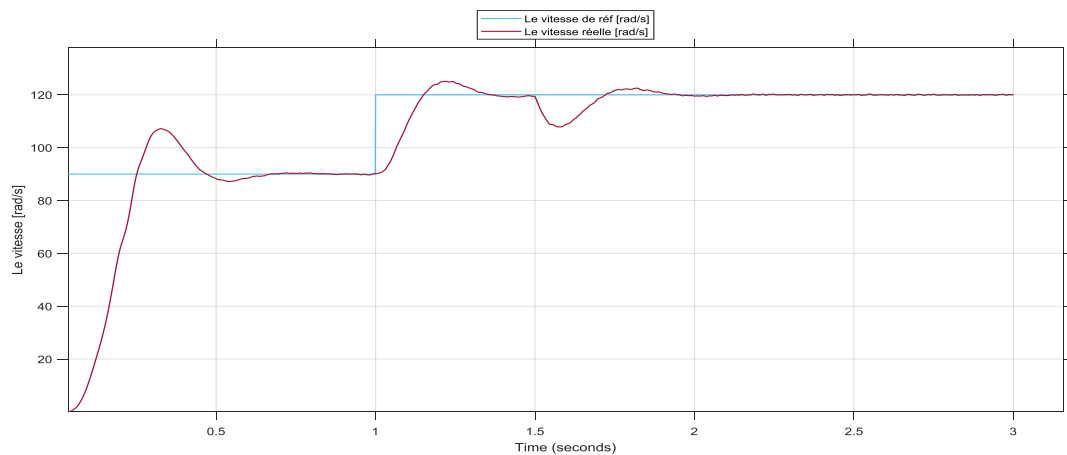


Figure II.10 Vitesse mécanique.

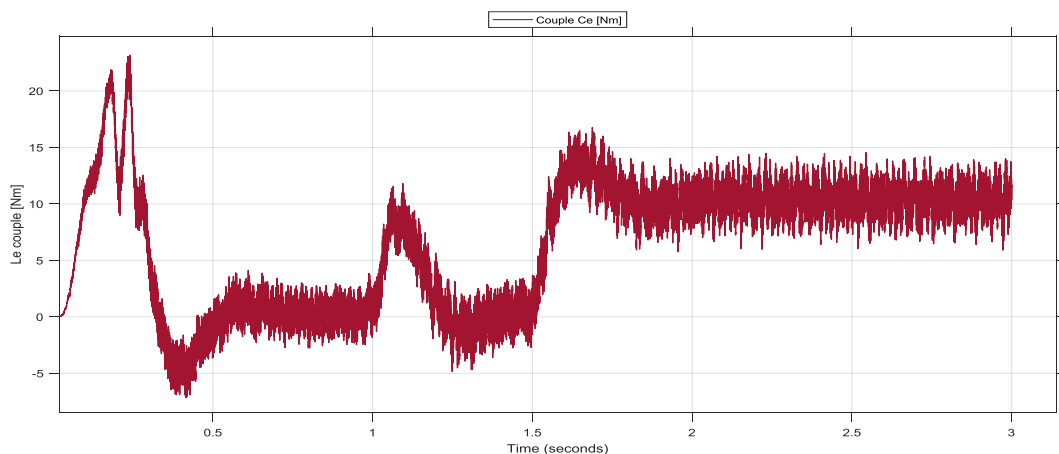


Figure II.11 Couple électromagnétique.

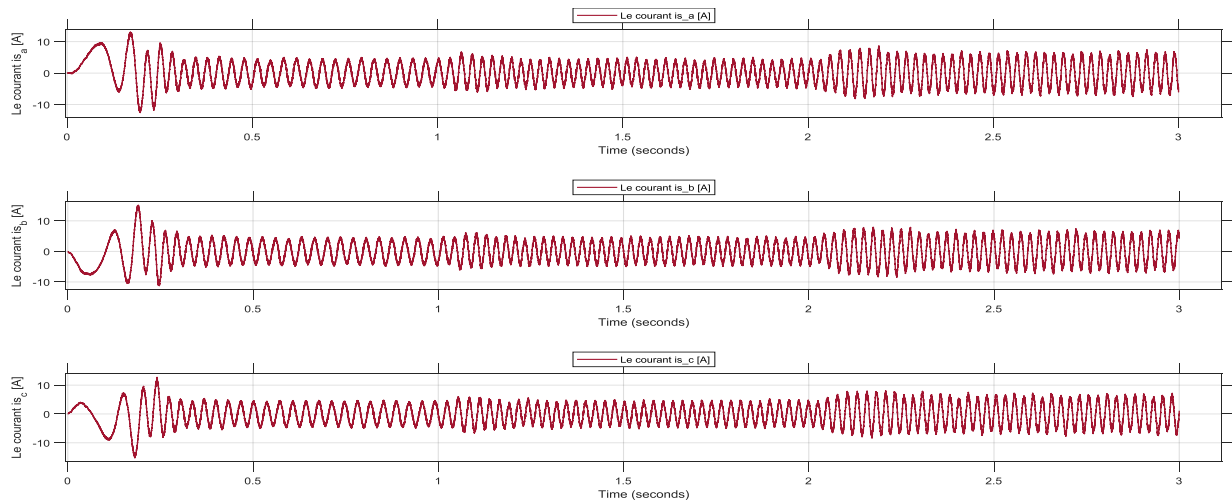


Figure II.12 Courants statorique.

Les Figure II.10 - Figure II.12 représentent la vitesse mécanique, le couple électromagnétique, et les courants statoriques, de la machine asynchrone sous le contrôle scalaire avec un profil de vitesse variable et une application de couple de charge. Après un régime transitoire, on remarque que la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence même après l'application de la charge à l'instant $t=1.5s$. Un fort appel du courant apparaît pour développer un couple de démarrage important, puis il se diminue jusqu'à une valeur presque nulle puisque la machine est à vide et elle tourne avec une vitesse proche à la vitesse de synchronisme, en plus la forme est quasi sinusoïdale.

Le couple électromagnétique atteint donc une valeur puis se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle en régime permanent à vide. La présence du couple de charge influe sur l'allure du couple électromagnétique.

II.2.6 Les avantages et les inconvénients :

II.2.6.1 Les avantages :

- Large plage de variation de vitesse.
- Plus de stabilité.
- Flux constant $\Phi \approx \frac{V_s}{f} \Rightarrow C_{e_{\max}} = C_{st}$
- la simplicité d'implantation des lois statiques.

II.2.6.2 Les inconvénients :

- Sa limitation qui se manifeste par son instabilité dû principalement au non validité du modèle utilisé pour les régimes transitoires de fortes amplitudes tels que le démarrage et l'inversion du sens de rotation.
- Problème à faible vitesse à cause de la chute « **Rs.Is** ».
- Basée sur le modèle régime permanent.
- Dynamique lente.
- Contrôle des grandeurs en amplitude.

II.2.7 Conclusion :

On a commencé par l'étude de la commande scalaire et son principe de fonctionnement, et présenté les concepts de base de la commande scalaire. On a présenté les résultats des simulations de la MAS avec onduleur de tension et la commande scalaire sur logiciel Matlab.

Cette technique occupe une place importante dans l'industrie. Elle est utilisée essentiellement pour des applications ne nécessitant que des performances statiques ou dynamiques moyennes. Ensuite,

Vu les limitations que présente cette méthode, il est donc évident que pour des applications exigeant plus de performances surtout durant les régimes transitoires les industriels optent pour d'autres alternatives et plus particulièrement la commande vectorielle ou la commande directe du couple.

II.3 La commande vectorielle :

II.3.1 Introduction :

La commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux (Field Oriented Control) a été introduite en 1972 par Blaschke. Cependant elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. Elle a été, ces dernières années, la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Ainsi, de nombreuses applications technologiques ont pu être développées et réalisées dans des secteurs industriels aussi variés que la production textile, les machines-outils et la traction électrique (ferroviaire et automobile). Les techniques de commande vectorielle des machines à courant alternatif sont liées à la maîtrise de vecteur flux (amplitude et position instantanées) et correspondent de ce fait à un contrôle tant des régimes permanents que transitoires. Ils ont avantageusement remplacé les commandes dites "scalaires" basées sur la maîtrise de la seule amplitude du flux, ces dernières sont principalement performantes en régimes permanents.

II.3.2 La commande vectorielle par l'orientation du flux rotorique :

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par la composante du courant I_{sd} et le couple par l'autre composante I_{sq} . Pour assurer cette commande, le flux rotorique doit être orienté selon l'axe \mathbf{d} , donc la loi de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique est :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \quad (\text{éq: II-12})$$

$$\Phi_{rq} = 0 \quad (\text{éq: II-13})$$

En appliquant cette loi sur la machine asynchrone on obtient les expressions de couple et de flux suivantes :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Phi_{rd} \cdot I_{sq}) \quad (\text{éq: II-14})$$

$$\Phi_{rd} = \frac{L_m \cdot I_{sd}}{(1 + T_r \cdot S)} \quad (\text{éq: II-15})$$

II.3.3 La Commande vectorielle à flux orienté direct en tension :

En appliquant la loi de la commande vectorielle à flux rotorique orienté (éq : II-12) et (éq : II-13) sur les équations de la machine asynchrone présenté précédemment on obtient le modèle suivant :

$$V_{sd} = (R_s + S \cdot \sigma \cdot L_s) \cdot I_{sd} + S \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_r - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sd} \quad (\text{éq: II-16})$$

$$\mathbf{V}_{sq} = (\mathbf{R}_s + \mathbf{S} \cdot \sigma \cdot \mathbf{L}_s) \cdot \mathbf{I}_{sq} + \omega_s \cdot \frac{\mathbf{L}_m}{\mathbf{L}_r} \cdot \Phi_r + \omega_s \cdot \sigma \cdot \mathbf{L}_s \cdot \mathbf{I}_{sd} \quad (\text{éq: II-17})$$

$$\Phi_r = \frac{\mathbf{L}_m}{\mathbf{1} + \mathbf{S} \cdot \mathbf{T}_r} \cdot \mathbf{I}_{sd} \quad (\text{éq: II-18})$$

$$\omega_g = \frac{\mathbf{L}_m}{\mathbf{T}_r \cdot \Phi_r} \cdot \mathbf{I}_{sq} \quad (\text{éq: II-19})$$

$$\mathbf{C}e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{\mathbf{L}_m}{\mathbf{L}_r} \cdot (\Phi_r \cdot \mathbf{I}_{sq}) \quad (\text{éq: II-20})$$

Les équations de la tension statoriques de la machine (éq : II-16) et (éq : II-17) permettent la réalisation de la commande vectorielle mais avec des performances non élevées à cause de la présence des termes de couplage : [21]

- La tension \mathbf{V}_{sd} influe sur \mathbf{I}_{sd} et même sur \mathbf{I}_{sq} , Alors elle influe sur le couple et le flux.
- La tension \mathbf{V}_{sq} influe sur \mathbf{I}_{sq} et même sur \mathbf{I}_{sd} , et alors, elle influe sur le couple et le flux.

Alors pour obtenir des performances élevées un découplage doit être réalisé. Il existe diverses techniques de découplage parmi lesquelles nous allons utiliser la méthode de découplage par compensation (découplage statique).

II.3.3.1 Découplage par compensation (Découplage statique) :

Premièrement pour la simplification on suppose que le flux rotorique ne varie que très lentement par rapport à \mathbf{I}_{sd} et \mathbf{I}_{sq} , alors : [28]

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = 0$$

Ainsi, les équations de la tension statoriques deviennent :

$$\mathbf{V}_{sd} = (\mathbf{R}_s + \mathbf{S} \cdot \sigma \cdot \mathbf{L}_s) \cdot \mathbf{I}_{sd} + \mathbf{S} - \omega_s \cdot \sigma \cdot \mathbf{L}_s \cdot \mathbf{I}_{sd} \quad (\text{éq: II-21})$$

$$\mathbf{V}_{sq} = (\mathbf{R}_s + \mathbf{S} \cdot \sigma \cdot \mathbf{L}_s) \cdot \mathbf{I}_{sq} + \omega_s \cdot \frac{\mathbf{L}_m}{\mathbf{L}_r} \cdot \Phi_r + \omega_s \cdot \sigma \cdot \mathbf{L}_s \cdot \mathbf{I}_{sd} \quad (\text{éq: II-22})$$

Deuxièmement pour faire le découplage nous introduirons des nouvelles variables \mathbf{V}_{sd}^* et \mathbf{V}_{sq}^* telles que :

- \mathbf{V}_{sd}^* affecte seulement sur \mathbf{I}_{sd} .
- \mathbf{V}_{sq}^* affecte seulement sur \mathbf{I}_{sq} .

$$\mathbf{V}_{sd}^* = (\mathbf{R}_s + \mathbf{S} \cdot \sigma \cdot \mathbf{L}_s) \cdot \mathbf{I}_{sd} = \mathbf{V}_{sd} + \mathbf{e}_d \quad (\text{éq: II-23})$$

$$\mathbf{V}_{sq}^* = (\mathbf{R}_s + \mathbf{S} \cdot \sigma \cdot \mathbf{L}_s) \cdot \mathbf{I}_{sq} = \mathbf{V}_{sq} + \mathbf{e}_q \quad (\text{éq: II-24})$$

Où e_d et e_q sont les termes de compensations :

$$e_d = \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sq} \tag{éq: II-25}$$

$$e_q = \omega_s \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_r + \sigma \cdot L_s \cdot I_{sd} \tag{éq: II-26}$$

La Figure II.13 montre le découplage réalisé par les nouvelles variables de commande :

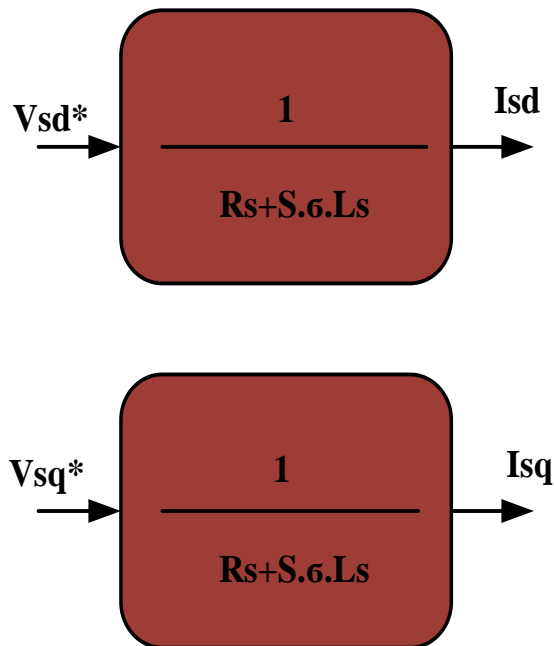


Figure II.13 Les nouvelles variables de commande.

La Figure II.14 montre comment les tensions V_{sd} et V_{sq} sont reconstituées :

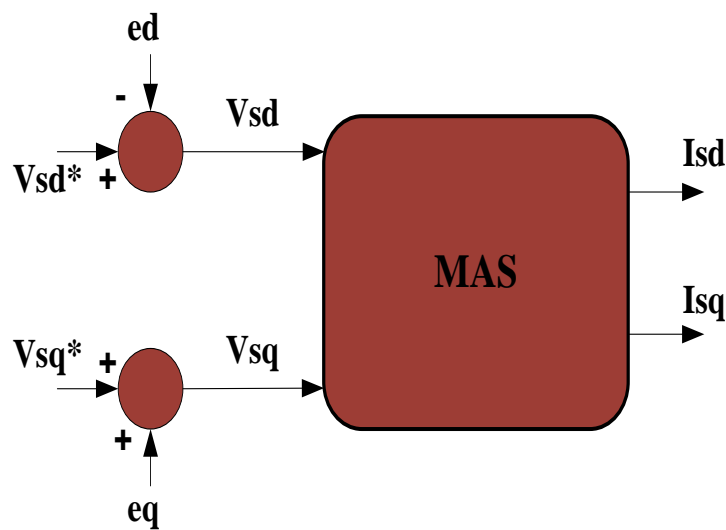


Figure II.14 La reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} .

II.3.3.2 La structure de la commande vectorielle directe en tension :

Dans le schéma de la figure suivante, est illustré le synoptique de la commande vectorielle directe en tension.

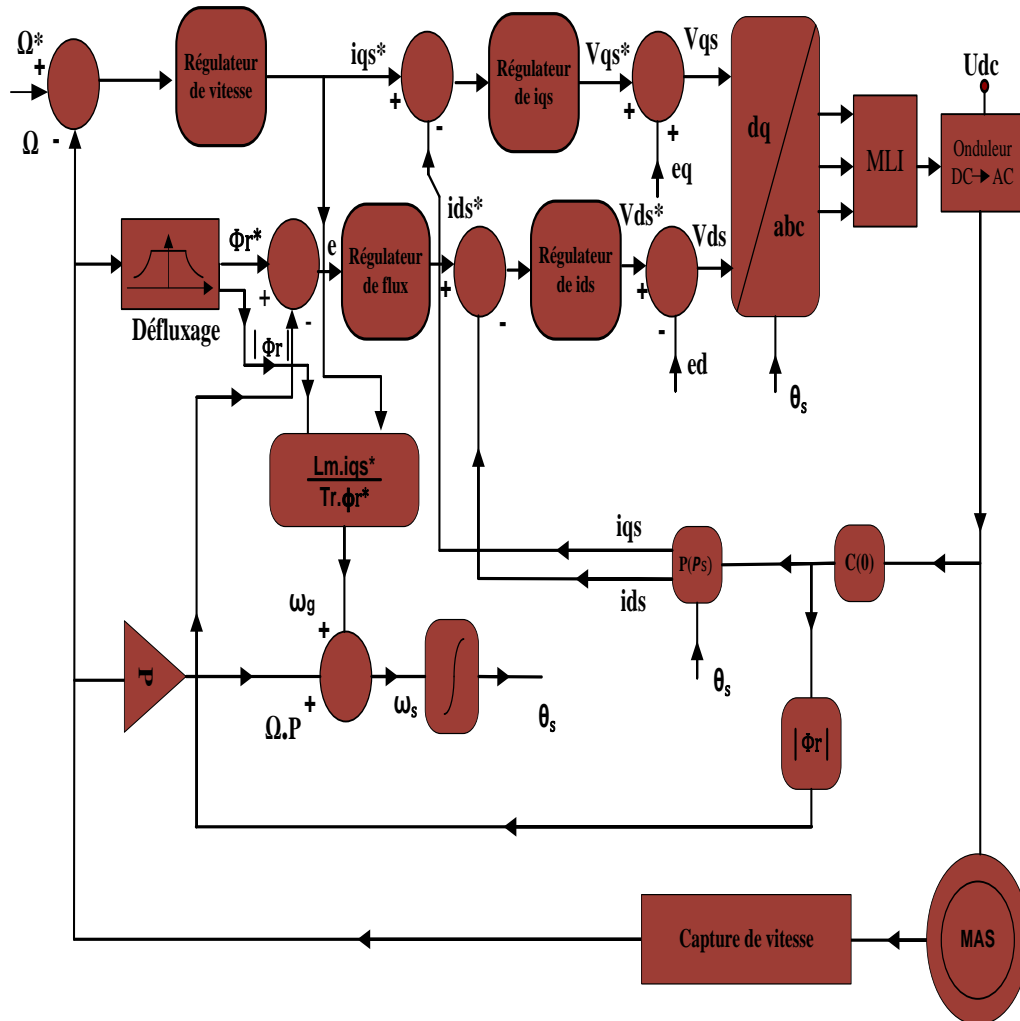


Figure II.15 La structure de la commande vectorielle directe en tension.

II.3.3.3 Les régulations :

Les structures des régulations sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d'abord de régler la machine de façon à imposer à la charge: la vitesse ou la position et le couple. Il est également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires, les plus importantes concernent les sécurités.

II.3.3.3.1 Régulation de vitesse :

Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant I_{sd} plutôt que par une action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant I_{sd}). [27]

Pour cette régulation, nous avons adopté un régulateur **IP** (La Figure II.16).

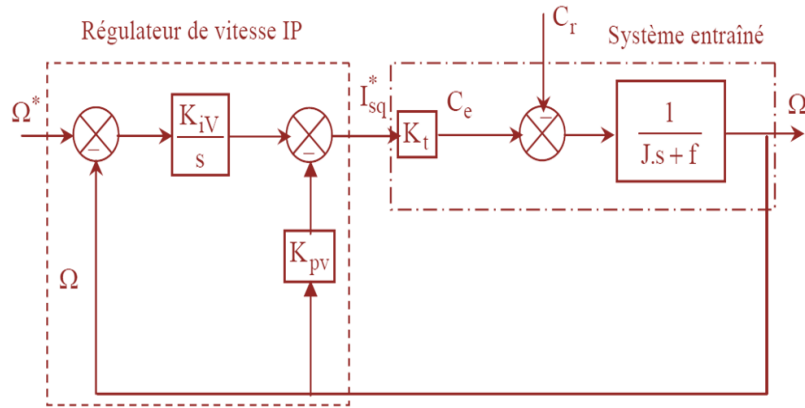


Figure II.16 Boucle de régulation de la vitesse, structure **IP**.

Avec :

$$C_e = K_t \cdot I_{sq}^*$$

$$K_t = \frac{3 \cdot p \cdot L_m^2}{2 \cdot L_r} \cdot I_{sd}^*$$

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on obtient la fonction de transfert par rapport à la consigne :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{K_t \cdot K_{iV}}{J \cdot s^2 + (f + K_{pV} \cdot K_t) \cdot s + K_{iV} \cdot K_t} \quad (\text{éq: II-27})$$

La comparaison de (éq : II-27) avec la fonction de transfert standard :

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

Donne :

$$\xi = \frac{f + K_{pV}K_t}{2(JK_tK_{iV})^{1/2}} \quad (\text{éq: II-28})$$

$$\omega_n = \left(\frac{K_{iV}K_t}{J} \right)^{1/2} \quad (\text{éq: II-29})$$

Si on choisit $\xi = 1$, la réponse indicielle de (éq : II-27) est comme suit:

$$\Omega(t) = 1 - e^{-\omega_n t} (1 + \omega_n \cdot t) \quad (\text{éq: II-30})$$

Le temps de réponse est le temps nécessaire pour que la réponse indicielle croisse de 0 jusqu'à 90% de sa valeur finale. On note le temps de réponse par **trep** et on obtient:

$$0.9 = 1 - e^{-\omega_n \cdot t_{\text{rep}}} (1 + \omega_n \cdot t_{\text{rep}}) \quad (\text{éq: II-31})$$

On choisit un **trep** souhaité, la résolution de (éq : II-31) donne ω_n et, d'après (éq : II-28) et (éq : II-29), les paramètres du régulateur **IP** sont:

$$\begin{cases} K_{iV} = \frac{J \cdot \omega_n^2}{K_t} \\ K_{pV} = \frac{(2 \cdot J \cdot \omega_n - f)}{K_t} \end{cases} \quad (\text{éq: II-32})$$

II.3.3.2 Régulation des courants :

Les retards dus à l'onduleur MLI ainsi que de la boucle de régulation sont réduits à un retard pur ayant l'expression:

$$e^{-s \cdot T_D} \text{ qui est approximé par } \frac{1}{1+s \cdot T_D} \quad [28]$$

$$\text{Avec : } T_D = T_{\text{MLI}} + T_{\text{Reg. Idq}}$$

Le schéma bloc pour la régulation de I_{sd} est donné comme suit :

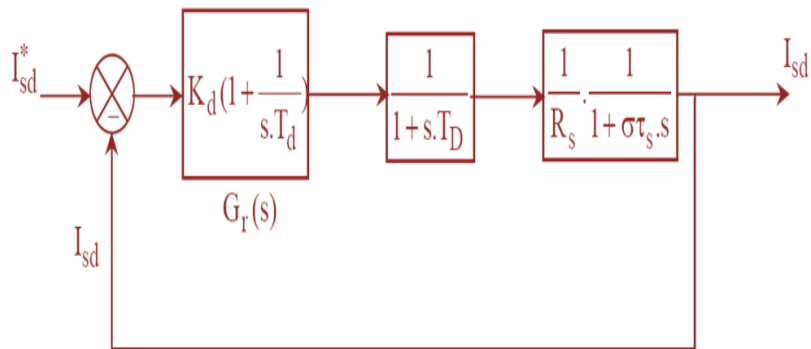


Figure II.17 Boucle de régulation du courant I_{sd} .

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{do}(s)$ est :

$$F_{do}(s) = K_d \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_d} \right) \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_D} \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \sigma \tau_s \cdot s} \quad (\text{éq: II-33})$$

Nous avons choisi d'utiliser T_d afin d'éliminer le pôle le plus lent, donc :

$$\begin{cases} T_d = \sigma \tau_s \\ F_{do}(s) = \frac{K_d}{R_s} \cdot \frac{1}{s \cdot \sigma \tau_s (1 + T_D \cdot s)} \end{cases} \quad (\text{éq: II-34})$$

La fonction de transfert en boucle fermée $F_{df}(s)$ est alors :

$$F_{df}(s) = \frac{F_{do}(s)}{1 + F_{do}(s)} = \frac{K_d}{R_s \sigma \tau_s T_D} \cdot \frac{1}{s^2 + 2 \frac{1}{2 T_D} \cdot s + \frac{K_d}{R_s \sigma \tau_s T_D}} \quad (\text{éq: II-35})$$

Elle est sous la forme standard :

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

Avec :

$$\begin{cases} \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma \tau_s}{K_d T_D}} \\ \omega_n = \sqrt{\frac{K_d}{R_s \sigma \tau_s T_D}} \end{cases} \quad (\text{éq: II-36})$$

Un amortissement $\xi = 0.7$ détermine un temps de réponse optimal et permet d'obtenir une bonne stabilité du système.

On a donc pour $\xi = 0.7$:

$$\begin{cases} K_d = \frac{R_s \sigma \tau_s}{2 \cdot T_D} = \frac{\sigma L_s}{2 \cdot T_D} \\ T_d = \sigma \tau_s = \frac{\sigma L_s}{R_s} \end{cases} \quad (\text{éq: II-37})$$

L'écriture du régulateur **PI** sous la forme :

$$G_r(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{éq: II-38})$$

Donne:

Pour le courant I_{sd} :

$$\begin{cases} K_{pd} = K_d = \frac{\sigma L_s}{2 \cdot T_D} \\ K_{id} = \frac{K_d}{T_d} = \frac{R_s}{2 \cdot T_D} \end{cases} \quad (\text{éq: II-39})$$

Pour le courant I_{sq} :

$$\begin{cases} K_{pq} = K_d = \frac{\sigma L_s}{2 \cdot T_D} \\ K_{iq} = \frac{K_d}{T_d} = \frac{R_s}{2 \cdot T_D} \end{cases} \quad (\text{éq: II-40})$$

II.3.3.3 Régulation de flux :

Le schéma bloc de la régulation du flux rotorique est donné par (La Figure II.18) : [27]

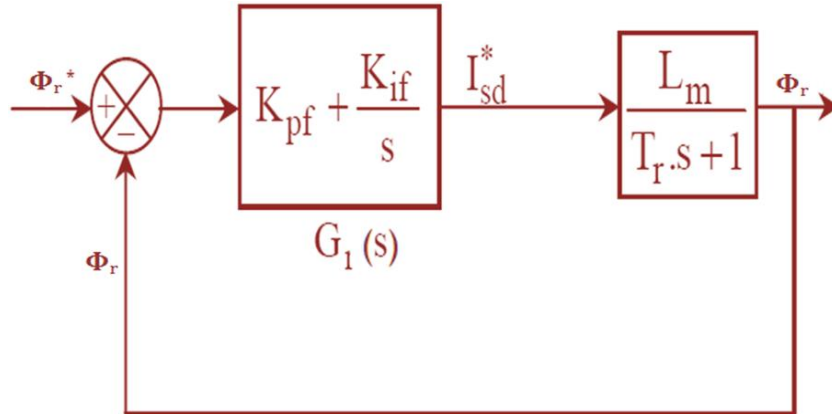


Figure II.18 Boucle de régulation du flux rotorique.

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

$$F_{fo}(s) = K_{pf} \cdot \frac{s + z_f}{s} \cdot \frac{\frac{L_m}{T_r}}{s + \frac{1}{T_r}} \quad (\text{éq: II-41})$$

Avec :

$$z_f = \frac{K_{if}}{K_{pf}} \quad (\text{éq: II-42})$$

On choisit le zéro du correcteur de façon à compenser le pôle du processus avant régulation, ce qui revient à poser :

$$z_f = \frac{1}{T_r} \quad (\text{éq: II-43})$$

D'où F_{fo} devient :

$$F_{fo}(s) = \frac{K_{if} \cdot \frac{L_m}{T_r}}{s} \quad (\text{éq: II-44})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée comme suit :

$$F_{ff}(s) = \frac{1}{1 + \tau_f \cdot s} \quad (\text{éq: II-45})$$

Avec :

$$\tau_f = \frac{T_r}{L_m \cdot K_{pf}} \quad (\text{éq: II-46})$$

τ_f est la constante de temps après régulation du flux.

Une fois τ_f est fixé, le gain de l'action proportionnelle et le gain de l'action intégrale du correcteur du flux seront donnés par (éq : II-47).

$$\begin{cases} K_{pf} = \frac{T_r}{\tau_f} \cdot \frac{1}{L_m} \\ K_{if} = \frac{1}{\tau_f} \cdot \frac{1}{L_m} \end{cases} \quad (\text{éq: II-47})$$

II.3.3.4 Simulation de la commande vectorielle de la MAS :

Nous avons simulée la machine asynchrone pilotée par la commande vectorielle directe et alimentée par un onduleur de tension à MLI. La simulation est faite en deux modes de fonctionnement à savoir : (à vide, en charge) avec la variation de la vitesse de rotation, puis on visualise ces résultats.

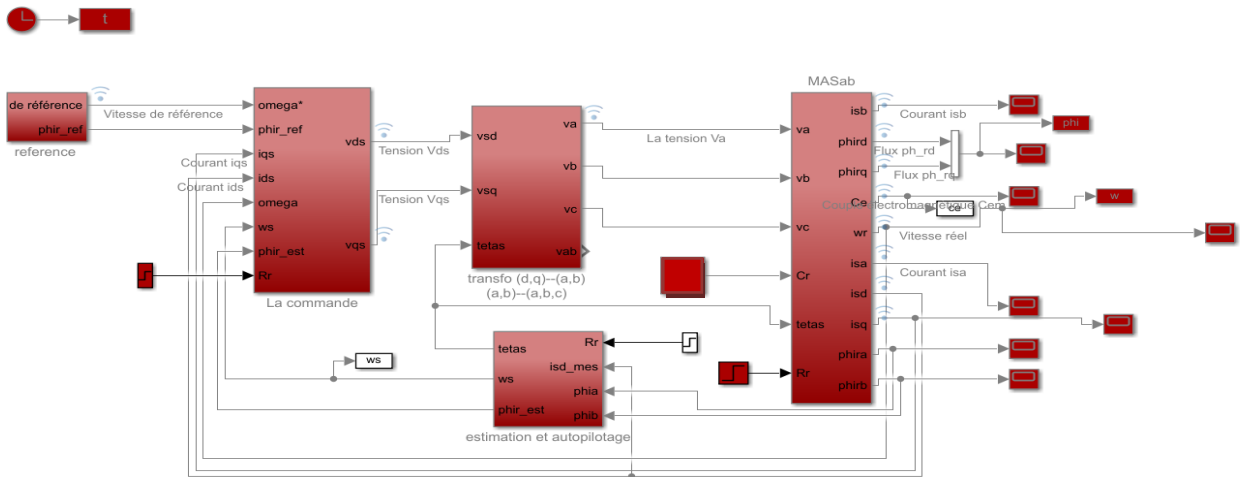


Figure II.19 Schéma bloc de la commande vectorielle directe en tension de la machine asynchrone.

II.3.3.4.1 Résultats de simulation :

- **Essai à vide :**

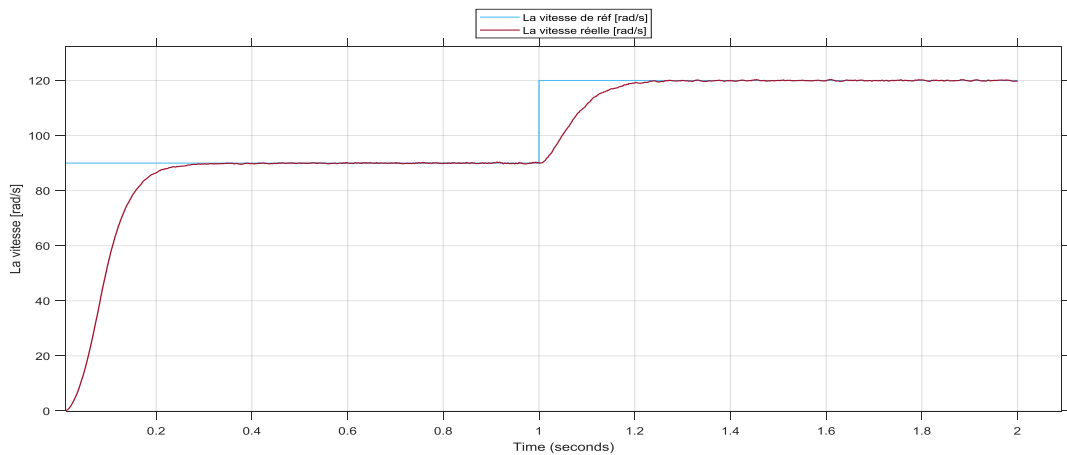


Figure II.20 Vitesse de rotation.

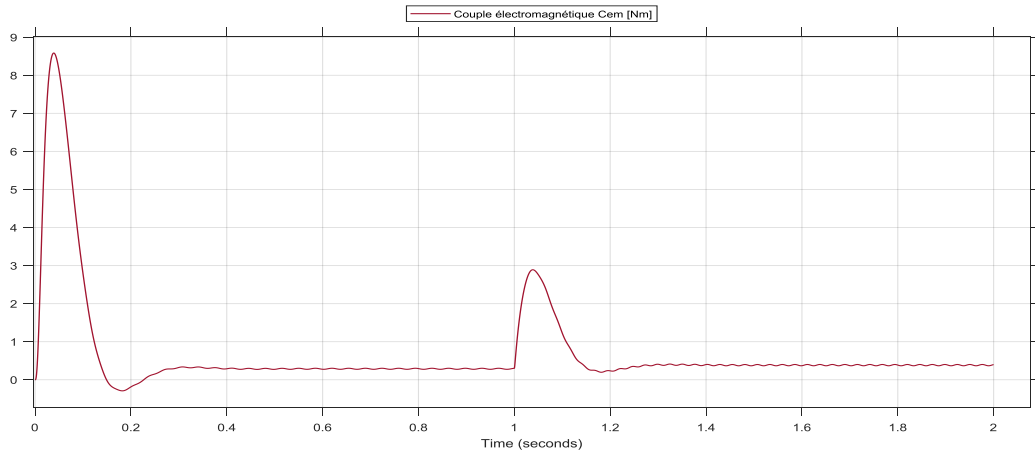


Figure II.21 Couple électromagnétique.

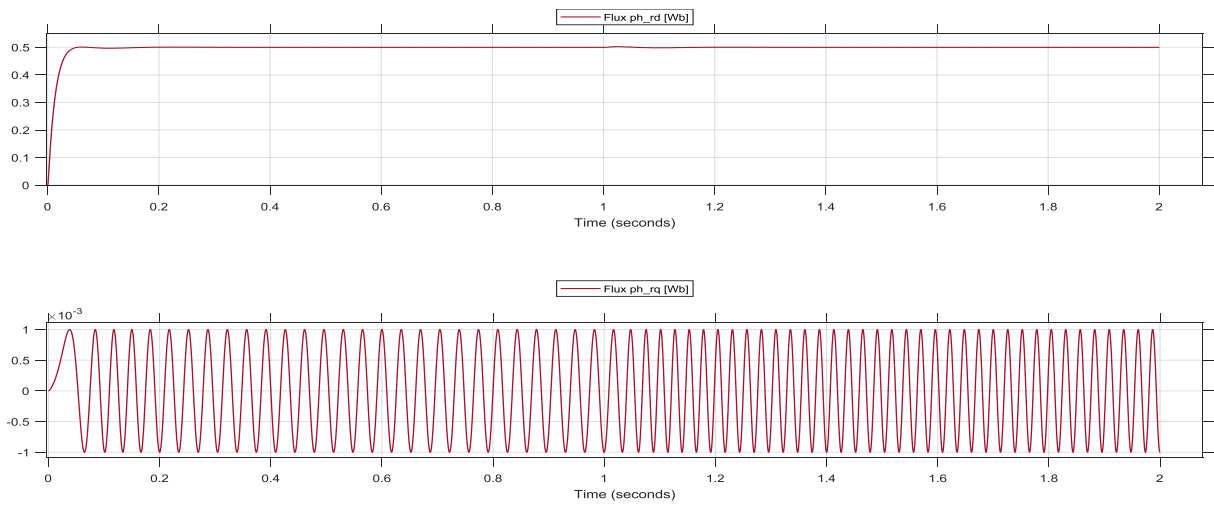


Figure II.22 Les flux Φ_{rd} et Φ_{rq} .

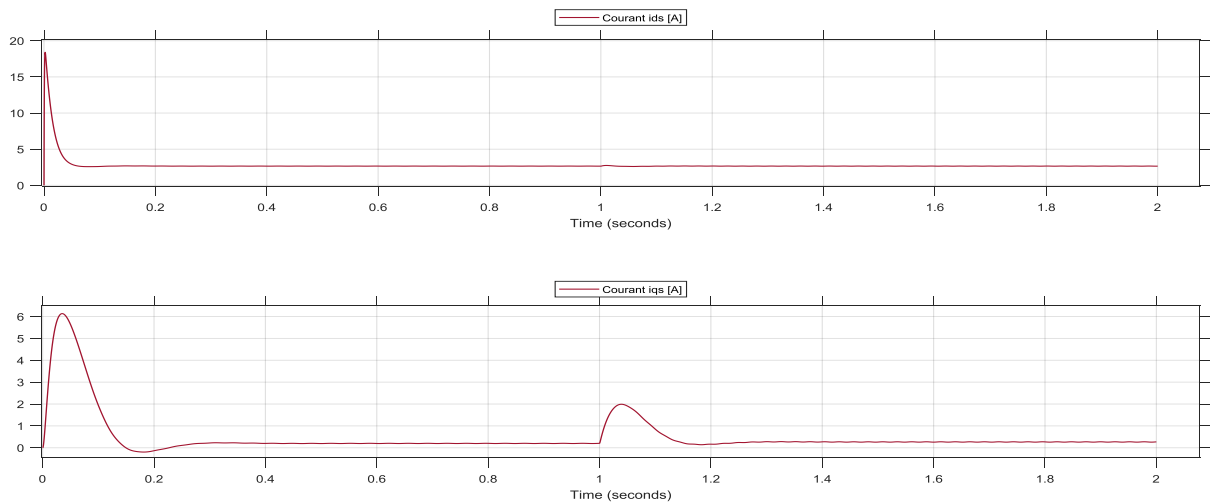


Figure II.23 Les courants I_{ds} et I_{qs} statorique.

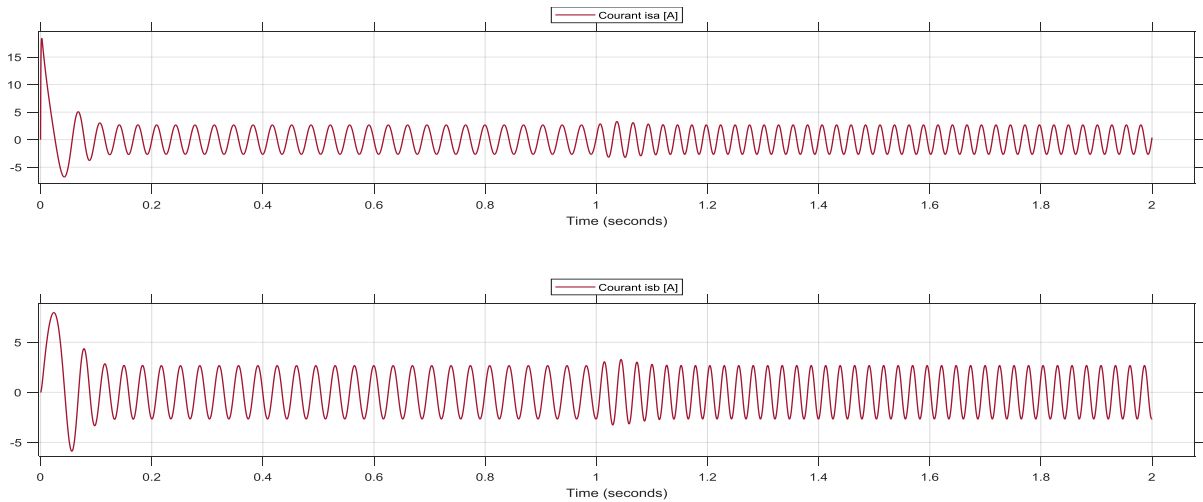


Figure II.24 Les courants I_{sa} et I_{sb} .

Les Figure II.20-Figure II.24 illustrent la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les flux rotorique, et les courants statoriques de la machine asynchrone sous le contrôle vectorielle avec un profil de vitesse variable sans couple de charge.

Le système est soumis au test de suivi de la consigne ($W_{ref} = 0\text{rad/s} - 90\text{rad/s} - 120\text{rad/s}$), On remarque que le système répond parfaitement à ce test, La vitesse suit sa référence, la forme des courants statoriques sont quasisinusoïdales.

Pour toute la simulation Φ_{rd} sera égale a l'amplitude de flux Φ et $\Phi_{rq} = 0$ (par ce que le flux rotorique orienté sur l'axe d, et ceci est la preuve du découplage entre le flux et le couple, se qui assuré que la commande est respecté), Φ_{rd} et Φ_{rq} ne sont pas influe par la variation de vitesse, Φ_{rd} est une image de I_{ds} .

▪ **Essai en charge avec variation de vitesse :**

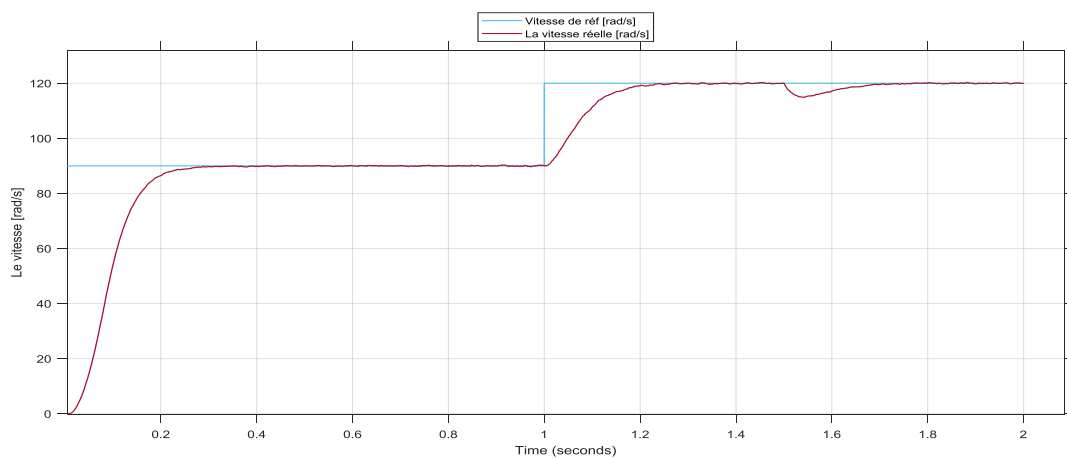


Figure II.25 Vitesse de rotation.

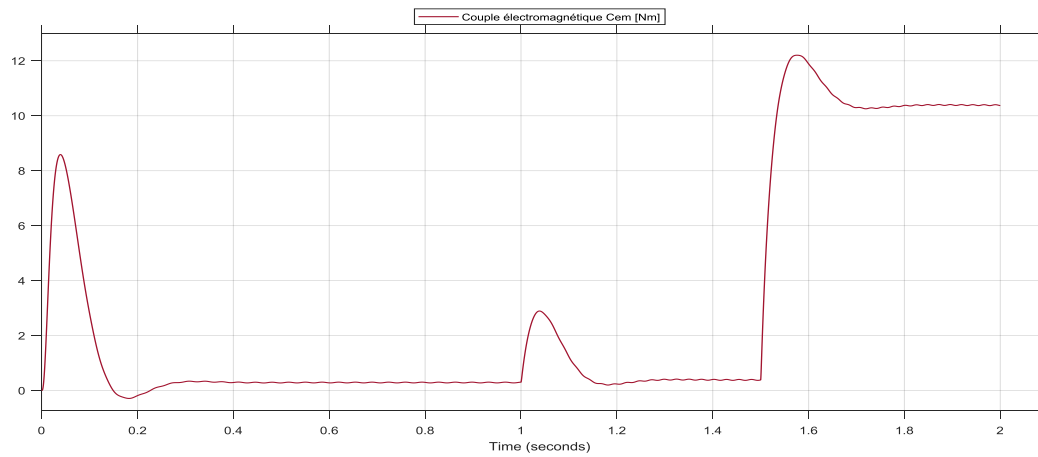


Figure II.26 Couple électromagnétique.

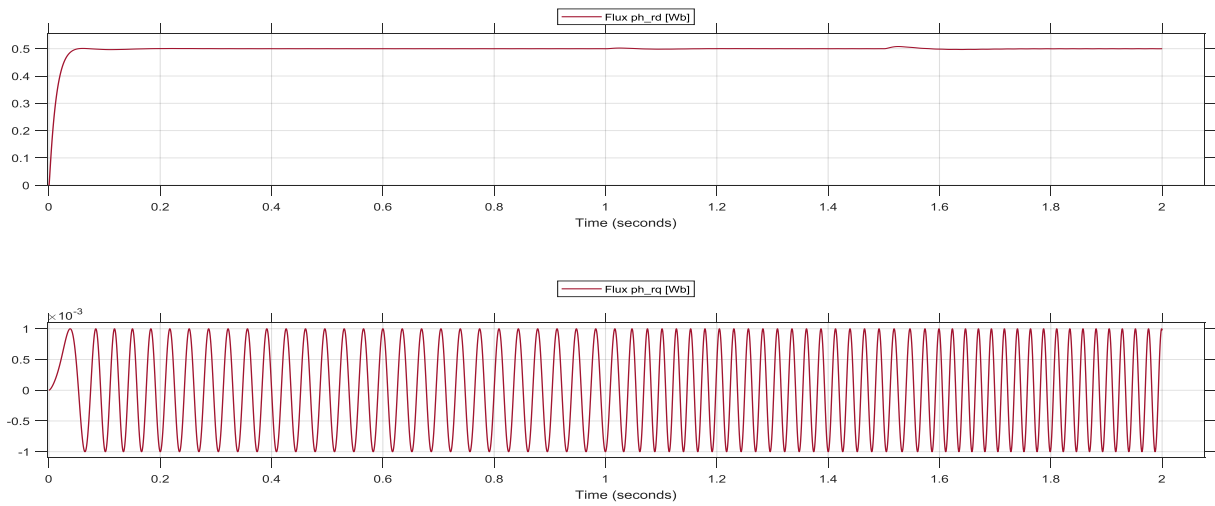


Figure II.27 Les flux Φ_{rd} et Φ_{rq} .

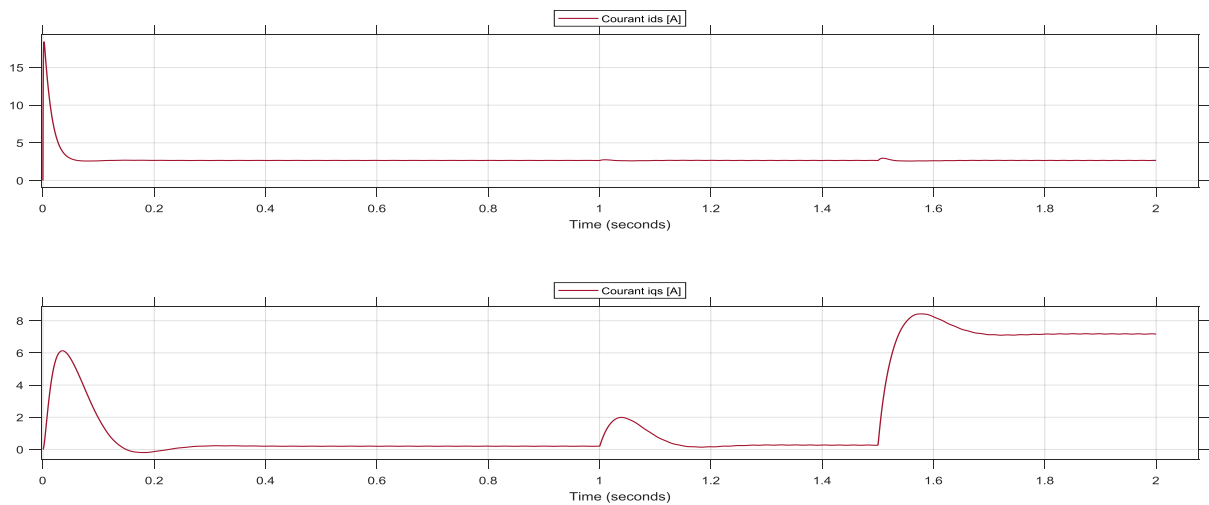


Figure II.28 Les courants I_{ds} et I_{qs} statorique.

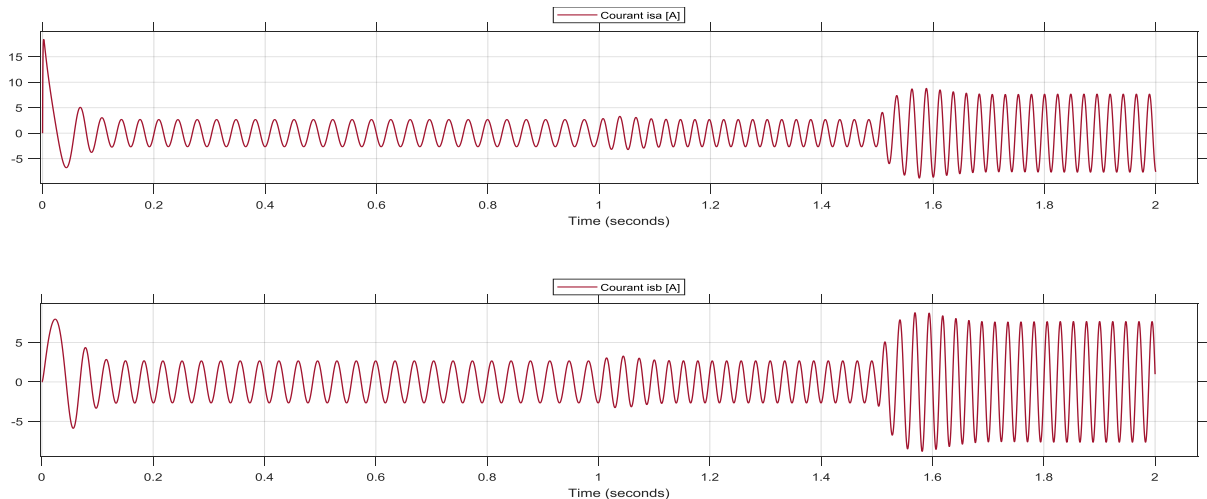


Figure II.29 Les courants I_{sa} et I_{sb} .

Les Figure II.25 - Figure II.29 représentent la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les flux rotorique et les courants statoriques, de la machine asynchrone sous le contrôle vectorielle avec un profil de vitesse variable et une application de couple de charge après un régime transitoire, on remarque que la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence même après l'application de la charge à l'instant $t=1.5s$. Un fort appel du courant apparaît pour développer un couple de démarrage important, puis il se diminue jusqu'à une valeur presque nulle puisque la machine est à vide et elle tourne avec une vitesse proche à la vitesse de synchronisme, en plus la forme est quasi sinusoïdale. Le couple électromagnétique atteint donc une valeur puis se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle en régime permanent avant l'application du couple de charge. La présence du couple de charge influe sur l'allure du couple électromagnétique. Φ_{dr} sera égale a l'amplitude de flux Φ et $\Phi_{qr} = 0$ (par ce que le flux rotorique orienté sur l'axe d , et ceci est la preuve du découplage entre le flux et le couple, se qui assuré que la commande est respecté), Φ_{dr} et Φ_{qr} ne sont pas influe par la variation de vitesse et de couple résistent C_r , et Φ_{rd} est une image de I_{sd} .

II.3.4 Les avantages et les inconvénients :

II.3.4.1 Les avantages :

- Valable en régime permanent et transitoire.
- Découplage entre le couple et le flux.

- Réponse précise et rapide du couple.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.
- Une précision bonne pour la vitesse et le couple.

II.3.4.2 Les inconvénients :

- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Le volume de traitement informatique nécessaire pour son et l'obligation de faire une bonne identification des paramètres du moteur.
- Coûteuse (capteur de vitesse, capteur de flux ...).

II.3.5 Concision :

Sur cette partie on présente une étude de la commande vectorielle directe en tension à base d'orientation des flux rotorique, de la machine asynchrone à cage.

Et le but de la commande vectorielle est d'assimiler le comportement du moteur asynchrone (MAS) en mettant fin au couplage existant entre son couple électromagnétique et son flux rotorique, et de changer en mieux assister sur l'établissement du couple et par la suite sur la dynamique de la vitesse, par le contrôle direct du flux.

Par la suite, une synthèse d'un régulateur Proportionnel Intégral (**PI**) est réalisée pour les courants, flux et (**IP**) pour la vitesse. Ce type de régulateur reste le plus communément utilisé pour la commande, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industriels.

On a effectué des essais pour montrer l'efficacité de cette commande sur la machine asynchrone.

À la fin on a présenté les résultats des simulations de la MAS avec onduleur de tension et la commande vectorielle sur logiciel Matlab, Les résultats obtenus démontrent ce système est robuste et un respect parfait du concept de la commande vectorielle.

II.4 La commande directe du couple « DTC » :

II.4.1 Interdiction :

La commande scalaire et commande vectorielle par orientation du flux rotorique présentes les inconvénients, c'est pourquoi on a développé les méthodes de contrôle direct de couple DTC des machines asynchrones durant les années 80 et elle est introduit par : I. TAKAHASHI et M. DEPENBROCK.

II.4.2 Principe DTC classique :

L'objectif d'une commande directe du couple « DTC » est de réduire au maximum la fréquence de commutation de l'onduleur. Et maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. [29]

La commande directe du couple d'un MAS repose principalement sur l'estimation des grandeurs à contrôler que sont le couple électromagnétique et le flux statorique à partir des seules grandeurs liées au stator, sans utilisation de capteur mécanique jugé peu fiable. Cette commande est basée sur la détermination direct de la séquence de commande application aux interrupteurs d'un onduleur, ce choix est basé sur l'utilisation des régulateur à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et de couple électromagnétique. [30]

II.4.3 Structure de la technique de commande DTC :

La Figure II.30 représente le schéma synoptique de la commande DTC conventionnelle basée sur une table de commutation proposée par Takahashi, appliquée à la machine asynchrone.

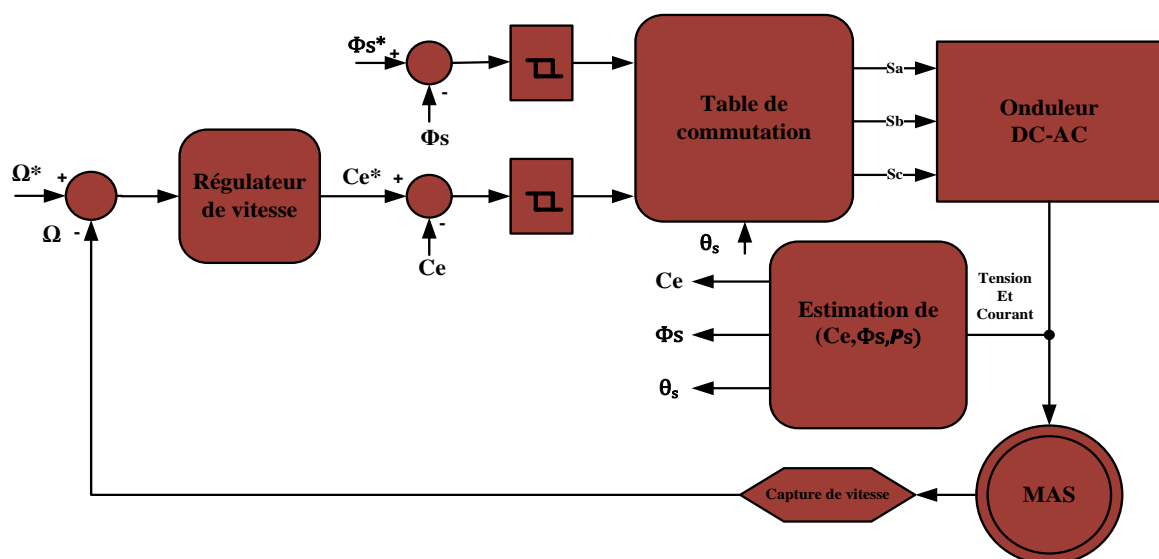


Figure II.30 Schéma de principe de la (DTC).

II.4.4 Contrôle du flux statorique :

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique, le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante :

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s(t) - R_s I_s(t)) dt \quad (\text{éq: II-48})$$

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , les commandes (S_a, S_b et S_c) sont fixes, et par conséquent la vecteur tension appliqué à la machine reste constant, ainsi on peut écrire :

$$\Phi_s(t) = \Phi_{s0} + V_s T_e - R_s \int_0^t I_s(t) dt \quad (\text{éq: II-49})$$

Où : Φ_{s0} est le vecteur flux à l'instant $t = 0$.

Pour simplifier, on considère que le terme $R_s I_s(t)$ comme négligeable par rapport à la tension V_s . Donc on peut écrire:

$$\frac{d\Phi_s(t)}{dt} = V_s(t) \quad (\text{éq: II-50})$$

On a aussi :

$$\Delta\Phi_s(t) = \Phi_s(t) - \Phi_{s0} = V_s T_e \quad (\text{éq: II-51})$$

L'extrémité du vecteur Φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s sélectionné pendant T_e , ce principe est décrit par la figure suivante :

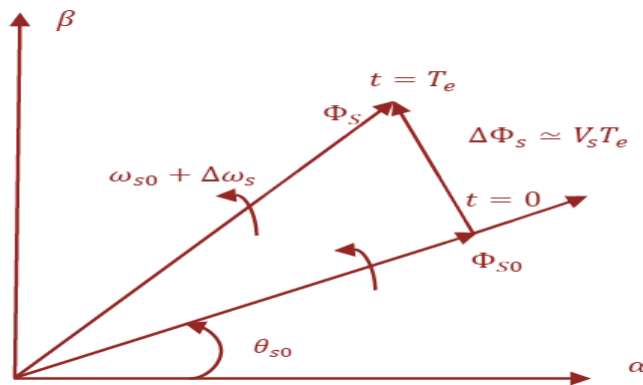


Figure II.31 Exemple de l'évolution de l'extrémité de Φ_s pour $R_s I_s$ négligeable.

Lorsque le vecteur tension choisi \bar{V}_s est non nul, la direction de l'extrémité du flux $\bar{\Phi}_s$ est donnée par sa dérivée $\frac{d\Phi_s}{dt}$, correspondant pratiquement au vecteur \bar{V}_s . Ainsi on peut voir que si la tension appliquée \bar{V}_s est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité est maximal et son amplitude conserve sa valeur. Par contre dans le cas où est décalée

par rapport à la perpendiculaire du flux, on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude comme la montre la figure :

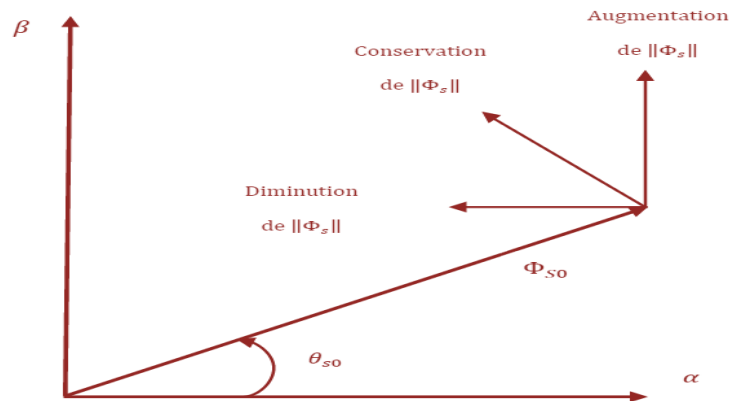


Figure II.32 Comportement du flux statorique pour différents vecteurs de tension.

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, et a pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique Φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la figure suivante, la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques.

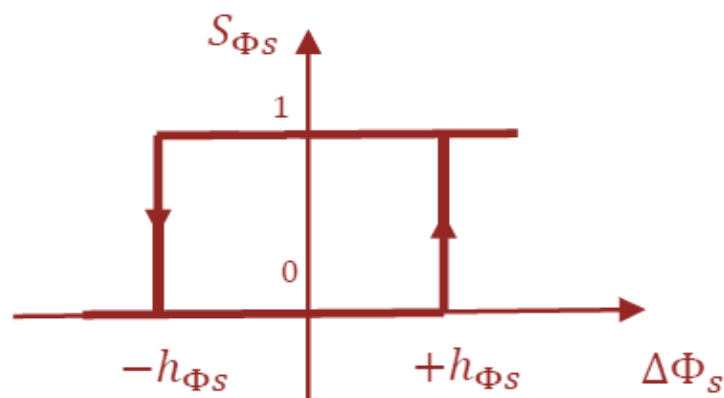


Figure II.33 Comparateur à hystérésis du flux statorique.

On peut écrire ainsi :

$$\begin{aligned}
 \text{Si } \Delta\Phi_s > h_{\Phi_s} & \Rightarrow S_{\Phi_s} = 1 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta\Phi_s \leq h_{\Phi_s} \text{ et } \frac{\Delta\Phi_s}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{\Phi_s} = 0 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta\Phi_s \leq h_{\Phi_s} \text{ et } \frac{\Delta\Phi_s}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{\Phi_s} = 1 \\
 \text{Si } \Delta\Phi_s < -h_{\Phi_s} & \Rightarrow S_{\Phi_s} = 0
 \end{aligned}$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\Phi_s$ entre le flux de référence Φ_s^* et le flux estimé Φ_s dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux voir (La Figure II.33), celui-ci génère à sa sortie la valeur $S_{\Phi_s} = +1$ pour augmenter le flux et $S_{\Phi_s} = 0$ pour le réduire; ce type de correcteur permet d'obtenir de bonne performance dynamique du flux. Ainsi, pour faire évoluer le vecteur de flux statorique $\bar{\Phi}_s$ dans une couronne circulaire, les vecteurs V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés. Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux $\bar{\Phi}_s$. Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur.

II.4.5 Contrôle du couple électromagnétique :

Pour la correction du couple, et en imposant un seul sens de rotation, on utilise un comparateur à hystérésis à deux niveaux, donné par la Figure ci-après. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme suivant, tels que S_{ce} représente l'état de sortie du comparateur et h_{ce} la limite de la bande d'hystérésis.

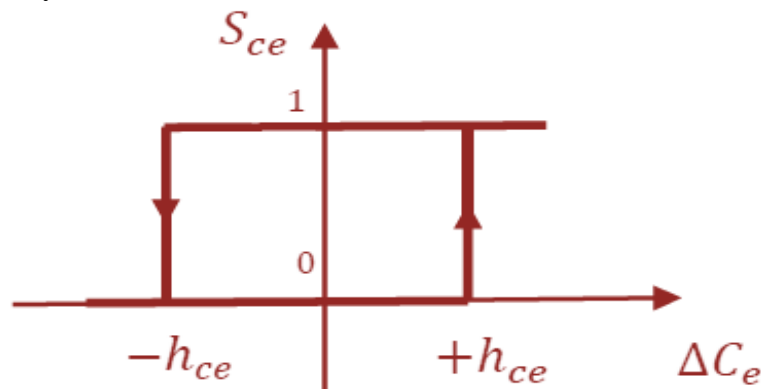


Figure II.34 Comparateur à hystérésis à deux niveaux du couple électromagnétique.

On peut écrire alors:

$$\begin{aligned}
 \text{Si } \Delta C_e > h_{ce}, & \Rightarrow S_{ce} = 1 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq h_{ce} \text{ et } \frac{\Delta C_e}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{ce} = 0 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq h_{ce} \text{ et } \frac{\Delta C_e}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{ce} = 1 \\
 \text{Si } \Delta C_e < -h_{ce} & \Rightarrow S_{ce} = 0
 \end{aligned}$$

L'écart ΔC_e est introduit dans le comparateur à hystérésis à deux niveaux, ce dernier va générer à sa sortie la valeur $S_{ce} = 1$ pour augmenter le couple, et $S_{ce} = 0$ pour le réduire. L'augmentation des niveaux du correcteur entraîne une minimisation de la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs. Ce type de correcteur autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique, ainsi que l'application des vecteurs nuls fait arrêter la rotation du vecteur flux statorique $\bar{\Phi}_s$.

II.4.6 Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques, les courants et les tensions. Les composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ estimées du vecteur flux statorique peuvent être obtenus comme suit :

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{s\alpha} = \int_0^t (\mathbf{u}_{s\alpha} - \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_{s\alpha}) dt \\ \hat{\Phi}_{s\beta} = \int_0^t (\mathbf{u}_{s\beta} - \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{éq: II-52})$$

Les composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ de la vectrice tension statorique peuvent être obtenues à partir des signaux de commande (S_a , S_b et S_c) et de la tension de bus continu V_{dc} comme :

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ \mathbf{u}_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} (S_a - S_c) \end{cases} \quad (\text{éq: II-53})$$

Le module du flux statorique estimé s'écrit :

$$\hat{\Phi}_s = \sqrt{(\hat{\Phi}_{s\alpha})^2 + (\hat{\Phi}_{s\beta})^2} \quad (\text{éq: II-54})$$

L'angle θ_s que fait le vecteur de flux avec le référentiel statorique, cet angle est calculé comme suit :

$$\theta_s = \arctg \frac{\hat{\Phi}_{s\beta}}{\hat{\Phi}_{s\alpha}} \quad (\text{éq: II-55})$$

II.4.7 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des composantes (α, β) des vecteurs courant et flux estimés statoriques, et peut se mettre sous la forme suivante :

$$\hat{C}_e = P(\hat{\Phi}_{s\alpha} \mathbf{i}_{s\beta} - \hat{\Phi}_{s\beta} \mathbf{i}_{s\alpha}) \quad (\text{éq: II-56})$$

II.4.8 Choix de vecteur de tension :

Une sélection appropriée de la vectrice tension \bar{V}_s par (S_a, S_b et S_c) permet de déplacer le vecteur flux $\bar{\Phi}_s$ de manière à maintenir son amplitude constant.

Le choix de vecteur \bar{V}_s dépend alors :

La variation souhaité pour le module de flux statorique $\bar{\Phi}_s$.

Du sens de rotation de $\bar{\Phi}_s$.

De l'évolution souhaité pour le couple et de la position de $\bar{\Phi}_s$ dans le référentiel du stator
Ainsi nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de $\bar{\Phi}_s$ dans le référentiel du stator en le décomposant en six zones Z_i $i = [1, 6]$ déterminés à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) comme le montre la figure suivante.

Lorsque le vecteur de flux $\bar{\Phi}_s$ se trouve dans une zone numéroté Z_i le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vectrices tensions, il s'agit des vecteurs $V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}$ et V_{i-2} sur toute la zone Z_i parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle de la vectrice tension \bar{V}_s sélectionné reste le même.

Donc :

Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit.

Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît.

Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_e croit.

Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_e décroît.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position Z_i les deux vectrices tensions \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés puisqu'ils peuvent augmenter ou diminuer le couple selon la position du flux $\bar{\Phi}_s$ dans le secteur i .

Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnés alors la rotation du flux $\bar{\Phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple, alors que le module du flux $\bar{\Phi}_s$ reste inchangée.

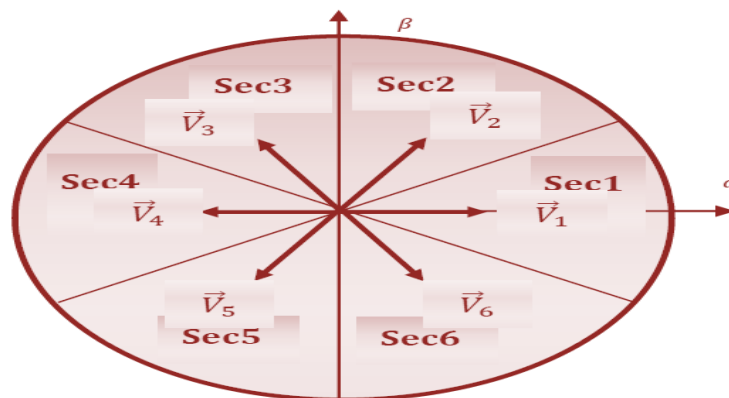


Figure II.35 Choix du vecteur de tension.

II.4.9 Table de la commutation :

Il existe deux types de stratégie pour la construction de la table de commutation; la première stratégie est basée sur l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux pour le contrôle du couple électromagnétique. Il se déduit du contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs \vec{V}_2 et \vec{V}_3 peuvent donc être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique. Par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs tensions nuls \vec{V}_0 et \vec{V}_7 comme le montre la table suivante:

S_{ce}	S_{Φ_s}	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
1	1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1
	0	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2
0	1	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0
	0	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7

Tableau II.1 Table de commutation de la DTC à six secteurs.

II.4.10 Régulateur de vitesse :

Le même régulateur commande scalaire.

II.4.11 Simulation de la commande DTC de la MAS :

Nous avons simulée la machine asynchrone pilotée par la commande directe du couple et alimentée par un onduleur de tension à MLI. La simulation est faite en deux modes de fonctionnement à savoir : (à vide, en charge) avec la variation de la vitesse de rotation, puis on visualise ces résultats.

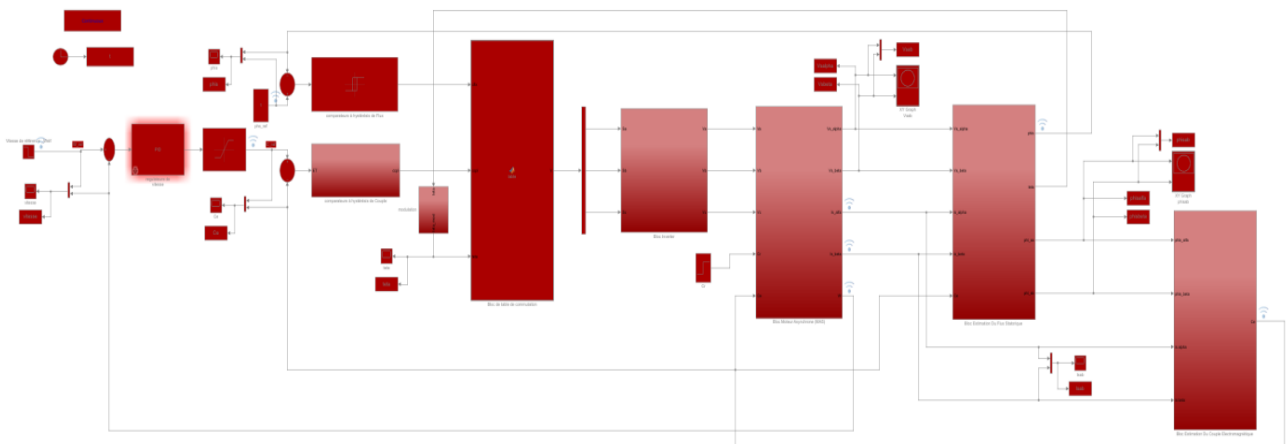


Figure II.36 Schéma bloc de la commande DTC de la machine asynchrone.

II.4.11.1 Résultats de simulation :

▪ **Essai à vide :**

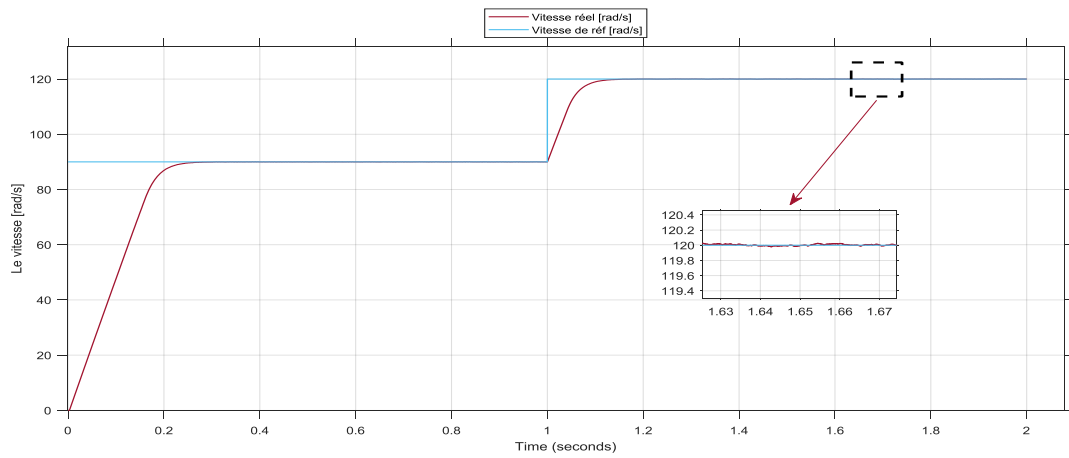


Figure II.37 La vitesse de rotation.

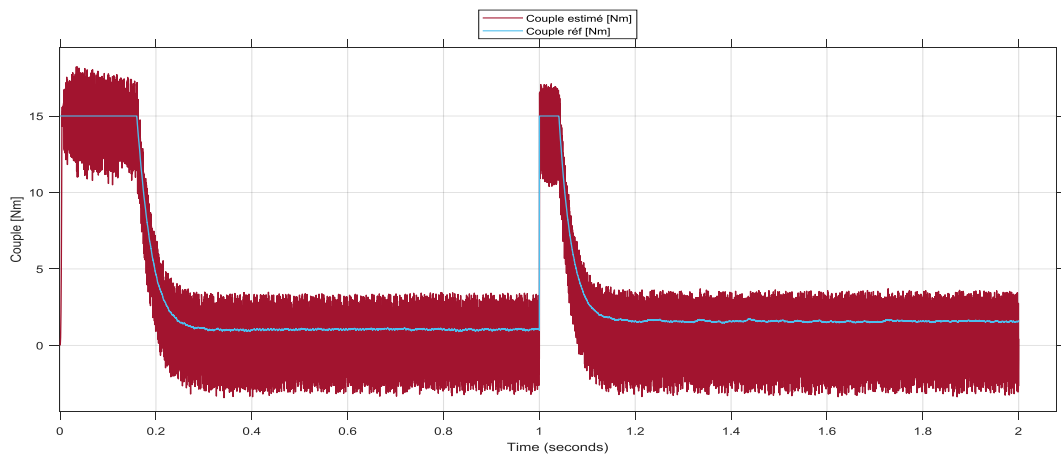


Figure II.38 Le couple électromagnétique.

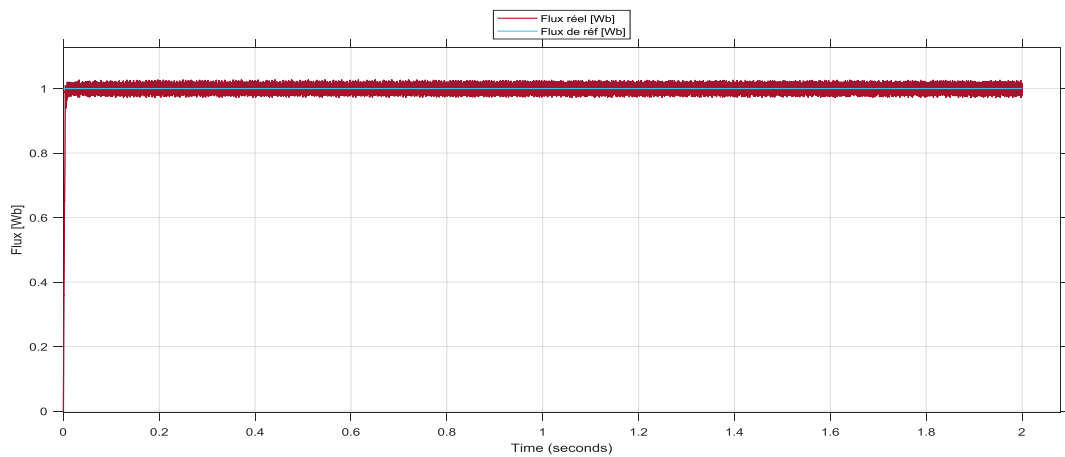


Figure II.39 Flux rotorique.

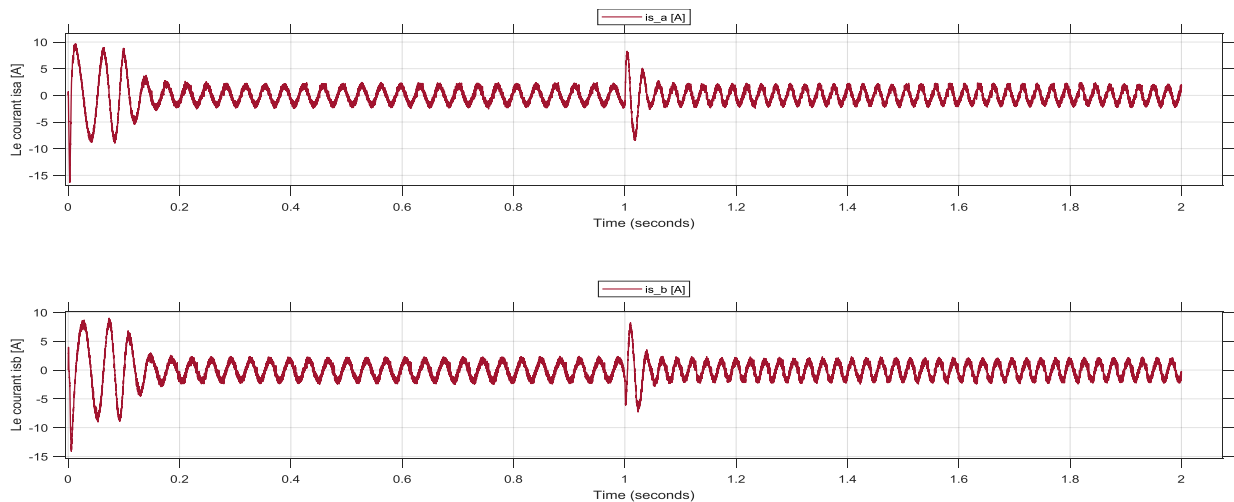


Figure II.40 Les courants I_{sa} et I_{sb} .

Les Figure II.37 - Figure II.40 représentent la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les flux rotorique et les courants statoriques, de la machine asynchrone sous le contrôle direct de couple avec un profil de vitesse variable sans couple de charge. Après un régime transitoire, on remarque que la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence. Un fort appel du courant apparaît pour développer un couple de démarrage important, puis il se diminue jusqu'à une valeur presque nulle puisque la machine est à vide.

La commande DTC conventionnelle présente des ondulations dans le couple électromagnétique.

Le flux rotorique est bien réglé autour de sa référence 1 Wb, Lors du démarrage nous observons des ondulations. La forme des courants statoriques sont quasi sinusoïdales.

- **Essai en charge avec variation de vitesse :**

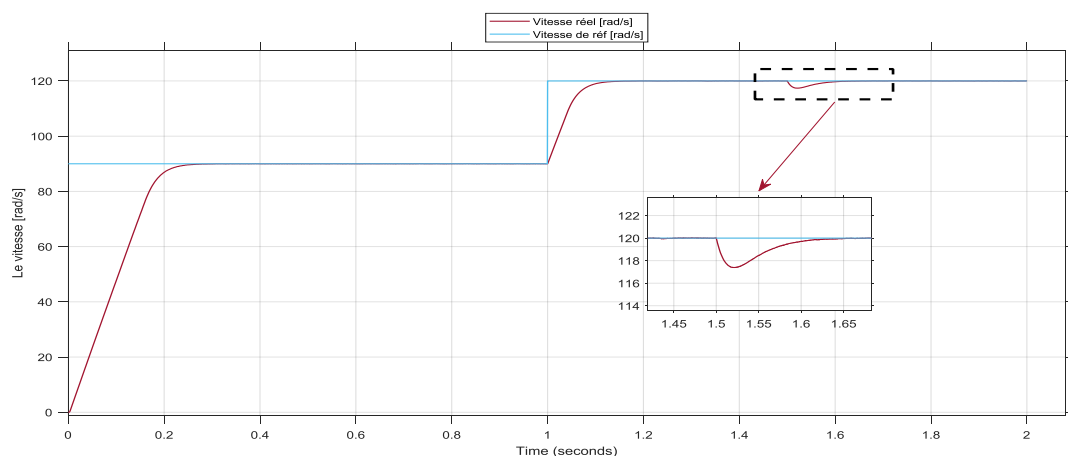


Figure II.41 La vitesse de rotation.

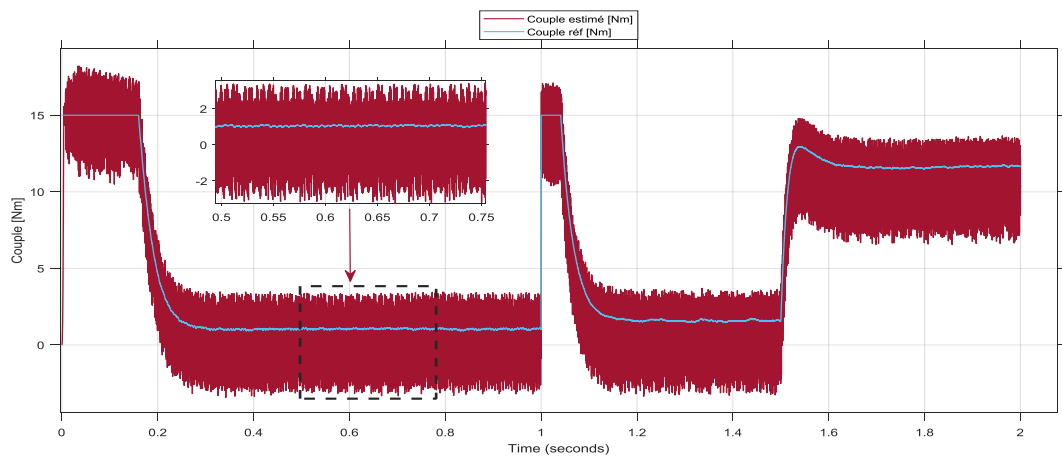


Figure II.42 Couple électromagnétique.

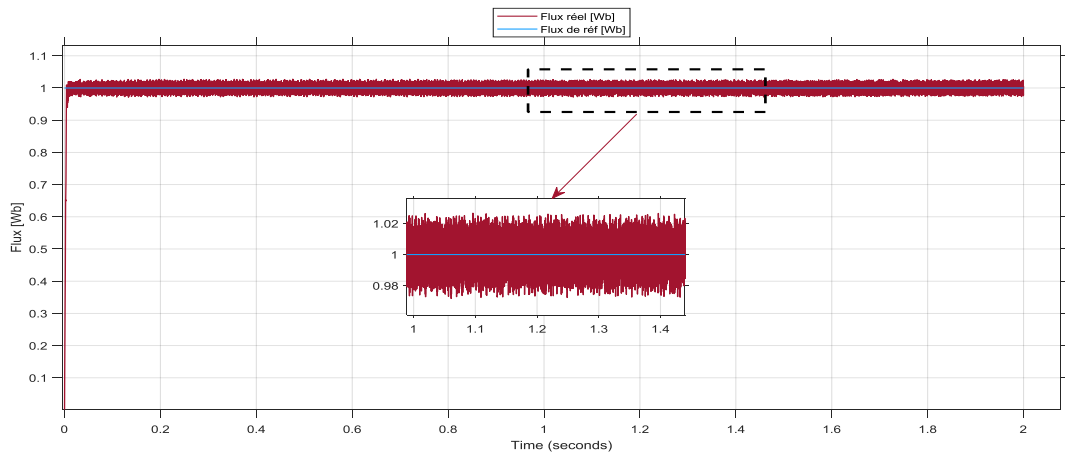


Figure II.43 Flux rotorique.

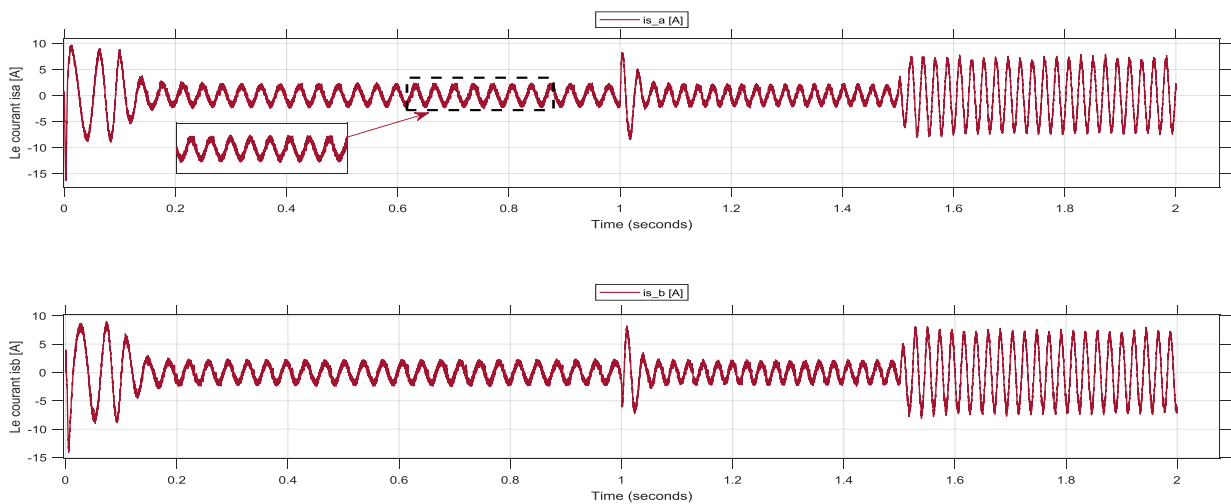


Figure II.44 Les courants I_{sa} et I_{sb} .

Les Figure II.41 - Figure II.44 représentent la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les flux rotorique et les courants statoriques, de la machine asynchrone sous le contrôle direct du couple avec un profil de vitesse variable et une application de couple de charge. Après un régime transitoire, on remarque que la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence même après l'application de la charge à l'instant $t=1$ s.

Un fort appel du courant apparaît pour développer un couple de démarrage important, puis il se diminue jusqu'à une valeur presque nulle puisque la machine est à vide et elle tourne avec une vitesse proche à la vitesse de synchronisme, en plus la forme est quasi sinusoïdale.

Le couple électromagnétique atteint donc une valeur puis se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle en régime permanent avant l'application du couple de charge. On remarque que le couple estimé est bien réglé autour de sa référence, même remarque pour le flux.

II.4.12 Les avantages et les inconvénients :

II.4.12.1 Les avantages :

- Moins sensible à la variation paramétrique.
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension « **MLI** ».
- Découplage entre le couple et le flux.
- Réponse du couple très rapide (**dynamique élevée**).
- Simple à implanter.

II.4.12.2 Les inconvénients :

- L'existence de problème à faible vitesse (**influence du terme résistif**).
- L'existence de l'oscillation du couple.
- Fréquence de commutation n'est pas constante.

II.4.13 Conclusion :

Nous avons présenté le principe de la technique de commande DTC conventionnelle appliquée à la machine asynchrone à cage et ce pour contrecarrer les inconvénients de la commande scalaire et vectorielle, avec fonctionnement à vide et en charge avec la variation de vitesse de rotation du moteur.

II.5 Comparaison entre les trois techniques de commandes :

Propriété	Commande scalaire	Commande vectorielle	Commande directe du couple (DTC)
Comportement à Base vitesse	Médiocre	Bon	Médiocre
Sensibilité aux variations paramétriques	Oui pour certaine algorithmes	Beaucoup	Moyen
Contrôle aux régimes permanents	Oui	Oui	Oui
Contrôle aux régimes transitoires	Non	Oui	Oui
Régulation	Régulateur de vitesse	Régulateur de vitesse, régulateur de flux rotorique et régulateur de courant i_d et i_q	Régulateur de vitesse

Tableau II.2 Comparaison entre la commande scalaire, vectorielle et la commande DTC.

II.6 Conclusion :

Dans ce chapitre on a commencé par l'étude de la commande scalaire, qui occupe une place importante dans l'industrie. Ensuite, on a une étude théorique étendue de la commande vectorielle directe en tension a été présentée, ainsi que pour la commande DTC, en vue de faire une étude comparative sous environnement Simulink de Matlab des performances qu'offrent ces trois grandes méthodes qui dominent l'industrie de la commande des machines électriques à hautes performances.

On peut conclure que les trois méthodes présentent chacune des avantages et des inconvénients. Cependant, la commande scalaire est la commande la plus ancienne et la plus faible parmi ces trois commandes, et vu les progrès actuels en matière de calculateurs et de composants semi conducteurs, il est difficile des départager entre la commande vectorielle et DTC, la meilleure méthode qui sera améliorée par les techniques modernes afin d'en garder les avantages et supprimer les inconvénients.

Le choix a été porté sur la commande DTC, vue les performances visées dans le cadre de ce travail, On va donc l'améliorer en terme de réponse dynamique et de robustesse et on supprime l'existence de l'oscillation du couple et on va faire la fréquence de commutation constante. Et cela fait grâce à l'application du commande DTC-SVM, et c'est ce que on va étudier dans la chapitre suivante.



Chapitre III

III. La commande DTC-SVM

III.1 Introduction :

Durant ces dernières années, de nombreuses études ont été menées pour développer des solutions différentes pour la commande des moteurs asynchrone présentant les caractéristiques suivantes : une réponse du couple précise et rapide, une réduction de la complexité des algorithmes à flux orienté. La commande directe du couple (DTC) présentée dans le chapitre précédent, technique a été reconnue comme une solution viable pour satisfaire à ces exigences. Cependant, l'inconvénient majeur de la DTC classique est la présence des ondulations du couple élevée, et une fréquence de commutation fortement variable, et la valeur moyenne du couple de sortie, ne correspond pas à la valeur du couple désiré.

Différentes méthodes de commande ont été utilisées pour surmonter ces problèmes tels que la DTC-SVM.

L'objectif de cette technique vectorielle est de générer les signaux de commande des interrupteurs en minimisant les harmoniques des tensions appliquées au moteur.

Dans ce chapitre on va étudier la commande (DTC-SVM) avec un onduleur à deux niveaux, dont le schéma proposé est décrit de façon claire et des résultats de simulation sont présentés pour montrer son efficacité. Le système de contrôle complet est mis en œuvre avec MATLAB_SIMULINK.

En fin de ce chapitre une comparaison entre la commande DTC classique et la (DTC-SVM) sera faites.

III.2 Technique de commande par MLI vectorielle (SVM) :

Les machines à vecteurs supports (**En anglais** : Support Vector Machines (SVM) La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmonique possible. Pour l'onduleur de notre système de commande nous utilisons la technique de la modulation vectorielle(SVM). [31]

La méthode des machines à vecteurs supports est basée sur la construction d'un hyperplan optimal séparant des données appartenant à deux classes différentes dans deux cas différents : [32]

- Le cas des données linéairement séparables (marge dure).
- Le cas des données non linéairement séparables (marge souple).

III.3 Principe de la MLI vectorielle :

Le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée (SVM) permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur. [31]

III.4 Les tapes de la réalisation d'une MLI vectorielle :

Par conséquent, la MLI vectorielle (SVPWM) peut être mis en application par les étapes suivantes : [31, 33]

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

Etape 2 : détermination du secteur θ .

Etape 3 : calcule des temps d'application (T_1 , T_2 , T_0) des états de l'onduleur.

Etape 4 : calcule des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur.

III.4.1 Etape 1. Détermination des tensions de référence $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, V_{ref} :

Les sorties des régulateurs **PI** sont des tensions dans le repère biphasée (**d-q**), on applique la transformation entre ce dernier et le repère (**α - β**). [31, 33, 34]

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{éq: III-1})$$

$$|\bar{V}_{ref}| = \sqrt{V_{sa}^2 + V_{s\beta}^2} \quad (\text{éq: III-2})$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension (V_{α} , V_{β}) Nous pouvons donc dresser un tableau, des différents états de l'onduleur. [35, 36]

	S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0
V_2	1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$
V_3	0	1	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$
V_4	0	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0
V_5	0	0	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$
V_6	1	0	0	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0

Tableau III.1 Tensions a la sortie de l'onduleur pour différents états des interrupteurs.

III.4.2 Etape 2. Détermination du secteur :

A partir des coordonnées V_α , V_β et de la position angulaire θ on déduit dans quel secteur (N) et dans quelle région (r) se situe le vecteur V_{ref} dans le plan (α - β). [37]

$$\theta = \text{artg} \left(\frac{V_{s\beta}}{V_{s\alpha}} \right) \quad (\text{éq: III-3})$$

La table suivante détermine le secteur N_i ($i=1..6$) pour les différents angles θ . [38]

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

Tableau III.2 Détermination du secteur N_i ($i=1..6$).

III.4.3 Etape 3. Calcule des temps d'application (T_1 , T_2 , T_0) des états de l'onduleur :

La détermination des instants T_1 , T_2 est donnée par une simple projection sur les axes α et β (La Figure III.1)

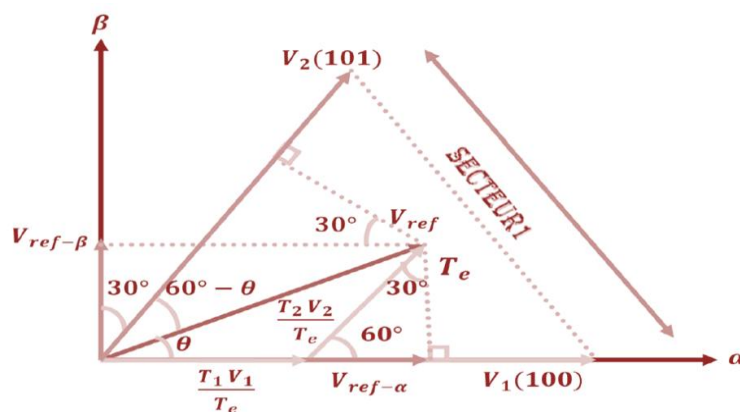


Figure III.1 Décomposition d'un vecteur de tension de référence V_{ref} .

D'après (Les Tableau III.1 et Tableau III.2) et (La Figure III.1) on peut calculer les temps d'application T_1 et T_2 des vecteur V_1 et V_2 du secteur N_i qui sont donnés par : [36, 39]

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T_e}{2E} (\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha \text{ ref}} - \sqrt{2} \cdot V_{s\beta \text{ ref}}) \\ T_2 = \sqrt{2} \frac{T_e}{2E} V_{s\beta \text{ ref}} \end{cases} \quad (\text{éq: III-4})$$

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

Secteur N_i	Temps d'application
Secteur N_1	$T_1 = \frac{T_e}{2E} (\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha \text{ ref}} - \sqrt{2} \cdot V_{s\beta \text{ ref}})$ $T_2 = \sqrt{2} \frac{T_e}{2E} V_{s\beta \text{ ref}}$ $T_0 = T_e - T_1 - T_2$
Secteur N_2	$T_2 = \frac{T_e}{2E} (\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha \text{ ref}} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta \text{ ref}})$ $T_3 = \frac{T_e}{2E} (-\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha \text{ ref}} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta \text{ ref}})$ $T_0 = T_e - T_2 - T_3$
Secteur N_3	$T_3 = \sqrt{2} \frac{T_e}{2E} V_{s\beta \text{ ref}}$ $T_4 = \frac{-T_e}{2E} (-\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha \text{ ref}} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta \text{ ref}})$ $T_0 = T_e - T_3 - T_4$
Secteur N_4	$T_4 = \frac{T_e}{2E} (-\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha \text{ ref}} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta \text{ ref}})$ $T_5 = -\sqrt{2} \frac{T_e}{2E} V_{s\beta \text{ ref}}$ $T_0 = T_e - T_4 - T_5$
Secteur N_5	$T_5 = \frac{-T_e}{2E} (-\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha \text{ ref}} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta \text{ ref}})$ $T_6 = \frac{T_e}{2E} (-\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha \text{ ref}} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta \text{ ref}})$ $T_0 = T_e - T_5 - T_6$
Secteur N_6	$T_6 = \sqrt{2} \frac{T_e}{2E} V_{s\beta \text{ ref}}$ $T_4 = \frac{T_e}{2E} (\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha \text{ ref}} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta \text{ ref}})$ $T_0 = T_e - T_6 - T_4$

Tableau III.3 Temps d'application des vecteurs T_1 et T_2 pour chaque secteur.

III.4.4 Etape 4. Calcule des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur :

Le calcul des rapports cyclique de commutation se comme montre (La Figure III.2)

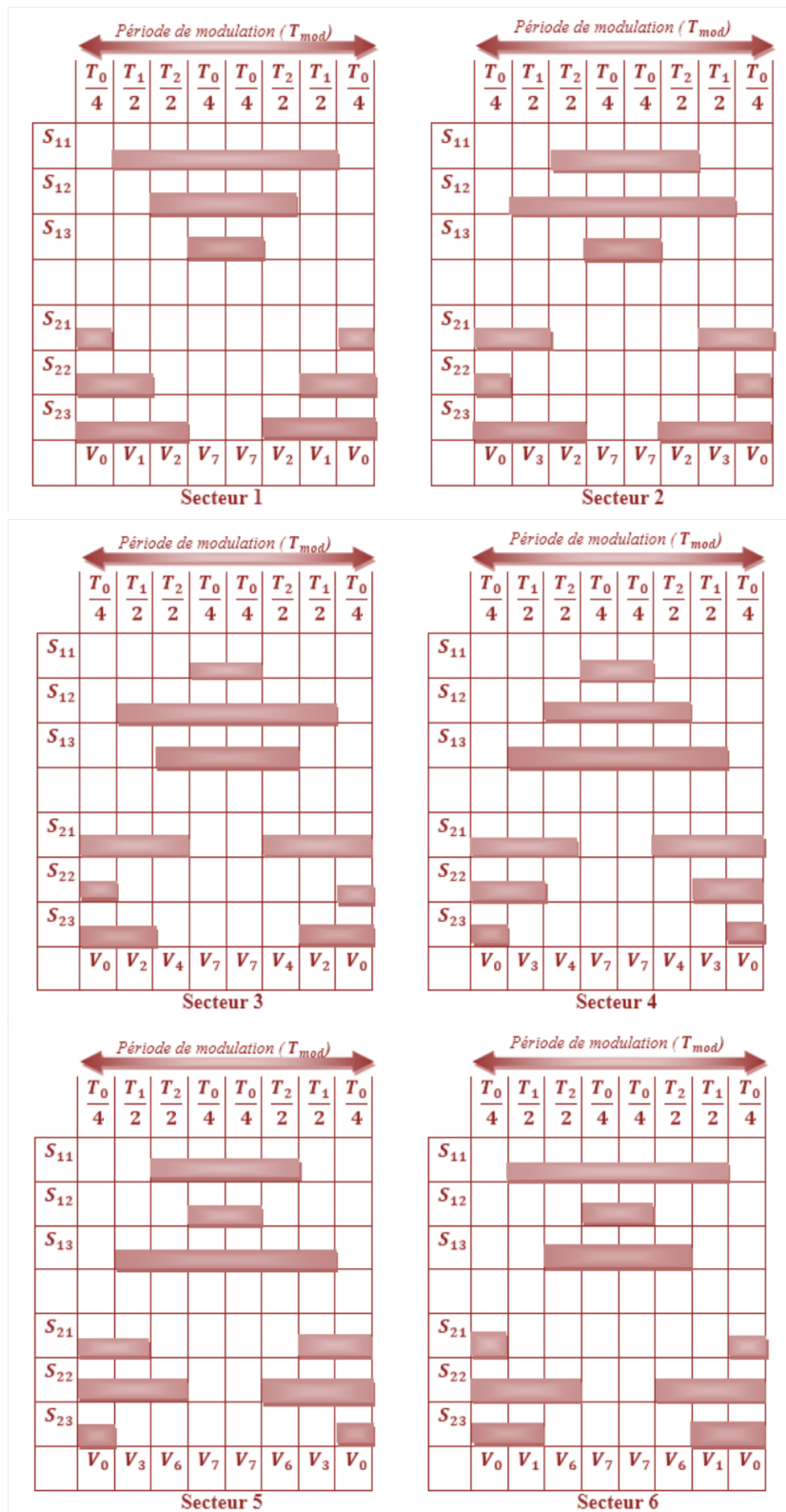


Figure III.2 Forme de largeur d’impulsion pour les six secteurs.

A partir de (La Figure III.2), on déduit la durée de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_e dans chacun des six secteurs. [33]

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} S_{13}
Secteur N_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_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_3	$S_{11} = \frac{T_0}{2}$ $S_{12} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{13} = T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_{21} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{22} = \frac{T_0}{2}$ $S_{23} = T_1 + \frac{T_0}{2}$
Secteur N_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_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_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 Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.

III.5 Structure de la technique de commande DTC SVM :

Cette technique conserve l'idée de base de la technique de commande DTC conventionnelle. Les tensions de commande peuvent être générées par des régulateurs **PI** du couple et du flux statorique et imposée par technique de commande rapprochée MLI vectorielle (SVM). [40]

Le schéma synoptique de la technique de commande DTC-SVM, appliquée à la machine asynchrone est représenté sur (La Figure III.3). Dans cette structure, deux régulateurs **PI** sont utilisés pour le contrôle du couple et du flux statorique au lieu des contrôleurs à hystérésis (cas de la structure technique de commande DTC conventionnelle). Ces régulateurs calculent les composantes de tensions de références requises V_{sd} et V_{sq} dans le repère **(d-q)**. Ces composantes sont alors transformées dans le repère stationnaire **(α - β)**, et les composantes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ obtenues seront par la suite injectées dans le bloc de la modulation vectorielle SVM qui génère à son tour les ordres de commande de l'onduleur [41]

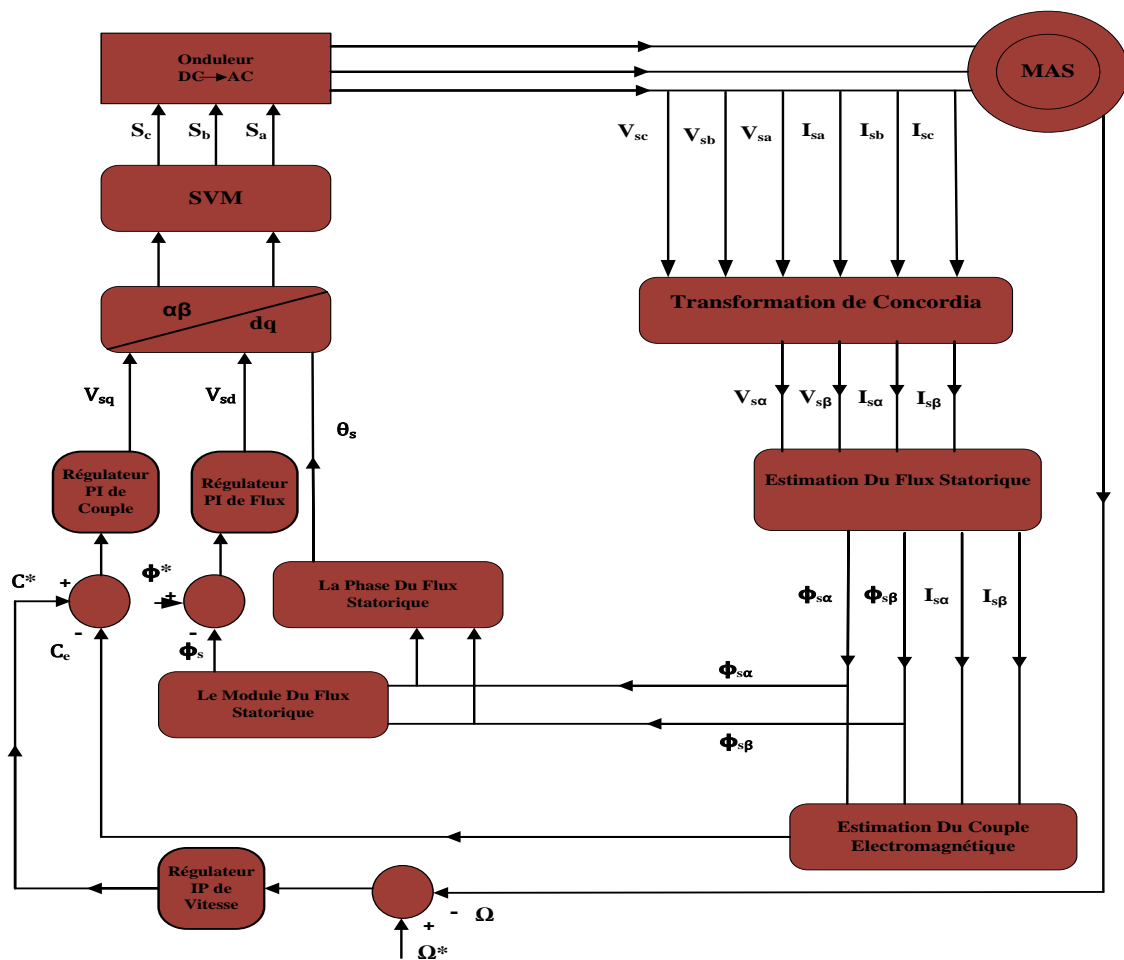


Figure III.3 Schéma de la structure de la commande DTC-SVM de la machine asynchrone.

III.6 Simulation de la commande (DTC-SVM) appliquée à la MAS:

Nous avons simulée la machine asynchrone pilotée par la commande (DTC-SVM) et alimentée par un onduleur de tension à MLI. La simulation est faite en trois modes de fonctionnement à savoir : (à vide, en charge et Inversement de vitesse) avec la variation de la vitesse de rotation, puis on visualise ces résultats.

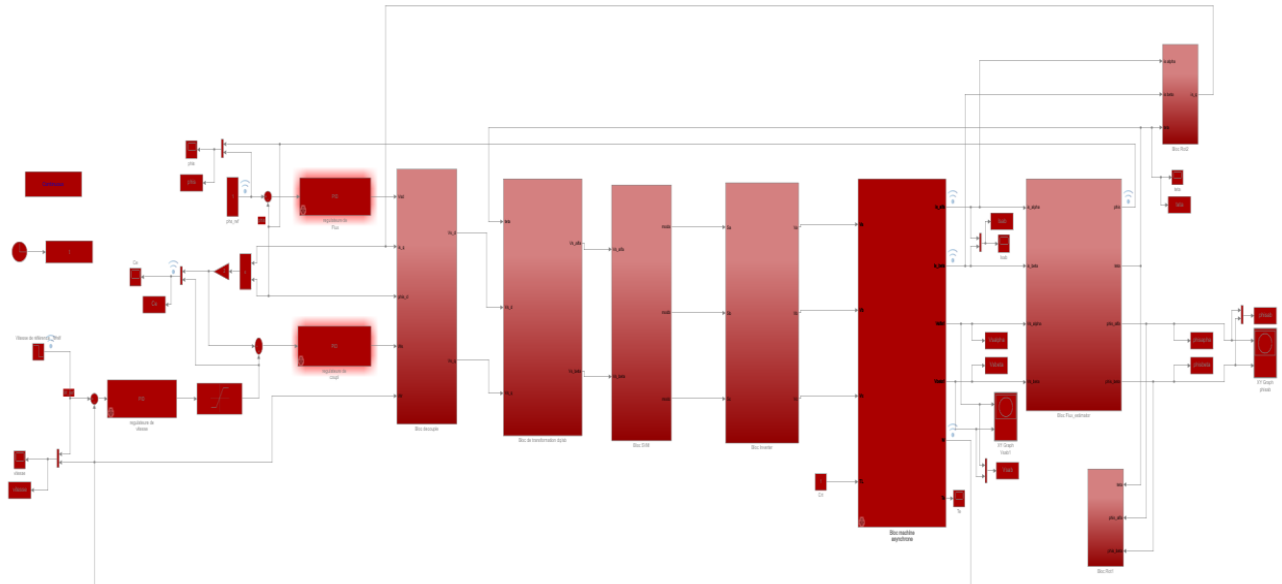


Figure III.4 Schéma bloc de la commande DTC-SVM de la machine asynchrone.

III.6.1 Résultats de simulation :

▪ Essai à vide :

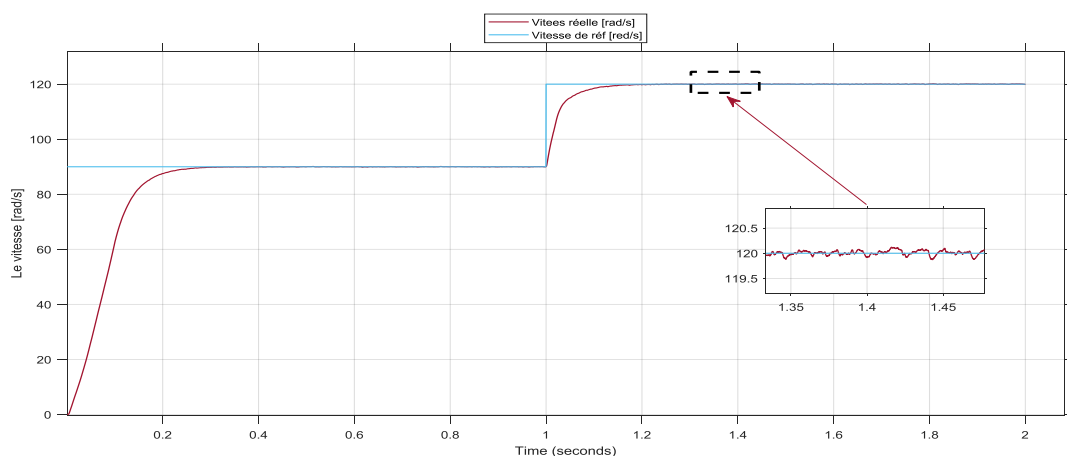


Figure III.5 Vitesse de rotation.

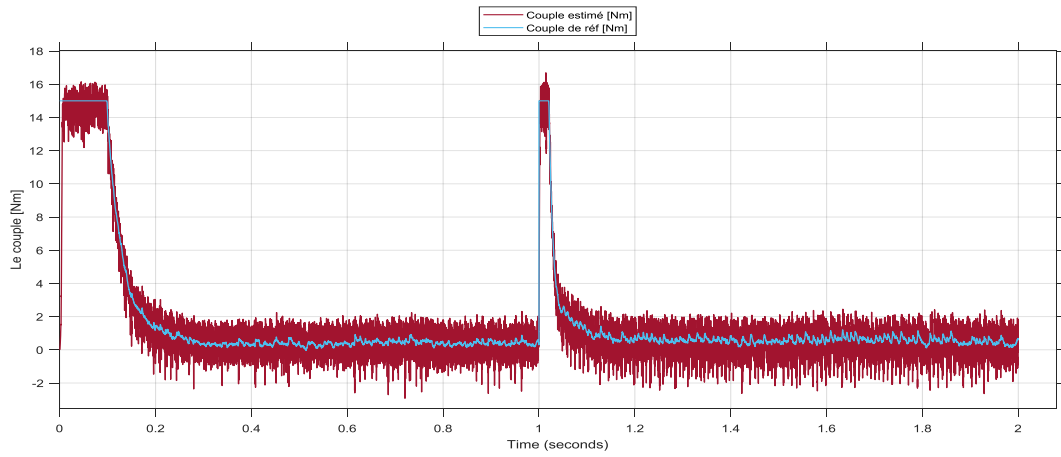


Figure III.6 Couple électromagnétique.

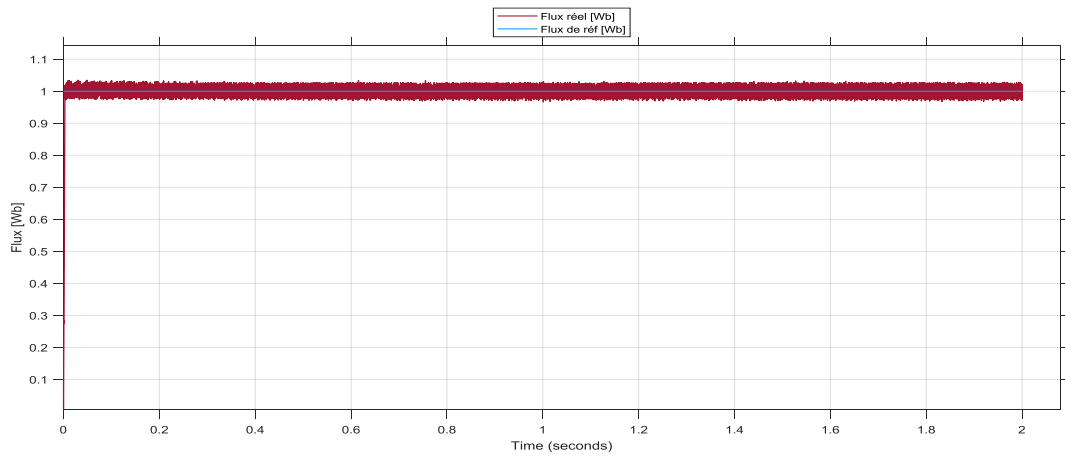


Figure III.7 Le flux.

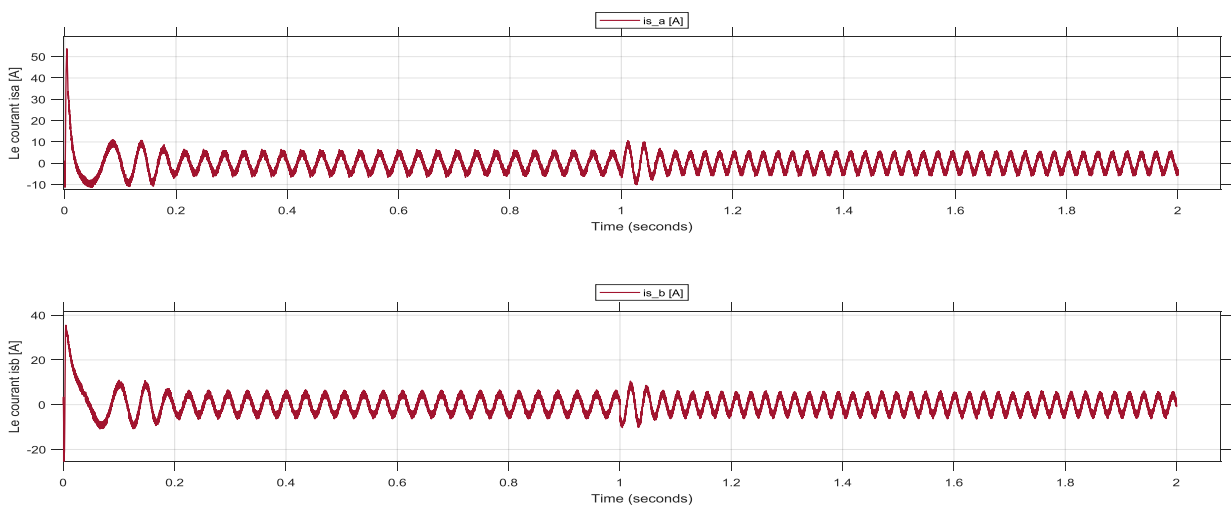


Figure III.8 Le courant I_{sa} et I_{sb} .

Les Figure III.5 – Figure III.8 représentent la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les flux rotorique et les courants statoriques, de la machine asynchrone sous le contrôle direct de couple avec un profil de vitesse variable avec couple de charge. Après un régime transitoire, on remarque que la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence. Un fort appel du courant apparaît pour développer un couple de démarrage important, puis il se diminue jusqu'à une valeur presque nulle. La forme des courants statoriques sont quasi sinusoïdales.

▪ **Essai en charge avec variation de vitesse :**

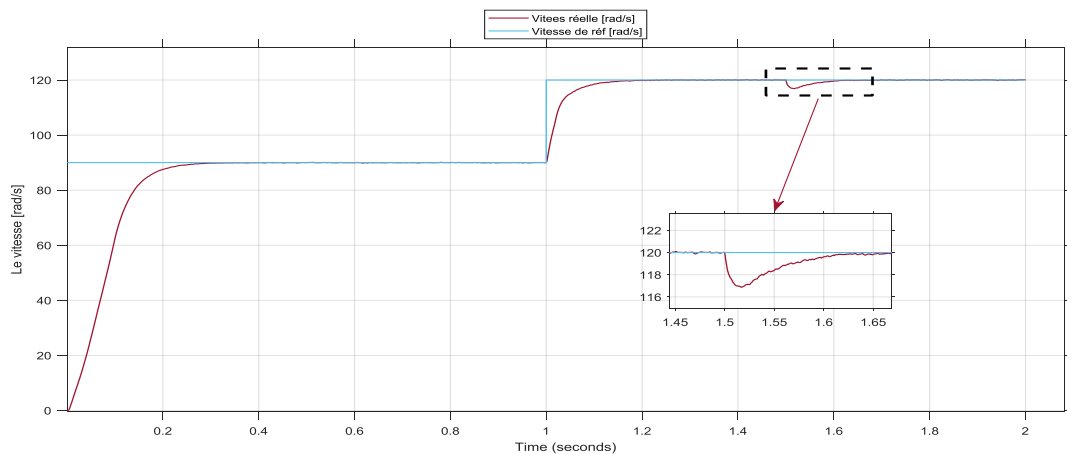


Figure III.9 Vitesse de rotation.

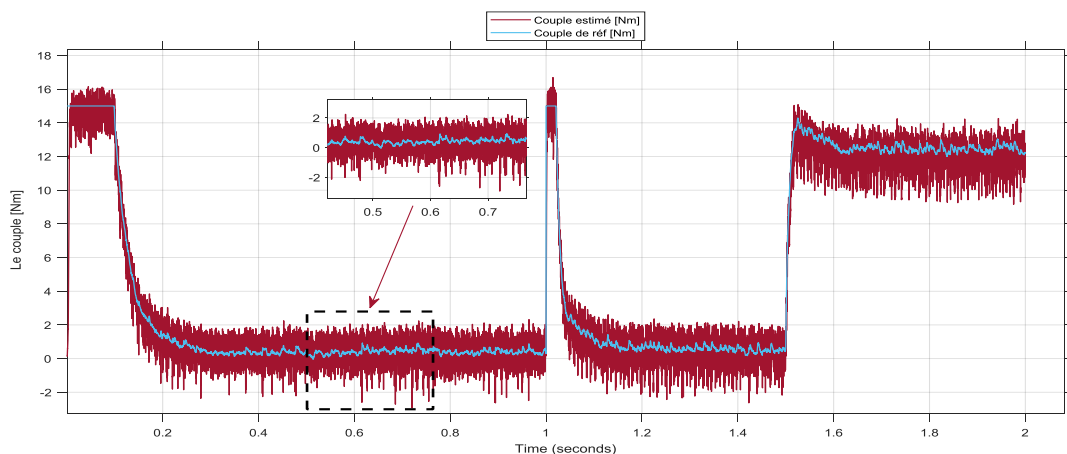


Figure III.10 Couple électromagnétique.

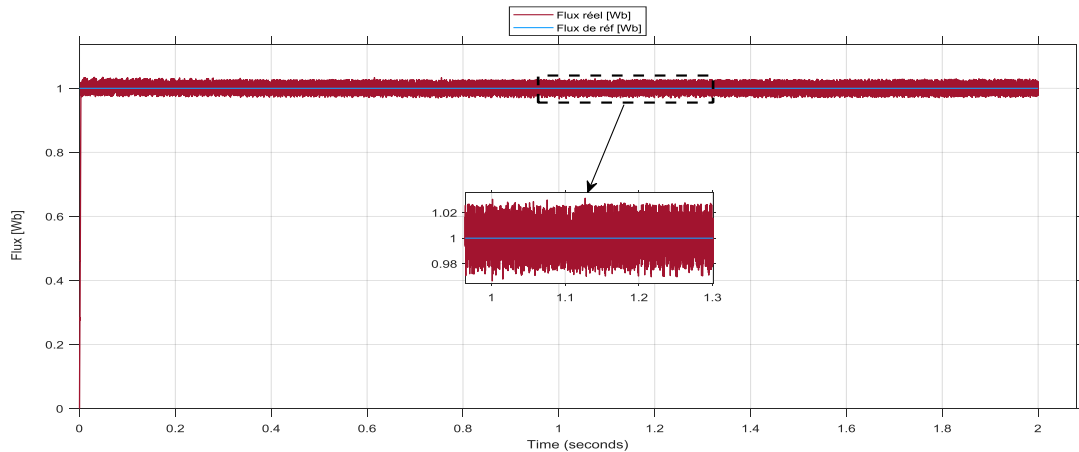


Figure III.11 Flux rotorique.

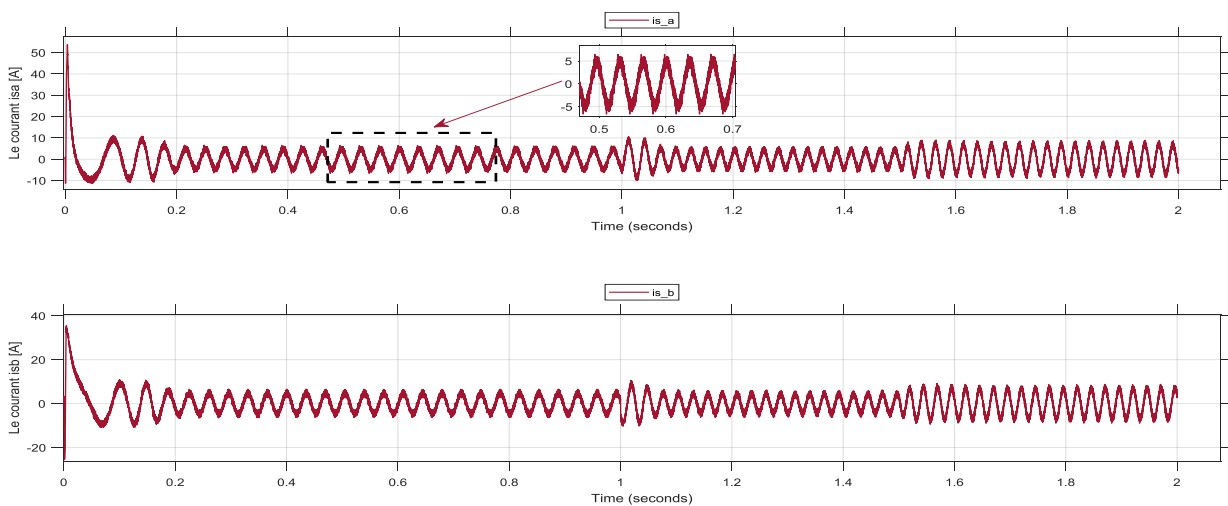


Figure III.12 Le courant I_{sa} et I_{sb} .

Les Figure III.9 - Figure III.12 représentent la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les flux rotorique et les courants statoriques, de la machine asynchrone sous le contrôle direct de couple avec un profil de vitesse variable avec couple de charge. Après un régime transitoire, on remarque que la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence.

Un fort appel du courant apparaît pour développer un couple de démarrage important, puis il se diminue jusqu'à une valeur presque nulle dans le premier temps puis à la valeur du couple de charge après l'application de la charge.

La commande DTC-SVM présente des bonnes performances dynamique et statique pour l'évolution du couple électromagnétique. La forme des courants statoriques sont quasi sinusoïdales.

▪ Essai de inversedement de vitesse :

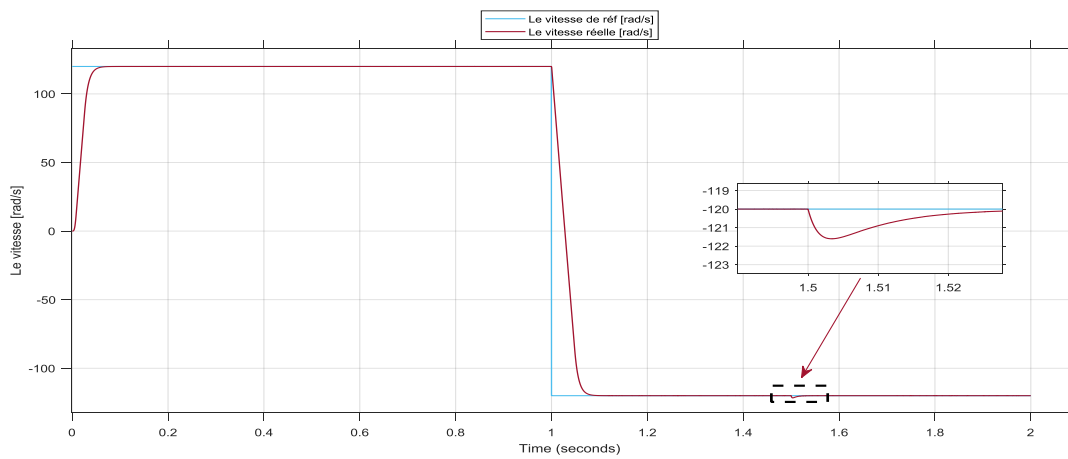


Figure III.13 Vitesse de rotation.

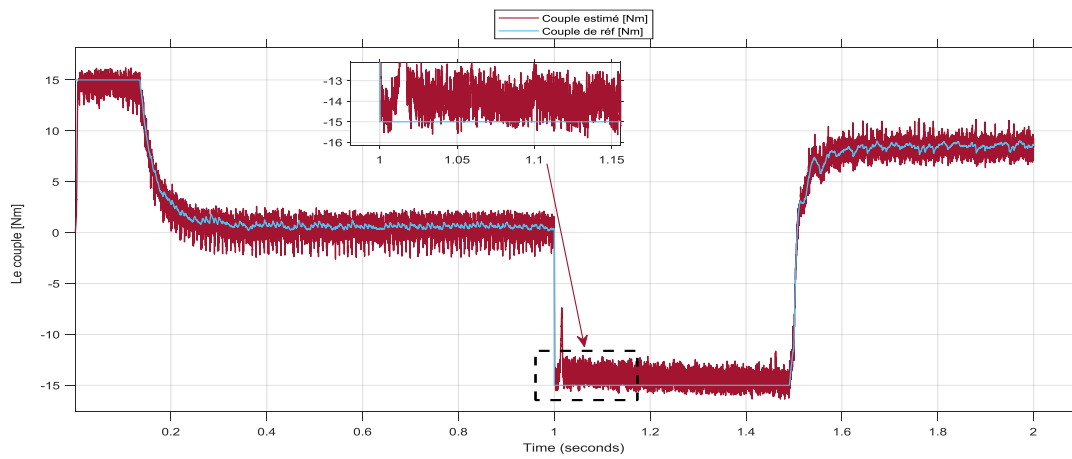


Figure III.14 Couple électromagnétique.

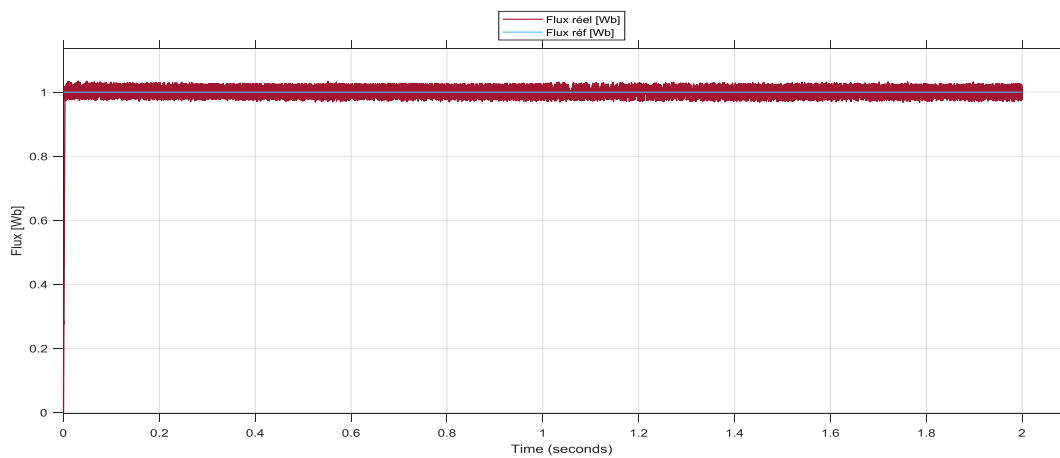


Figure III.15 Flux rotorique.

▪ **La trajectoire :**

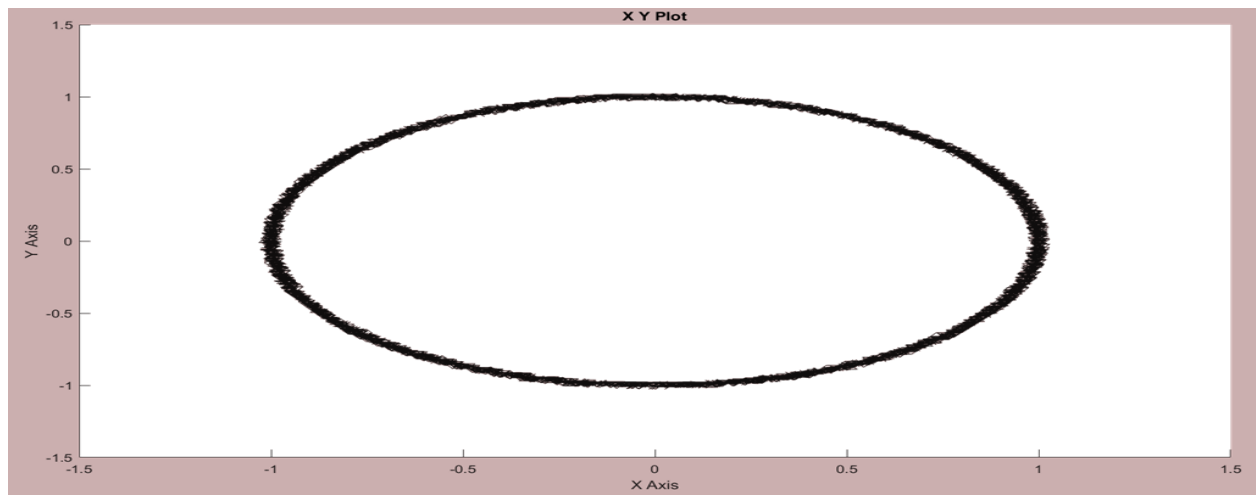


Figure III.16 Trajectoire de flux.

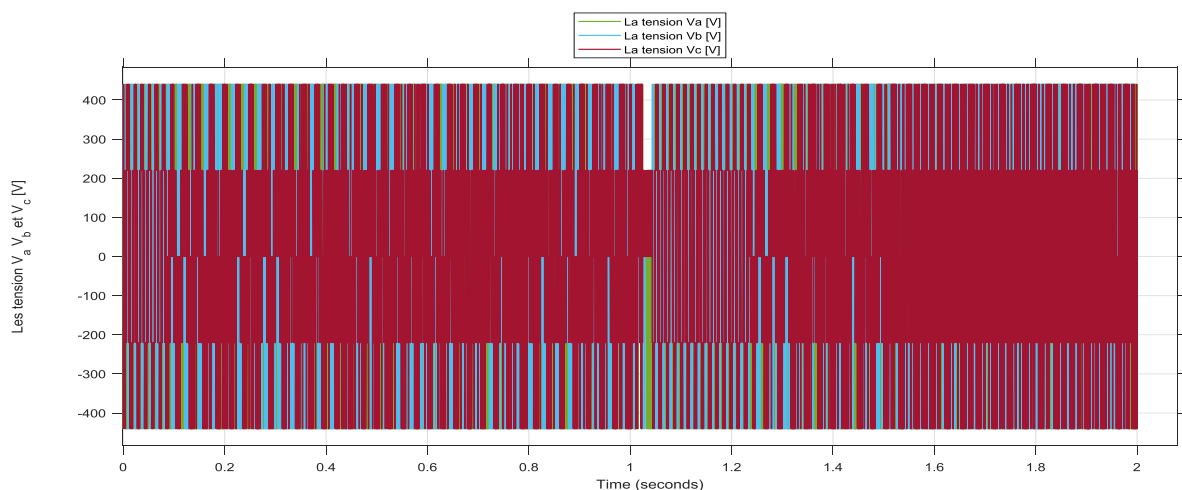


Figure III.17 Les tensions statorique V_a , V_b et V_c .

Afin de tester la robustesse de la commande DTC-SVM vis-à-vis au inversement de vitesse :

Cette expérience montre que grâce à cette technique, les ondulations du couple moteur et du flux sont réduites au maximum, et cette technique nous donne aussi une fréquence constante des interrupteurs.

Et donc on peut dire qu'on a surmonté la plupart des problèmes auxquels nous étions confrontés dans les techniques précédentes, et nous avons donc atteint la meilleure technique avec laquelle nous pouvons travailler.

III.7 Les avantages de la MLI vectorielle :

Les avantages de la MLI vectorielle vis-à-vis la MLI sinusoïdale sont comme suit : [42]

- La MLI vectorielle offre comme principal avantage de minimiser les harmoniques de tension et d'augmenter le rendement de l'onduleur de 15% par rapport à la MLI sinusoïdale.
- Seulement une vectrice tension de référence est commandée pour générer trois ondes sinusoïdales.
- L'implantation de la MLI vectorielle en temps réel est plus facile.
- La flexibilité de sélectionner les états inactifs état 0 et leur distribution sur une période d'échantillonnage nous donnent deux degrés de liberté.
- Comme la vectrice tension de référence est une quantité à deux dimensions et il est faisable d'implanter la MLI vectorielle avec les techniques de commande vectorielle avancées des machines à courant alternatif.

III.8 Comparaison entre la commande DTC et (DTC-SVM):

La commande (DTC-SVM) :
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Elle se base sur le calcul prédictif du vecteur de tension de référence. ▪ La fréquence de commutation est constante. ▪ La diminution des ondulations de couple et du courant. ▪ La (DTC-SVM) est plus compliquée que la DTC classique.
La commande (DTC) :
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Robuste contre les variations paramétriques de la machine asynchrone. ▪ Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique. ▪ La dynamique rapide de couple et de flux. ▪ Cependant cette commande présente ces inconvénients : ▪ La fréquence de commutation est variable. ▪ Les ondulations du couple et de flux autour des bandes hystérésis. ▪ En basse vitesse, le flux est difficile de contrôler.

Tableau III.5 Résumé de l'état de l'art des stratégies de commande pour MAS.

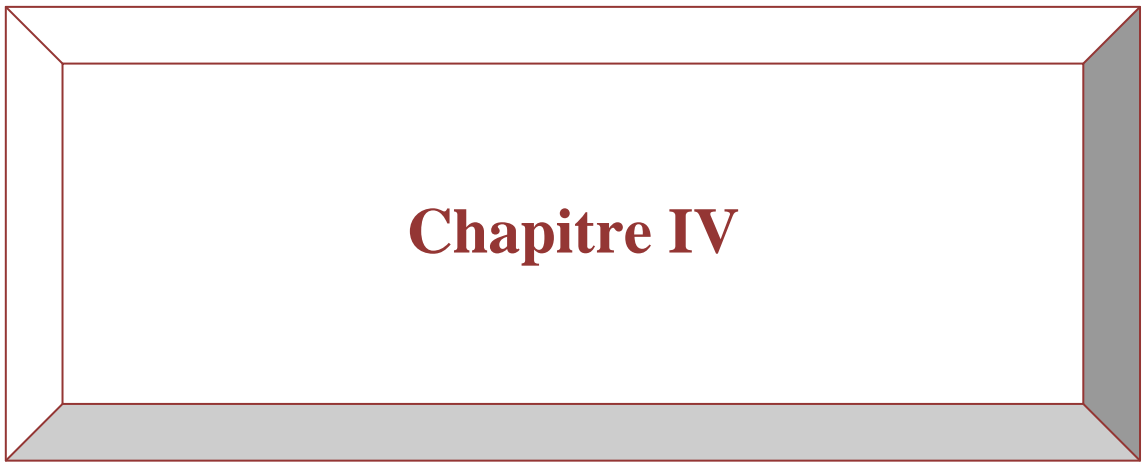
III.9 Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à l'étude de la technique de commande DTC-SVM appliquée à la machine asynchrone à cage. La structure de cette technique de commande est basée sur l'utilisation des régulateurs (**PI**) est réalisée pour le couple, flux et (**IP**) pour la vitesse et de la modulation vectorielle SVM.

On base sur la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation la commande (DTC-SVM) améliore la qualité de signal du couple et de courant et la réduction des ondulations du couple et du flux et améliore les pertes excessive dans le convertisseur de puissance (l'onduleur).

Donc, on peut dire que la commande (DTC-SVM) présente de hautes performances statiques et dynamiques.

Suivant les résultats obtenus, la DTC-SVM proposée offre une solution de rechange évitant les inconvénients de la DTC classique.



IV. Validation Expérimentale

IV.1 Introduction :

L'objectif de ce chapitre:

- Description les différentes parties du banc de test.
- Essais expérimentaux (commande scalaire et vectorielle).
- Identification hors ligne des paramètres de la machine asynchrone.

IV.2 Description les différentes parties du banc de test :

Le banc d'essai utilisé a été utilisé pour la vérification expérimentale des techniques de commande de moteur asynchrone, (la commande scalaire et vectorielle). Grâce à un environnement logiciel basé sur l'ensemble MATLAB/SIMULINK équipé d'une carte DSPACE.

D'abord de décrire les différentes parties du banc de test que nous avons installé, ainsi que de présenter la carte DSPACE et son logiciel d'exploitation utilisés pour cette étude. Il est possible de paramétrer plusieurs lois de commande et observations.



Figure IV.1 Banc d'essai expérimental.

IV.2.1 Les moyens utilisés :

IV.2.1.1 Partie électronique de puissance :

- alimentation triphasée :

Il permet d'alimenter le moteur directement pour des démarrages rapides ou via un onduleur. Il est utilisé pour modifier la valeur efficace de la tension entre phases.

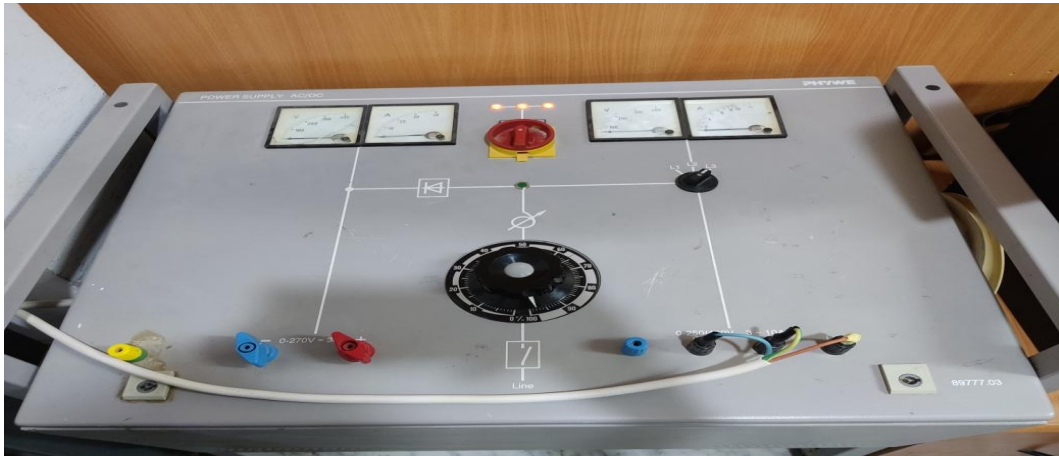


Figure IV.2 Alimentation triphasée.

- Onduleur de tension :

Il se compose de trois bras de pont, chaque demi-bras se compose d'un IGBT et d'une diode antiparallèle. L'alimentation triphasée (0-380V entre phases) permet de réguler le niveau de tension sur le bus continu en sortie du pont redresseur à diodes.

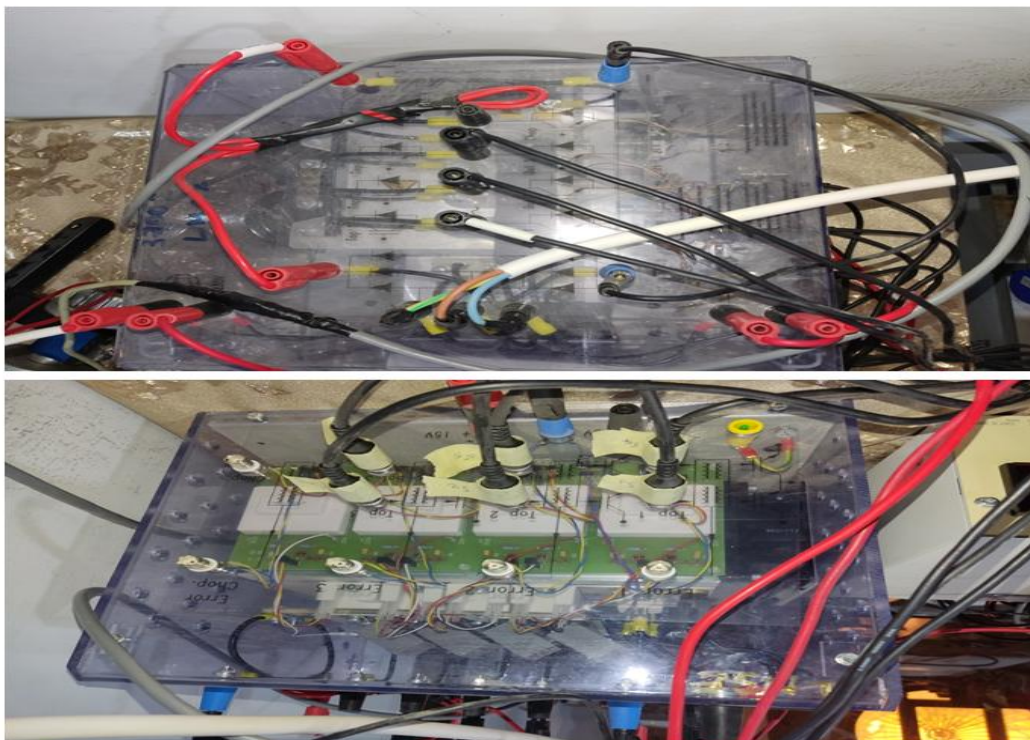


Figure IV.3 Onduleur de tension triphasé.

- **Capteur de mesure des courants et tensions :**

Si le capteur est utilisé pour mesurer le courant triphasé. Les capteurs de courant sont limités à 25A et les capteurs de tension sont limités à 1000V.



Figure IV.4 Capteurs des Courants.



Figure IV.5 Capteurs des Tensions.

- **Circuit adaptateur 5V/+15V :**

La carte d'interface permet d'attaquer les IGBT avec des niveaux de tension similaires, et sa fonction est d'assurer le niveau de tension de 5V à 15V.

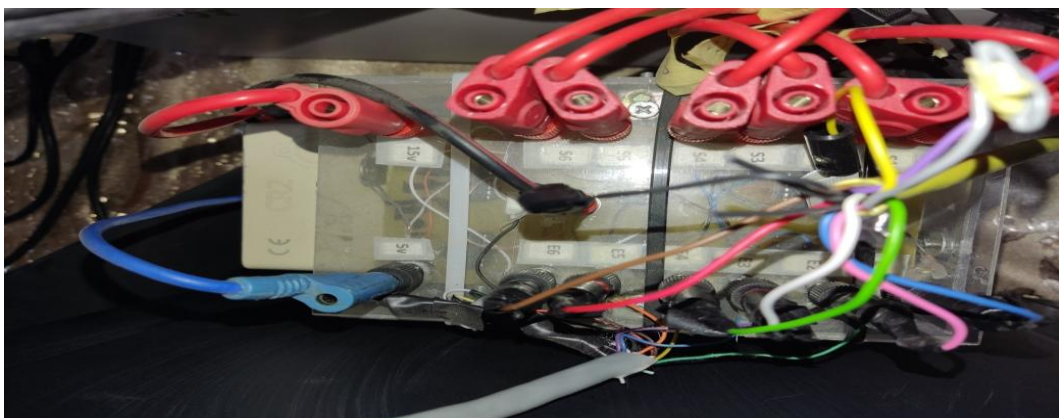


Figure IV.6 Le Circuit adaptateur 5v/+15v.

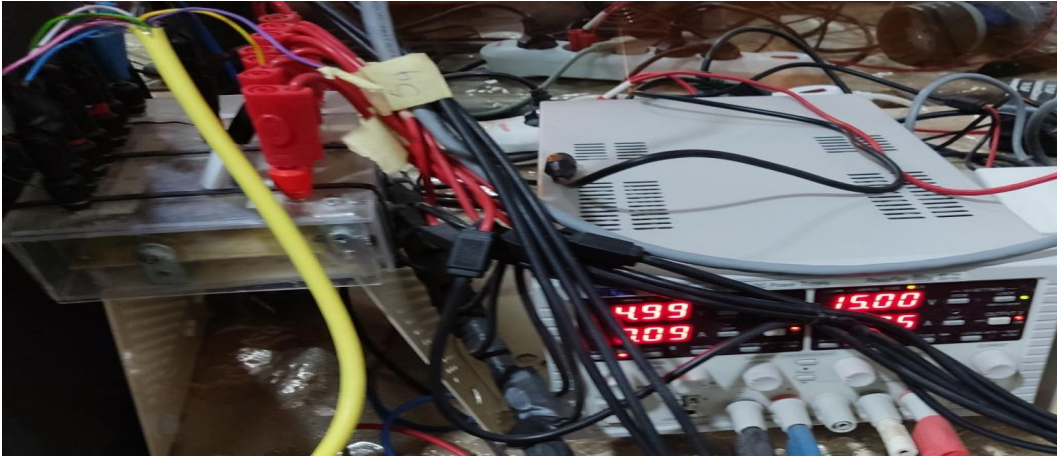


Figure IV.7 Alimentation 15V.

IV.2.1.2 Partie mécanique :

- Un moteur Asynchrone triphasé :

Le moteur est un moteur à cage d'écurieil et les enroulements sont connectés en étoile.

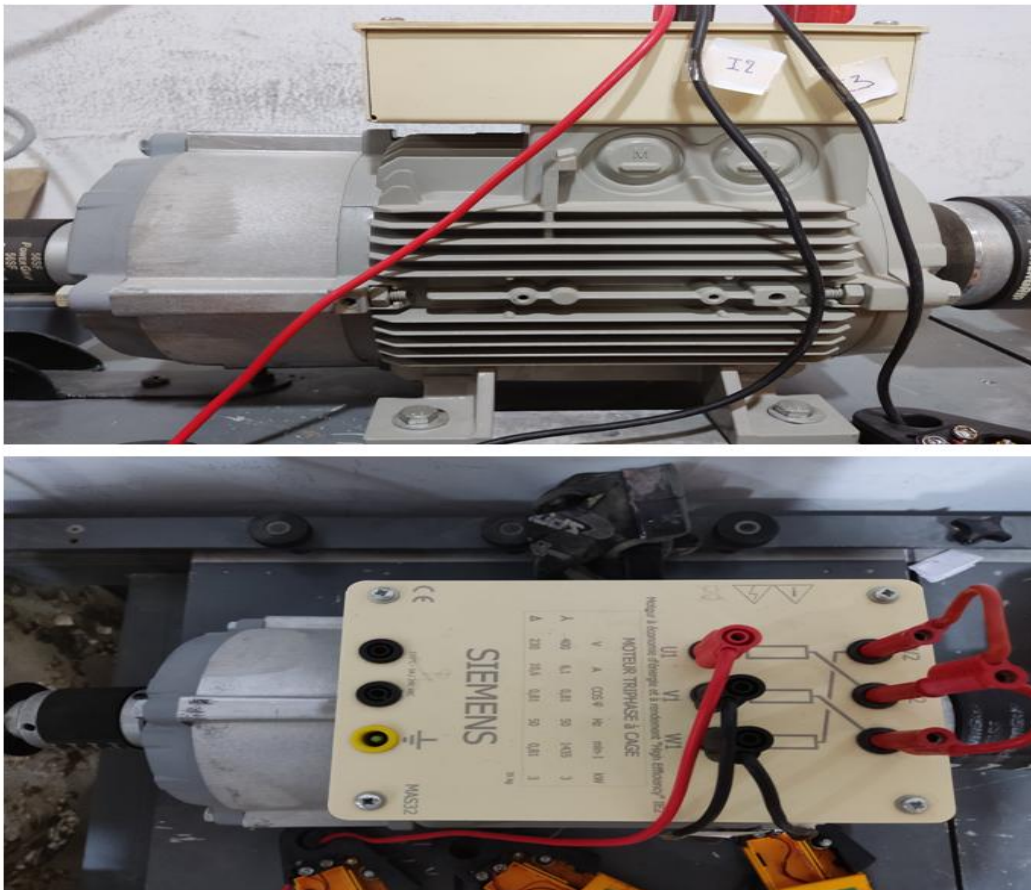


Figure IV.8 Moteur asynchrone à cage.

- **La charge :**

La charge se compose est Génératrice, excitation et Charge RL.

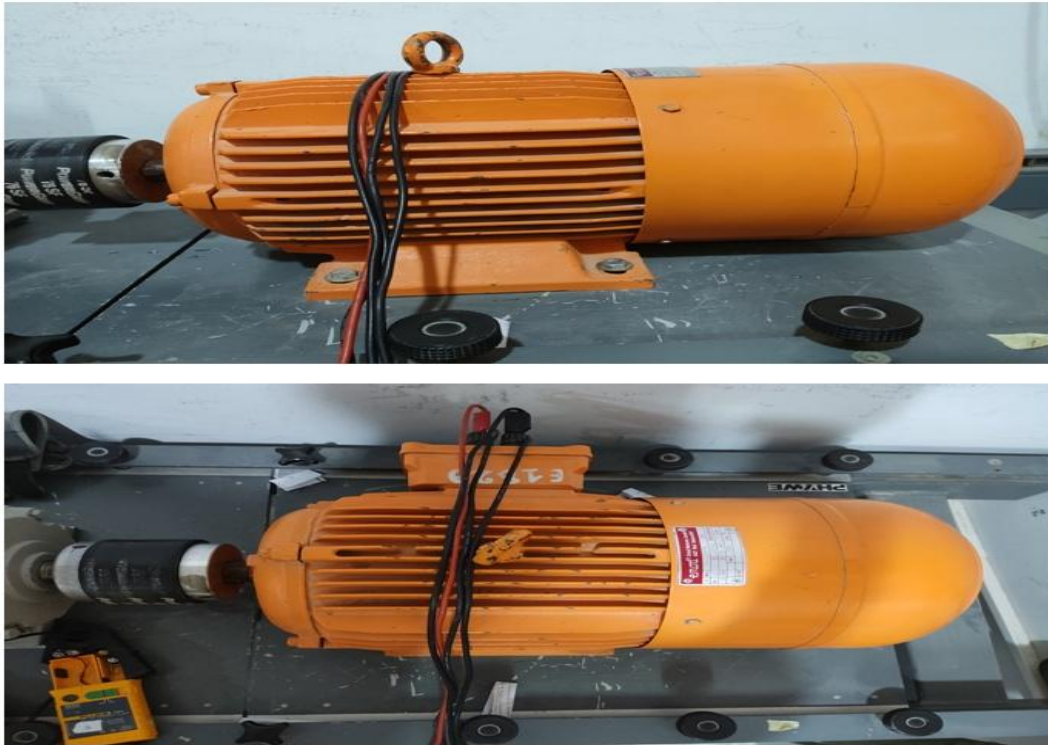


Figure IV.9 La génératrice.



Figure IV.10 Excitation.



Figure IV.11 Charge RL.

▪ Capture de vitesse :

Il permet de mesurer la vitesse.



Figure IV.12 Capture de vitesse.

IV.2.1.3 Partie – Carte DSPACE 1104 – :

La photo de (La Figure IV.13) représente la carte DSPACE, qui assure l'aspect numérique de la commande depuis l'acquisition numérique des signaux d'entrée jusqu'aux signaux de sorties de commande. [43]



Figure IV.13 Carte DSPACE 1104

- La carte DSPACE contient les éléments suivants:
 - Mémoires.
 - Deux processeurs (maître et esclave).
 - Temporisateurs et des interfaces.
 - Contrôleurs d'interruption.
- **Processeur Maître PPC :**
- L'unité principale de traitement, Motorola MPC8240 qui se compose de:
 - ✓ Contrôleur synchrone de la mémoire DRAM.
 - ✓ Un noyau Power PC 603 (Horloge interne à 250 MHz).
 - ✓ Plusieurs temporisateurs.
 - ✓ Une interface PCI.
 - ✓ Un contrôleur d'interruption.
- Le processeur maître PPC contrôle les unités d'entrée/sortie suivantes:
 - ✓ Unité d'entrée/sortie numérique 20 bits.
 - ✓ Interface du codeur incrémental (2).
 - ✓ Interface sortie série RS232 et RS285.
 - ✓ Unité des DAC (Digital Analog Converter) :
Comportant 8 convertisseurs: numériques/analogiques (16 bits).
 - ✓ Unité des ADC (Analog Digital Converter) :
Comportant 8 convertisseurs analogiques/numériques (4 en 16 bits; 4 en 12 bits).
- **Processeur esclave DSP :**

Il se compose d'un DSP (Digital Signal Processor), processeur TMS 320F240 de Texas Instruments, et ses principales caractéristiques sont :

- Fonctionnement à 25MHz.
- Avec une mémoire utilisée pour la commutation a avec le maître PPC.
- Le DSP esclave fournit les dispositifs d'entrée/sortie suivants:
 - ✓ Unité de synchronisation numérique d'entrée/sortie qui permet de générer et mesurer des signaux PWM et des signaux carrés.
 - ✓ Unité d'entrée/sortie numérique.
 - ✓ Interface périphérique série (SPI: Serial Peripheral Interface).

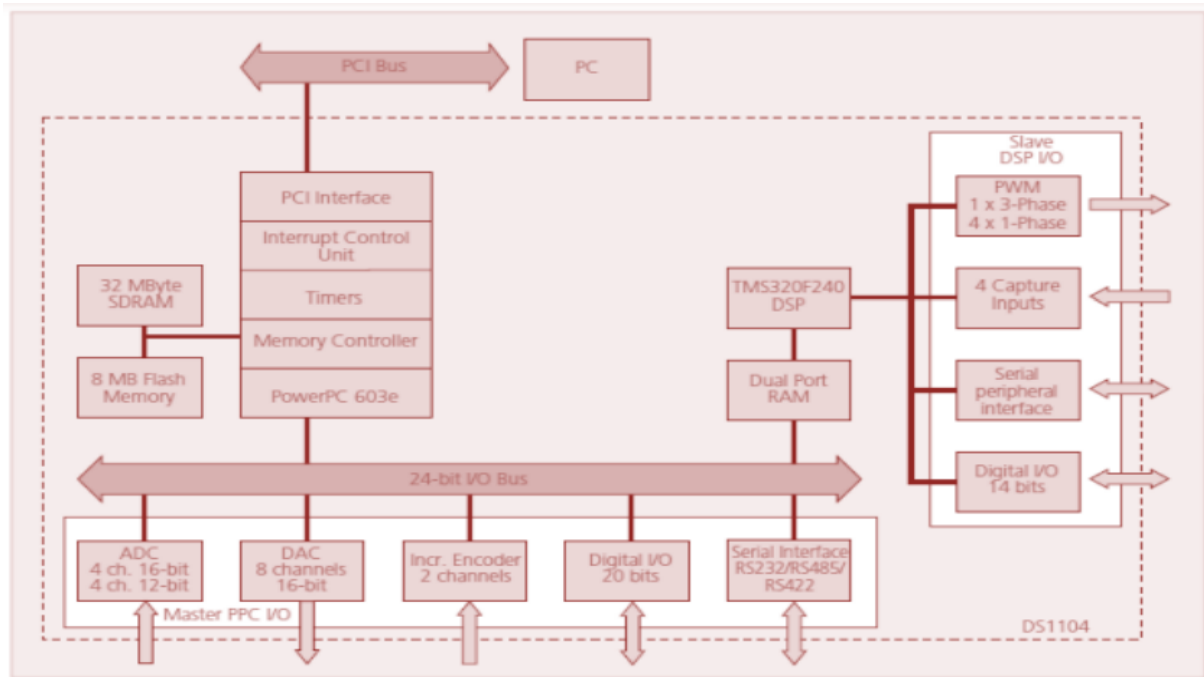


Figure IV.14 Architecture du DS1104.

▪ **Control Panel- CLP 1104 :**

Il se connecte à la carte DSPACE via un câble blindé et accepte les signaux analogiques via un connecteur BNC. Le CLP 1104 sert d'interface entre cette carte et environnement externe.

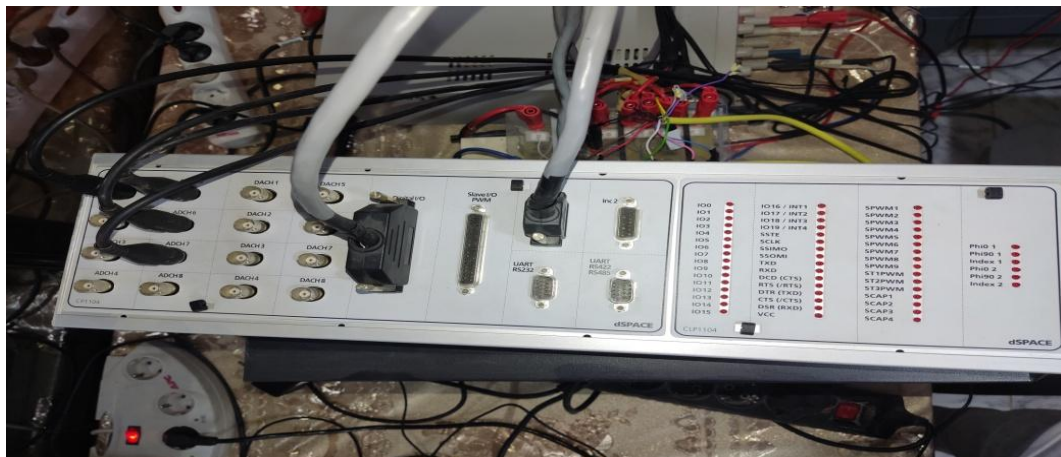


Figure IV.15 Génération et contrôle des impulsions par le contrôle panel CP1104.

▪ **Interface Control Desk :**

Control Desk est une interface qui permet de visualiser en temps réel les différentes variables des fichiers développés sous SIMULINK et également de modifier les paramètres qui définissent le mode de fonctionnement des blocs qui composent le diagramme SIMULINK. La visualisation des variables ou des signaux et la modification des paramètres peuvent être réalisées à l'aide d'outils graphiques de son choix.

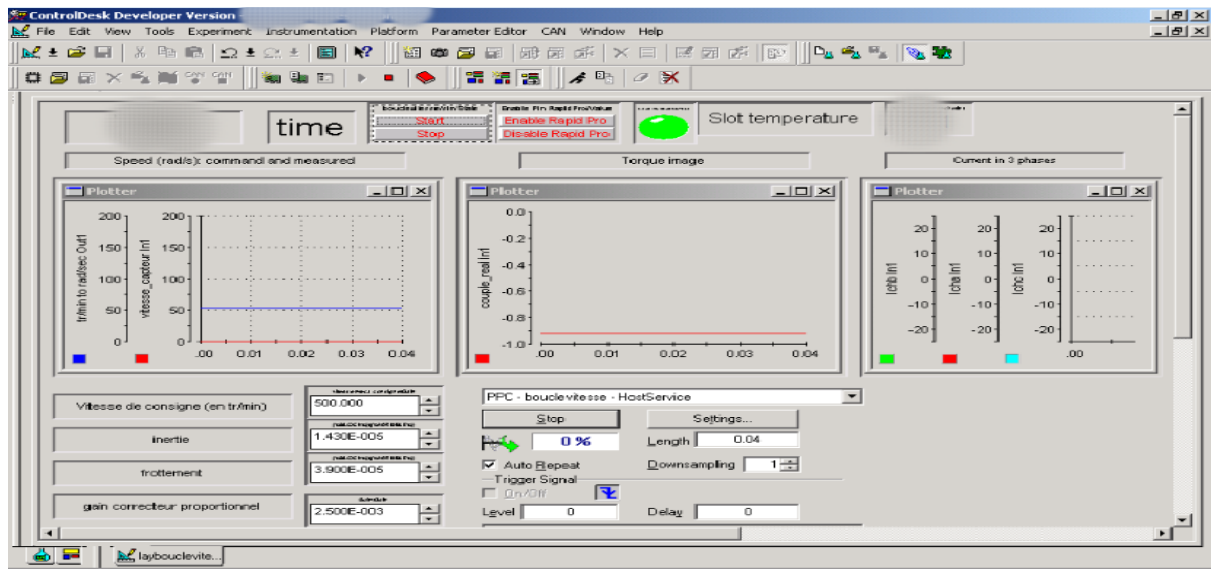


Figure IV.16 Logiciel control desk.

IV.3 Essais expérimentaux :

Le schéma bloc général du banc d'essai expérimental est donné par la figure suivante :

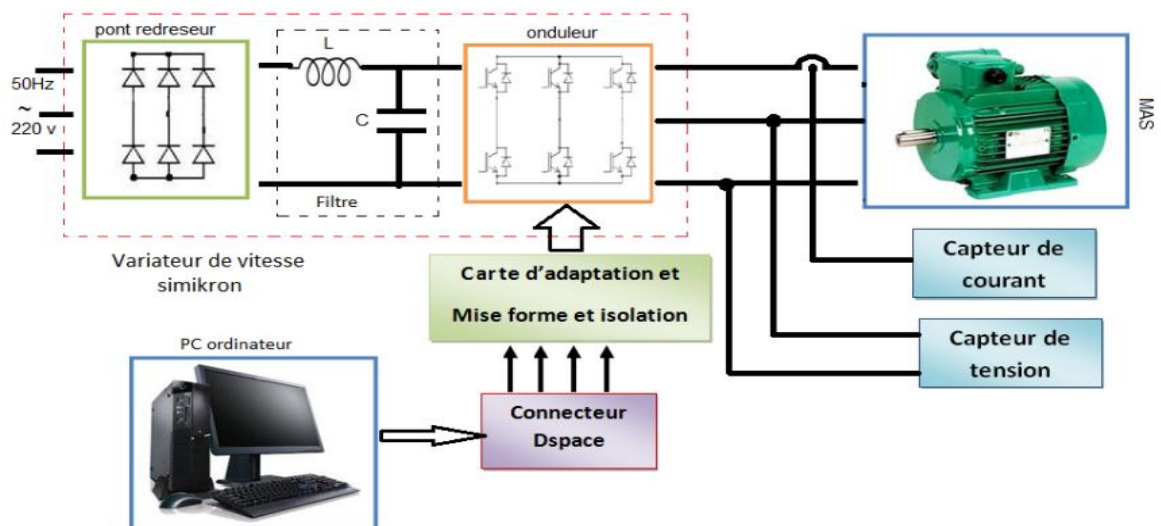


Figure IV.17 présenter le banc d'essai.

IV.3.1 Les résultats de validation :

IV.3.1.1 La commande scalaire :

■ La vitesse [tr/min] :

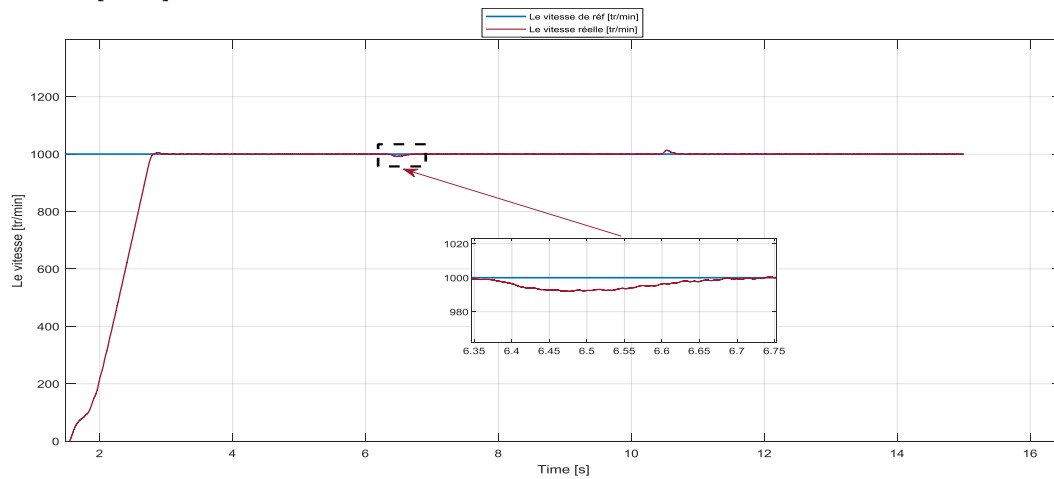


Figure IV.18 La vitesse de la machine asynchrone en charge en fonction de temps.

■ Les courants I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} [A] :

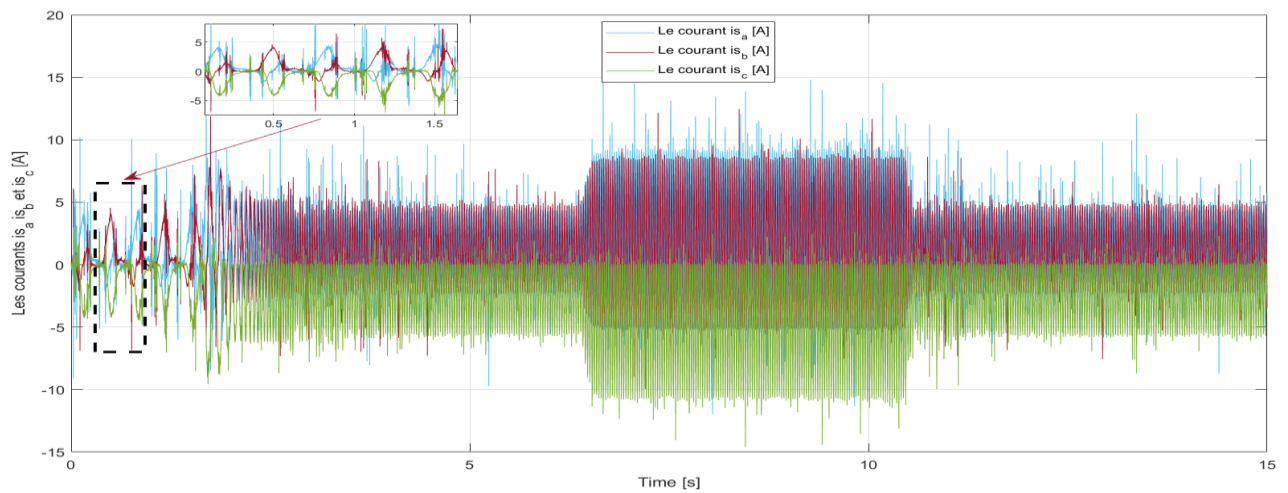


Figure IV.19 Le courant I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} de la machine asynchrone en charge en fonction de temps.

IV.3.1.2 La commande vectorielle :

■ La vitesse [tr/min] :

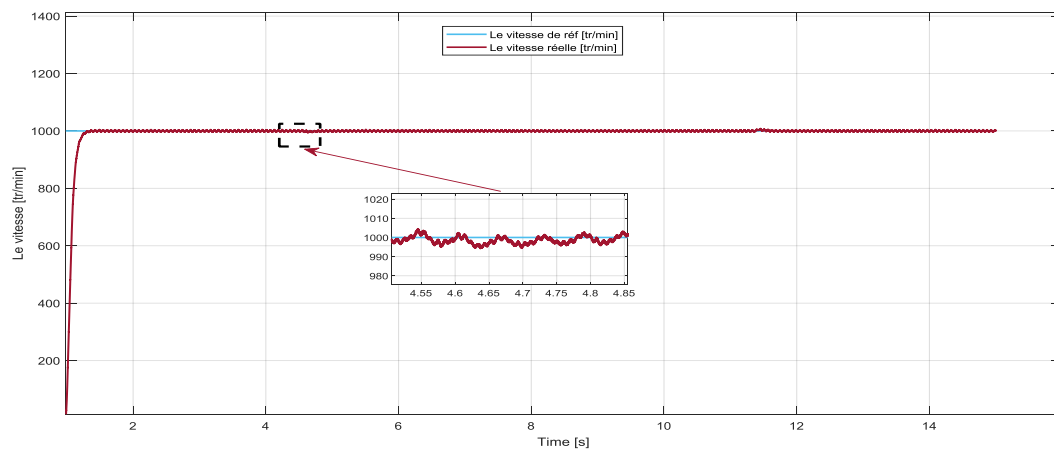


Figure IV.20 La vitesse de la machine asynchrone en charge en fonction de temps.

▪ C_{em} [Nm] :

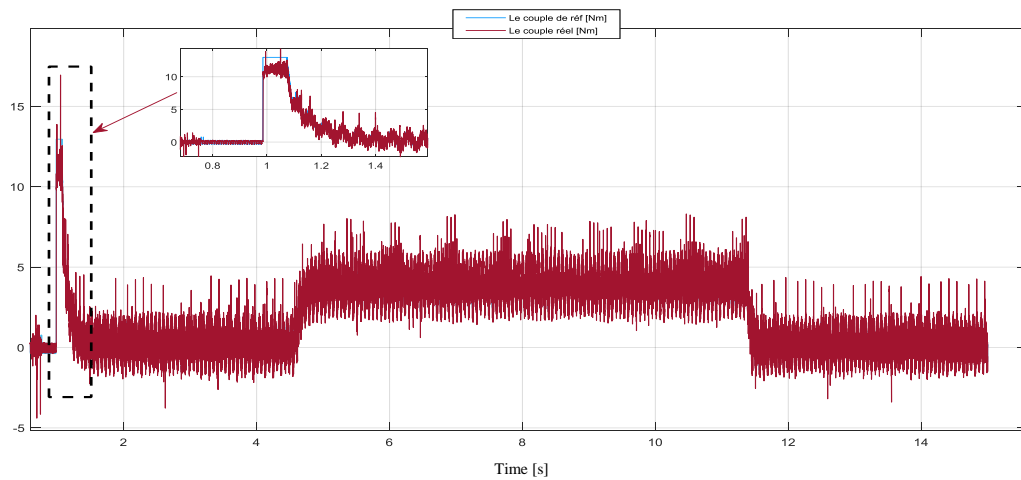


Figure IV.21 Le couple de la machine asynchrone en charge en fonction de temps.

▪ Le flux [wb] :

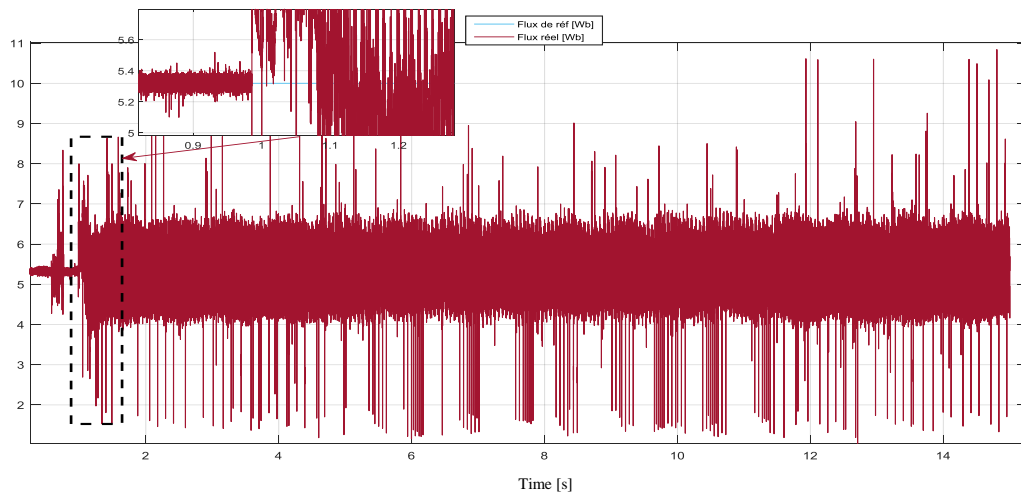


Figure IV.22 Flux de la machine asynchrone en charge en fonction de temps.

▪ Les courants I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} [A] :

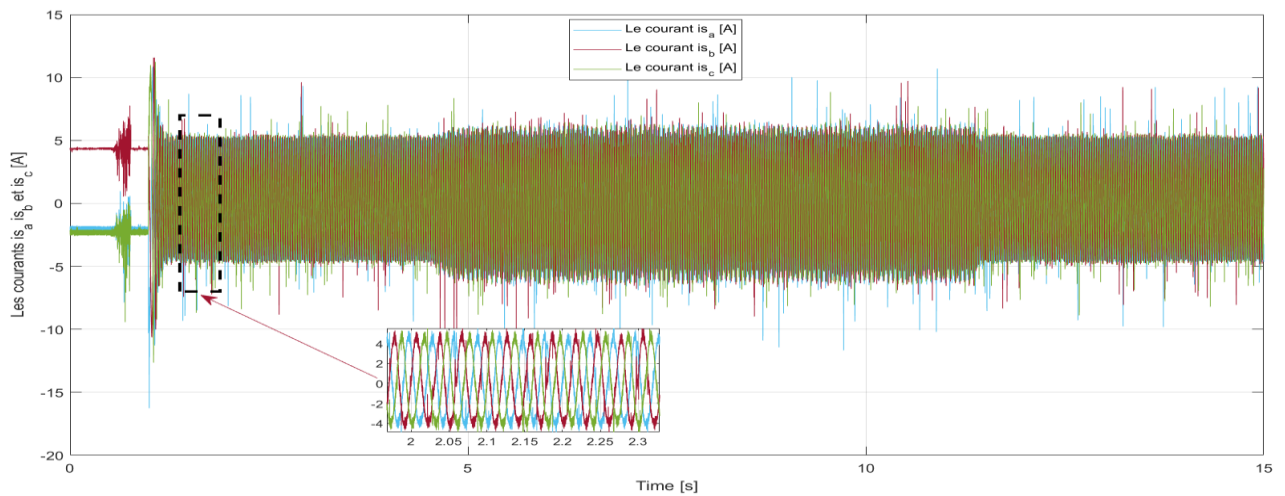


Figure IV.23 Le courant I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} de la machine asynchrone en charge en fonction de temps.

IV.3.2 Interprétation des résultats :

Les courbes récupérées sur CONTROLDESK sont issues du démarrage à vide suivi d'une charge de valeur 5 [Nm] a appliquée à la $t= 6.3$ seconde et une fréquence de 3.5 [kHz] dans la commande scalaire et même valeur de couple charge a appliquée sur la commande vectorielle en 4.4s et une fréquence de 5 [kHz]. Les résultats aboutis permettent de faire les interprétations suivantes:

▪ La commande scalaire :

Nous remarquons que la courbe de vitesse suit sa vitesse de référence même après l'application de la charge, avec un temps de réponse court, ce qui montre l'efficacité du notre régulateur PI et par conséquent le contrôle scalaire (Figure IV.18).

Avec les courants (I_{sa} , I_{sb} et I_{sc}) sont formés quasi-sinusoïdaux et moins du bruit (Figure IV.19).

Qu'augmentation de la fréquence de commutation minimisée du bruit de moteur et par conséquent réduit des ondulations au niveau des courants.

▪ La commande vectorielle :

On constate que les quatre grandeurs régulées (Vitesse, Couple moteur C_e , Flux et Courants statoriques I_{sa} , I_{sb} et I_{sc}) suivent correctement leurs consignes.

La Figure IV.20, Figure IV.22 et Figure IV.23 montre les résultats expérimentaux pour un essai en poursuite avec charge variable. En termes de poursuite en vitesse, la poursuite est obtenue avec des performances satisfaisantes exactement, avec un temps de réponse très court. Le flux et les courants statoriques restent très acceptable, avec les courants sont formés sinusoïdale. Et avec moins de bruit de moteur que l'expérience précédente.

La réponse et la forme de couple électromagnétique sont très bien, et ce couple suit couple charge et l'estimation de consignes comme indiqué sur la Figure IV.21.

IV.4 Identification hors ligne des paramètres de la machine asynchrone :

Il s'agit de la méthodologie qui a été suivie pour identifier les paramètres de machine asynchrones. La démarche qui a été suivie pour l'identification est basée sur trois essais classiques : essai à courant continu, essai à vide et essai à rotor bloqué ou essai en charge à la vitesse de synchronisme.

Dans ce qui suit, nous allons présenter les mesures et les calculs relatifs à la machine (à cage d'écuriel).

IV.4.1 Détermination de la résistance statorique : R_s

Mesurer la résistance directement avec un ohmmètre

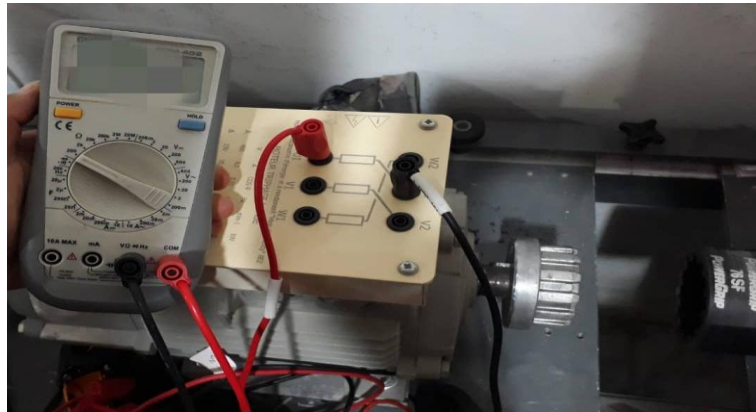


Figure IV.24 Mesure le valeur de résistance statorique.

Après la mesure : $R_s = 1.4 \Omega$

IV.4.2 Détermination de L_s et R_f (Essai à vide) :

Dans l'essai à vide, à la vitesse de synchronisme, le modèle se réduit aux trois éléments :

R_s , R_f et L_s

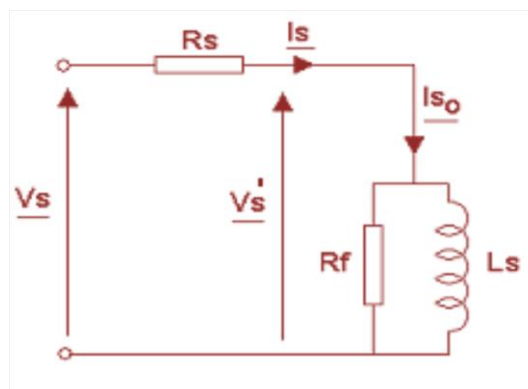


Figure IV.25

Cet essai nécessite la mesure de V_s , I_{s0} et de la puissance active consommée : P_{s0} (La Figure IV.26). C'est la méthode des deux wattmètres qui est utilisée. Un seul wattmètre suffit dans le cas où l'on dispose d'un commutateur de wattmètre.

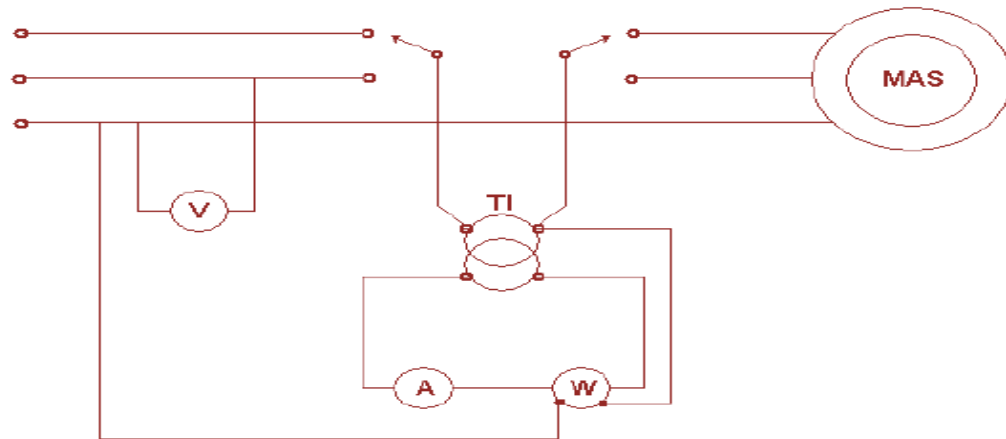


Figure IV.26

V_s [V]	I_{s0} [A]	P_{s0} [W]	Q_{s0} [VAR]	P_{jrs0} [W]	$P_f + P_{méc}$ [W]	P_f [W]
100,61	1,08	66,33	344,9	4,89888	61,43112	24,93112
141,63	1,69	97,71	713	11,99562	85,71438	49,21438
179,43	2,354	137,07	1231,2	23,2735272	113,7964728	77,2964728
210	3,118	183,7	1882,3	40,8320808	142,8679192	106,3679192
233,1	4,017	240,1	2713	67,7724138	172,3275862	135,8275862

Tableau IV.1

Dans un fonctionnement à vide, le moteur asynchrone absorbe une puissance P_{a0} qui correspond à la somme des pertes mécaniques, ferromagnétiques (**fer**) et Joules au stator.

En traçant la courbe de la puissance $P_f + P_{méc}$ en fonction du carré de la tension d'alimentation, on obtient en principe une droite dont le prolongement jusqu'à la tension nulle donne les pertes mécanique, soit :

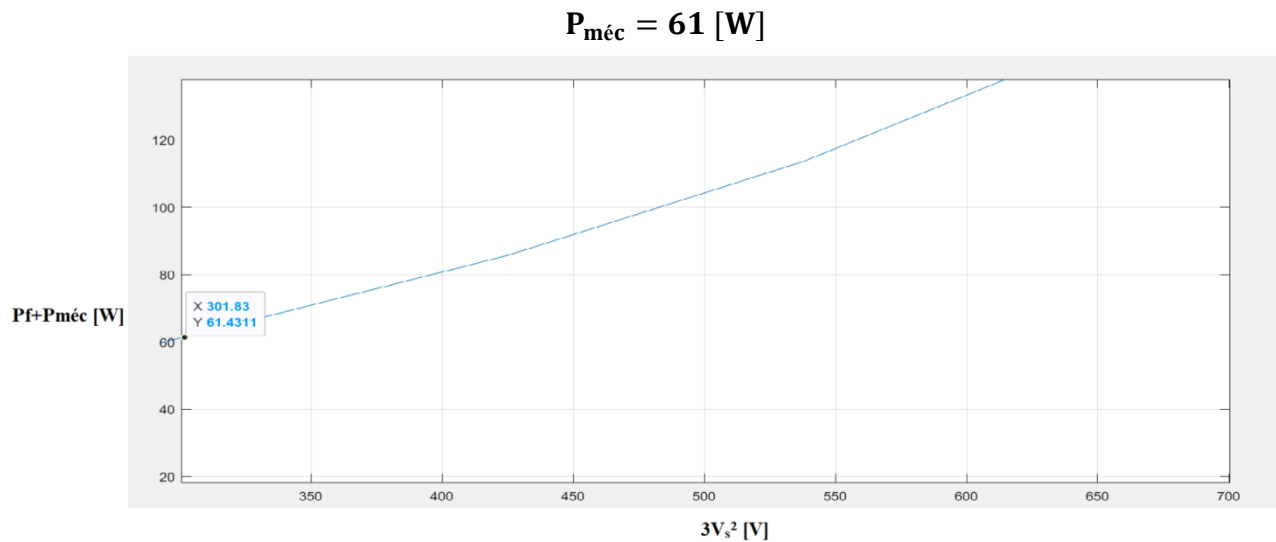


Figure IV.27

Les pertes Joules statoriques s'expriment par la relation :

$$P_{js} = R_s I_s^2 \quad (\text{éq: IV-1})$$

En négligeant la chute de tension aux bornes de R_s , les pertes fer peuvent s'exprimer sous la forme:

$$P_f = \frac{3}{R_f} V_s^2 \quad (\text{éq: IV-2})$$

L'inductance cyclique L_s est donnée par la relation :

$$L_s = 3 \frac{V_s^2}{Q_{s0} \omega_s} \quad (\text{éq: IV-3})$$

Application numérique : (exemple)

Donc R_f , L_s et L_r :

$R_f \text{ [}\Omega\text{]}$	$L_r=L_s \text{ [H]}$
1218,040597	0,280259592
1222,755843	0,268653413
1249,5444	0,249708249
1243,796071	0,223728406
1200,101059	0,191252066

Tableau IV.2

Nous remarquons que pour cet essai réalisé à vide, que la machine consomme essentiellement de la puissance réactive. Celle-ci est consommée par l'inductance L_s et sert à générer le flux dans l'entrefer. Les pertes fer étant inversement proportionnel les à la résistance R_f , on a tout intérêt à ce que cette dernière soit grande pour pouvoir minimiser ces pertes et donc disposer d'un meilleur rendement.

IV.4.3 Détermination des paramètres mécaniques J , f :

La détermination du coefficient de frottement visqueux et du moment d'inertie est basée sur la mesure des pertes mécaniques lorsque la machine tourne à une vitesse donnée et sur le relevé de la courbe de ralentissement. D'après (La Figure IV.28), le moment d'inertie J peut être calculée par:

$$J = \frac{P_{mec}}{\Omega_n \left(\frac{d\Omega}{dt} \right)_{\Omega=\Omega_n}} \quad (\text{éq: IV-4})$$

Cette relation montre que la mesure du moment d'inertie J dépend de la précision avec laquelle la puissance mécanique est déterminée. Le relevé de la courbe de ralentissement et son approximation par une fonction analytique permet de calculer la dérivée de la vitesse.

En régime permanent à vide, il est légitime de considérer que le couple résistant n'est du qu'aux frottements visqueux ce qui permet de déduire le coefficient de frottement visqueux f à partir de la relation suivante :

$$\frac{d\Omega}{dt} \cong 2\pi \frac{\Delta N}{\Delta t} \frac{1}{60} \quad \text{et} \quad \Omega_n \cong 2\pi \frac{N_n}{60}$$

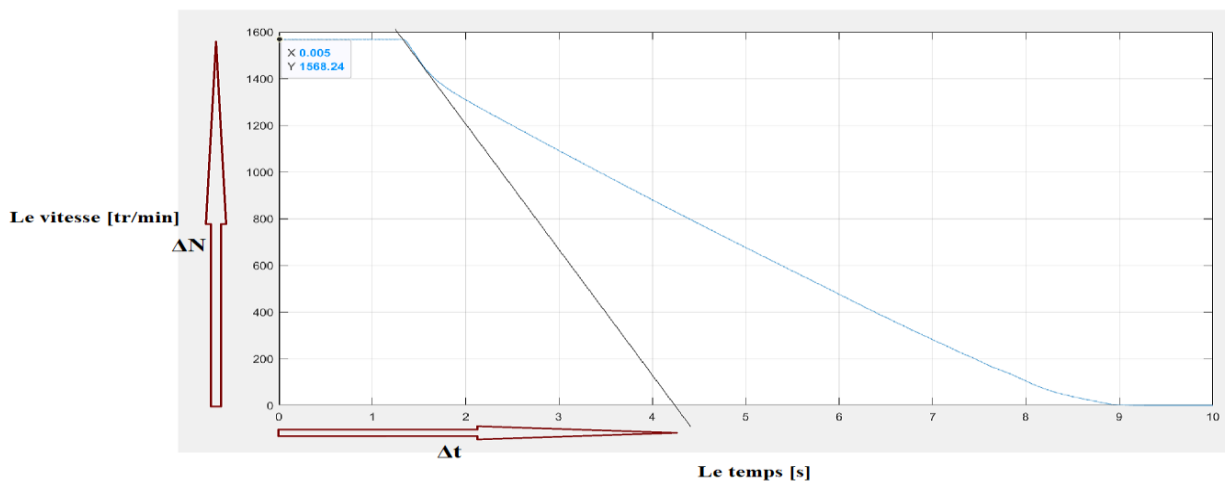


Figure IV.28 Essai de ralentissement.

$$C_{em} = f \cdot \Omega_m \quad (\text{éq: IV-5})$$

Application numérique :

Avec les valeurs suivantes :

$$P_{\text{méc}} = 61 \text{ [W]}$$

$$\Delta N = 1568 \text{ [tr/min]}$$

$$\Delta t = 4.3 \text{ [s]}$$

On trouve :

$$J = 0.03 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$$

IV.4.4 Détermination des paramètres M et R_r :

Parmi les différentes méthodes qui peuvent être envisagées, on peut en citer deux :

- Une basée sur des essais avec le rotor bloqué.
- Une autre basée sur le fonctionnement en charge à la vitesse nominale.

Les deux méthodes seront présentées mais seule la première a été exploitée pour la détermination des éléments M et R_r .

IV.4.4.1 Première méthode (Essai en court-circuit) :

Le rotor étant bloqué ($g=1$), la tension statorique doit être ajustée de telle sorte que le courant statorique soit proche du courant nominal. Dans ces conditions, la tension appliquée devient nettement faible devant la tension nominale, ce qui permet de négliger le courant I_{s0} et réduire le schéma de (La Figure IV.25) à ce qui suit:

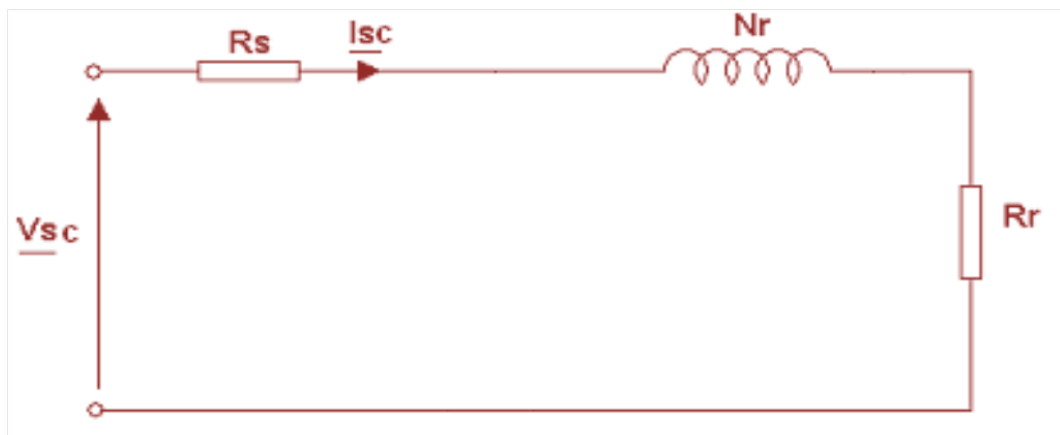


Figure IV.29 Essai avec rotor bloqué.

V_{sc} [V]	I_{sc} [A]	P_{sc} [W]	Q_{sc} [VAR]
10,168	1,547	23,37	48,6
20,68	3,195	95,5	187,7
34,87	5,5	278,4	523,2
46,09	7,32	500,8	911,1
58,94	9,501	846,3	1481,1

Tableau IV.3

La Figure IV.29 permet d'écrire:

$$\begin{cases} P_{sc} \cong 3(R_s + R_r)I_{sc}^2 \\ Q_{sc} \cong 3(N_r \omega_s)I_{sc}^2 \end{cases} \quad (\text{éq: IV-6})$$

On en déduit :

$$R_r = \frac{P_{sc}}{3I_{sc}^2} - R_s \quad (\text{éq: IV-7})$$

Cette résistance joue un rôle très important dans la mesure où elle a une influence sur la valeur du couple de démarrage et sur son allure.

De la même façon, le calcul de N_r découle de la relation (éq: IV-6) :

$$N_r = \frac{Q_{sc}}{3\omega_s I_{sc}^2} \quad (\text{éq: IV-8})$$

Une fois que l'inductance de fuite N_r déterminée, le calcul de l'inductance mutuelle M est donné par :

$$M = \frac{-N_r + \sqrt{N_r^2 + 4L_s^2}}{2} \quad (\text{éq: IV-9})$$

Application numérique :

Rr [Ω]	M [H]	Nr [H]
1,855043751	0,269693143	0,021546886
1,718461537	0,259075587	0,019509737
1,667768595	0,240701035	0,018351486
1,715450845	0,214889439	0,018041505
1,725103822	0,182745533	0,017409032

Tableau IV.4

IV.4.4.2 Deuxième méthode (Essai en charge à la vitesse nominale) :

Cette méthode repose sur l'utilisation de la méthode de Boucherot appliquée au modèle de la Figure IV.25. A partir de la mesure de V_s , I_s , P_s et Q_s , la démarche doit aboutir à la connaissance

- de la valeur de I_r .
- des puissances active P_2 et réactive Q_2 respectivement fournies à R_r/g et à N_r .

On en déduit :

$$R_r = g \frac{P_2}{3I_f^2} N_r = \frac{Q_2}{3\omega_s I_f^2} \quad (\text{éq: IV-10})$$

Pour atteindre cet objectif, la tension intermédiaire V'_s est d'abord calculée :

$$V'_s = \frac{1}{I_s} \sqrt{(P_s - 3R_s I_s^2)^2 + Q_s} \quad (\text{éq: IV-11})$$

Puis on en déduit P_2 et Q_2 :

$$P_2 = P_s - 3R_s I_s^2 - 3 \frac{V_s'^2}{R_f} \quad (\text{éq: IV-12})$$

$$Q_2 = Q_s - 3 \frac{V_s'^2}{L_s \omega_s} \quad (\text{éq: IV-13})$$

La valeur de I_r est donnée par :

$$I_r = \frac{1}{V'_s} \sqrt{P_2^2 + Q_2^2} \quad (\text{éq: IV-14})$$

IV.4.5 Validation du modèle :

A ce stade, une phase de simulation est nécessaire afin de vérifier la validité du modèle et éventuellement ajuster ses paramètres si besoin, et pour cela, nous avons introduit les paramètres identifiés dans un modèle de simulation Matlab/Simulink. Il convient ensuite de confronter les résultats de la simulation aux mesures expérimentales effectuées dans les mêmes conditions.

L'examen des (Figure IV.30 et Figure IV.31) indique une concordance relative entre les résultats de la simulation et les résultats expérimentaux. On constate cependant qu'il subsiste un certain écart pendant la durée du régime transitoire. Ce comportement était prévisible compte tenu du fait que le modèle utilisé pour l'identification ne prend pas en considération le comportement transitoire de la machine.

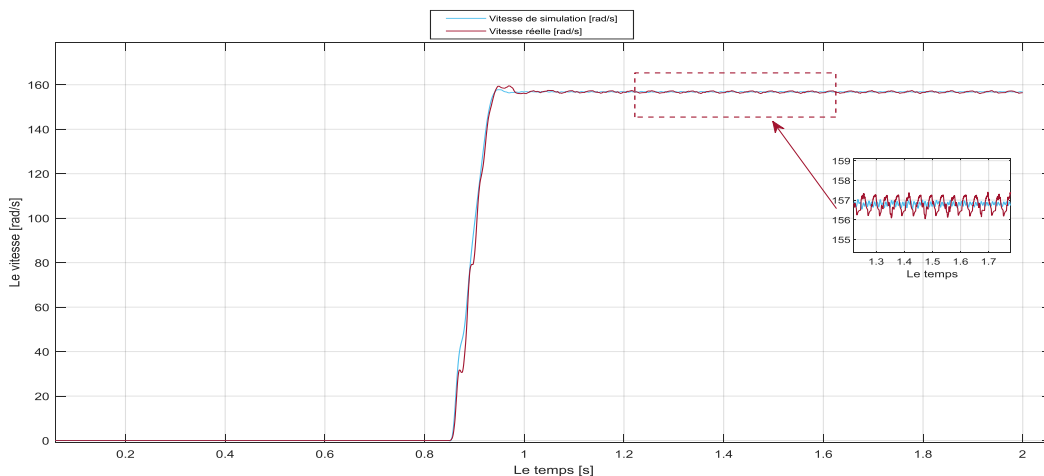


Figure IV.30 Comparaison entre vitesse réelle et simulée.

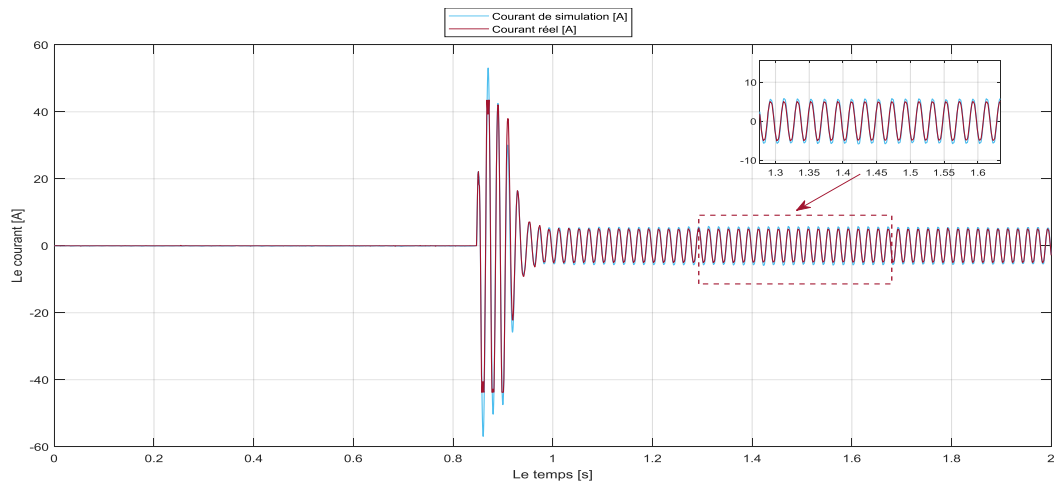


Figure IV.31 Comparaison entre courants statoriques réel et simulé.

Après ces tests, les paramètres obtenus de la machine MAS sont :

$L_s=L_r$	0.1949 [H]
R_s	1.4 [Ω]
R_r	1.93 [Ω]
L_m	0.188 [H]
J_m	0.03 [Kg.m ²]
f	0.0032 [Nm / (rad / s)]
p	2

Tableau IV.5

IV.4.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons essayé de valider pratiquement les résultats obtenus par simulation de matlab, avec la commande scalaire et vectorielle.

Nous avons d'abord donné une description générale du banc d'essai réalisé au niveau du laboratoire de génie électrique, où on a procédé à la présentation de tous les éléments du banc d'essai. Un banc d'essai à base d'une carte DSP 1104 a été utilisé à cet effet.

En dépit des problèmes rencontrés lors de la réalisation pratique liée aux problèmes expérimentaux que nous avons rencontrés: bruit mécanique, imprécision et bruit liées aux capteurs de courant etc... On peut juger les résultats obtenus satisfaisants exactement. Où nous avons trouvé une assez bonne concordance entre les résultats de simulation et ceux issues de l'expérimentation.

Ce qui montre bien l'efficacité de ses contrôles pour ces tests et qui laissez-le très répandu dans la plupart des variateurs de vitesse.

Nous avons également présenté dans ce chapitre, la méthodologie qui a été suivie pour identifier les paramètres de machine asynchrones. Pour cela, On a mené trois tests classiques : essai à courant continu, essai à vide et essai à rotor bloqué ou essai en charge à la vitesse de synchronisme.

Enfin, on a présenté les mesures et les calculs que nous avons obtenus concernant la machine (à cage d'écureuil).



Conclusion générale

Conclusion générale :

Le travail effectué lors de ce mémoire focalise sur l'étude comparative entre différents types de commande (Scalaire, Vectorielle et la commande directe du couple) ainsi l'implémentation pratique des techniques (Scalaire et Vectorielle) appliquées à la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé sur une carte d'acquisition pour contrôler la vitesse mécanique de la machine à vide et en charge.

Nous avons d'abord rappelé le principe de modélisation de la machine asynchrone ainsi l'onduleur de tension dans le premier chapitre. Un état de l'art sur les différentes commandes de la machine asynchrone a été présenté dans le second chapitre.

Nous nous sommes particulièrement intéressés à l'étude des problèmes liés à la structure de la technique de commande DTC conventionnelle d'un système d'entraînement électrique à vitesse variable. Ces problèmes a été traité par l'application de technique de commande basées sur l'utilisation des régulateurs **PI** et de la modulation vectorielle SVM, et afin d'arriver à ce but nous avons présenté les points suivants:

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les différents types des machines électriques et noté les points positifs et négatifs des machines, en particulier les composants du MAS à cage, établie selon des hypothèses simplificatrices et nous avons exposé aussi le principe de fonctionnement. Par la suite, nous avons utilisé la transformation de Park et Concordia pour éviter la complexité des équations différentielles. Ces transformations permettent le passage du système triphasé réel au système linéaire à deux phases équivalent de cette machine, ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

Nous avons aussi fait, la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux et MAS à cage et la modélisation d'un ensemble onduleur de tension à deux niveaux-machine asynchrone à cage.

Nous avons décrit dans le second chapitre les topologies de commande de la machine asynchrone, on a commencé par l'étude de la commande scalaire, qui occupe une place importante dans l'industrie. Ensuite, on a une étude théorique étendue de la commande vectorielle directe en tension a été présentée, ainsi que pour la commande DTC, en vue de faire une étude comparative sous environnement Simulink de Matlab des performances qu'offrent ces trois grandes méthodes qui dominent l'industrie de la commande des machines électriques à hautes performances.

Après avoir mené une étude comparative, nous avons choisi la commande DTC, vue les performances visées dans le cadre de ce travail, et c'est la meilleure méthode, qui était améliorée par les techniques modernes afin d'en garder les avantages et supprimer les inconvénients. Et cela a été grâce à l'application de la commande DTC-SVM, et c'est ce que on a étudié dans la chapitre suivante.

Dans la troisième partie de ce mémoire la technique de la commande de l'onduleur de tension, SVM, la DTC a été améliorée. La technique (DTC-SVM) est capable de travailler avec une fréquence de commutation constante et avec des bonnes performances, les oscillations du couple sont notablement réduites.

Par la suite, la commande DTC associée à la stratégie de commande de SVM a donné de bons résultats et apporte une nette amélioration sur les allures du couple et du courant, et présente des très bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux, Les résultats de simulation présentés montrent l'efficacité de la technique utilisée pour l'amélioration des performances de la DTC, par conséquent cette technique montre sa supériorité par rapport la DTC classique.

À fin de clôturer ce mémoire, une validation expérimentale, de la technique scalaire et vectorielle appliquées à la MAS alimentée via un onduleur ainsi que les commandes (Scalaire et Vectorielle), a été faite sur un banc d'essai à base d'une carte DSPACE.



Annexe

A. Paramètres de la MAS

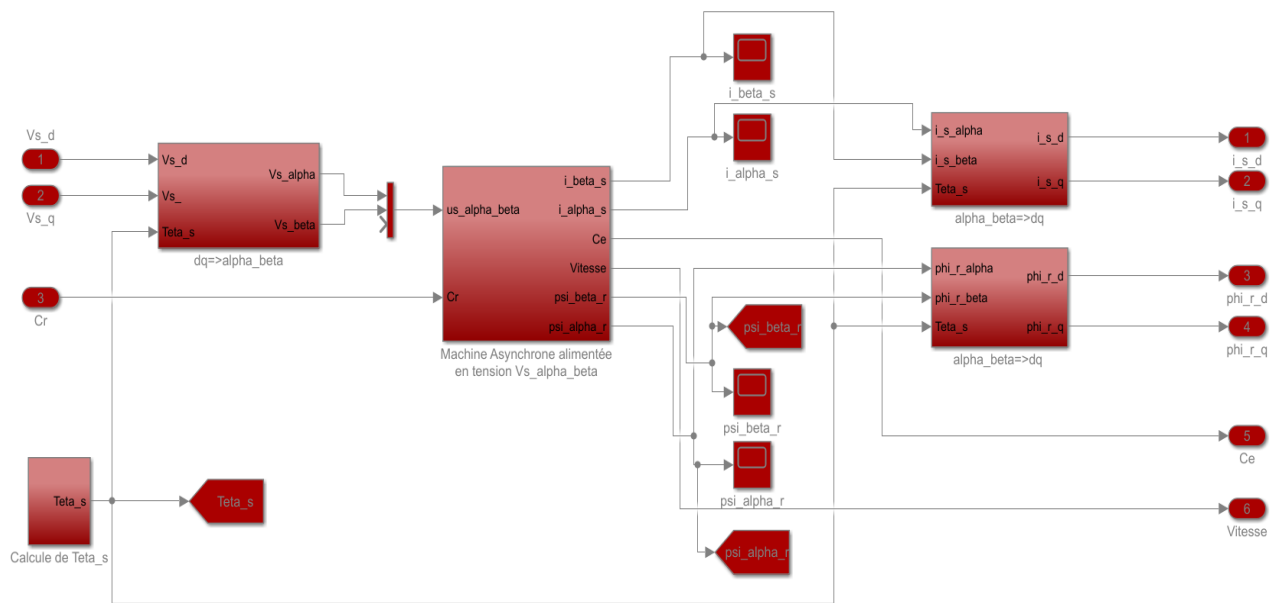
A.1. Programmation de la MAS :

```

%Les paramètres de la machine
Ls=0.1949;Lr=Ls;Rs=1.4;Rr=1.93;Lm=0.188;Jm=0.03;f=0.0032
;p=2;
Tr=Lr/Rr;
Ts=Ls/Rs;
segma=(1-((Lm^2)/(Ls*Lr)));
%Les valeurs nominales de la machine
Flux_n=0.946;
Couple_n=19.96;
courant_n=6.3;
Tension_n=230;
Puissance_n=3000;
Vitesse_n=150.27;
%Les valeurs des references
Flux_ref=0.9;
%Les valeurs des limiteurs
CL=2*Couple_n;
IqsL=2*courant_n;
IdsL=2*courant_n;
VL=1*Tension_n;
Te=1e-5; %pas d'echantillonnage
%MLI
vp=1;
fp=5000;
Ma=1;%indice de modulation d'amplitude
%Onduleur
Udc=500;%tension continue
T=[2 -1 -1;
-1 2 -1;
-1 -1 2]*(1/3);%matrice de l'onduleur
c=((3/2)*p*Lm)/Lr;
%Les matrices du modele de la machine
clark=(2/3)*[1 -0.5 -0.5 ;0 (sqrt(3)/2) (-sqrt(3)/2)
;1/2 1/2 1/2 ];
A_un=[((-1/(segma*Ls))*(Rs+((Lm^2)/(Lr*Tr)))) 0
(Lm/(segma*Ls*Lr*Tr)) 0;
0 ((-1/(segma*Ls))*(Rs+((Lm^2)/(Lr*Tr)))) 0
(Lm/(segma*Ls*Lr*Tr));
(Lm/Tr) 0 (-1/Tr) 0; 0 (Lm/Tr) 0 (-1/Tr)];
A_deux=[0 0 0 (p*Lm/(segma*Ls*Lr));
0 0 (-p*Lm/(segma*Ls*Lr)) 0;
0 0 0 (-p); 0 0 (p) 0];
B=[(1/(segma*Ls)) 0 0 ;
0 (1/(segma*Ls)) 0 ;
0 0 0 ;
0 0 0 ];

```

A.2. Modèle de la machine asynchrone :

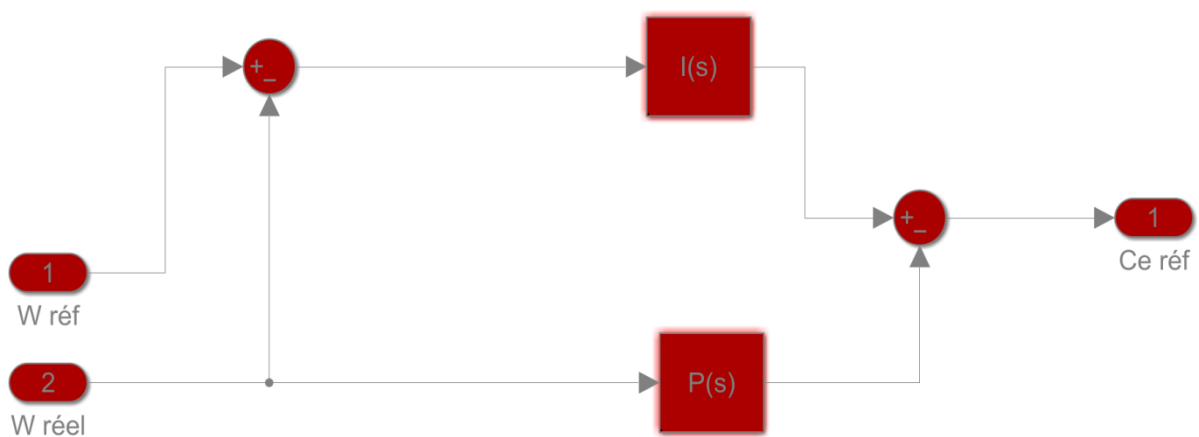


Bloc de la MAS

B. Les régulateurs

B.1. Régulateur de vitesse (commande scalaire, vectorielle, DTC et DTC-SVM) :

```
%Régulateur de vitesse
phir_ref=1;
Kt=3*p*Lm*phir_ref/(2*Lr);
W=45;
Ki=(J*W^2)/Kt;
Kp=(2*J*W-f)/Kt;
```



Bloc du régulateur de vitesse.

B.2. Régulateur de courant (commande vectorielle) :

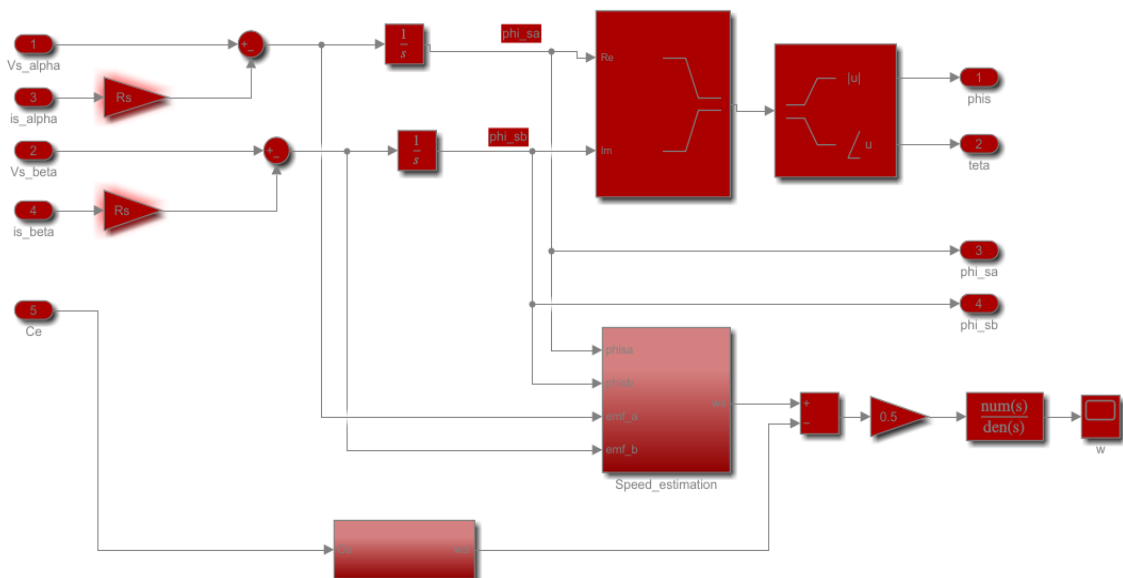
```
%Régulateur du courant
TD=300e-6;
Kp1=sig*Ts/(TD*2);
Tq=sig*Ts;
Ki1=kp/Tq;
```

B.2. Régulateur de flux (commande vectorielle) :

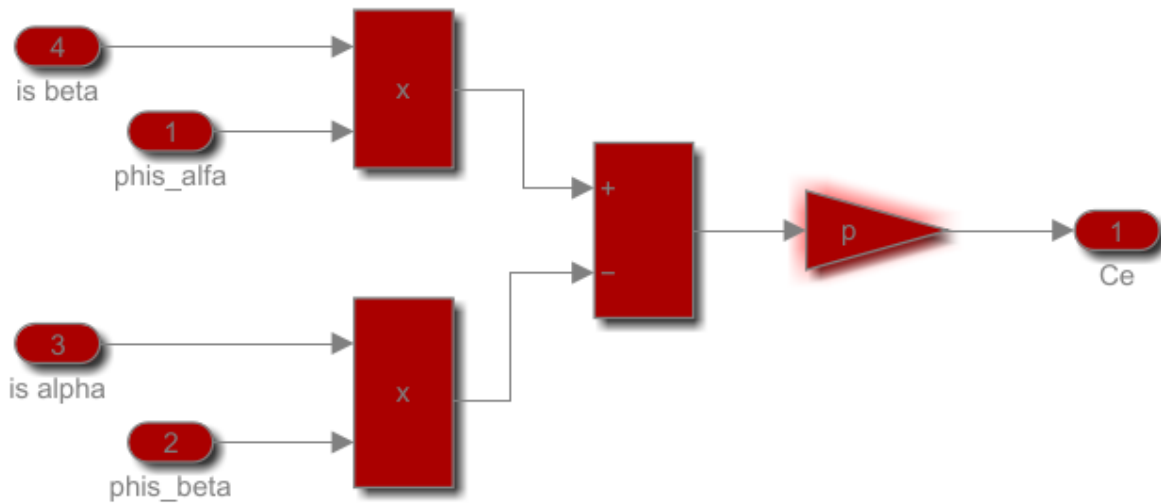
```
%Régulateur du flux
tauv=1/(80);
kp2=Tr/(tauv*Lm);
ki2=1/(Lm*tauv);
```

C. Les blocs de commande DTC

C.1. Bloc estimation du flux statorique :



C.2. Bloc estimation du couple électromagnétique :



C.3. Table de commutation :

```

%La table de commutation
function V=table(cflx,ccpl,teta)
    V0=[0 0 0];V1=[1 0 0];V2=[1 1 0];V3=[0 1 0];
    V4=[0 1 1];V5=[0 0 1];V6=[1 0 1];V7=[1 1 1];
V=V2;
if cflx==1 && ccpl==1
    if (teta>= 11*pi/6 && teta<2*pi) || (teta>=0 &&
teta<pi/6) ;
        V=V2;
    elseif (teta>=pi/6 && teta<pi/2);
        V=V3;
    elseif (teta>=pi/2 && teta<5*pi/6);
        V=V4;
    elseif (teta>=5*pi/6 && teta<7*pi/6);
        V=V5;
    elseif (teta>=7*pi/6 && teta<3*pi/2);
        V=V6;
    else V=V1;
end
        V=V0;
    elseif cflx==1 && ccpl==0
        if (teta>=0 && teta<pi/6) || (teta>= 11*pi/6 &&
teta<2*pi);
            V=V7;
        elseif (teta>=pi/6 && teta<pi/2);
        elseif (teta>=pi/2 && teta<5*pi/6);
            V=V7;
        elseif (teta>=5*pi/6 && teta<7*pi/6);

```

La suite :

```

        V=V0;
    elseif (teta>=7*pi/6 && teta<3*pi/2);
        V=V7;
    else V=V0;
    end
elseif cflx==1 && ccpl==-1
if (teta>=0 && teta<pi/6) || (teta>= 11*pi/6 &&
teta<2*pi);
    V=V6;
elseif (teta>=pi/6 && teta<pi/2);
    V=V1;
elseif (teta>=pi/2 && teta<5*pi/6);
    V=V2;
    elseif (teta>=5*pi/6 && teta<7*pi/6);
        V=V3;
elseif (teta>=7*pi/6 && teta<3*pi/2);
    V=V4;
    else V=V5;
    end
elseif cflx==0 && ccpl==1
    if (teta>=0 && teta<pi/6) || (teta>= 11*pi/6 &&
teta<2*pi);
        V=V3;
    elseif (teta>=pi/6 && teta<pi/2);
        V=V4;
    elseif (teta>=pi/2 && teta<5*pi/6);
        V=V5;
    elseif (teta>=5*pi/6 && teta<7*pi/6);
        V=V6;
    elseif (teta>=7*pi/6 && teta<3*pi/2);
        V=V1;
    else V=V2;
    end
elseif cflx==0 && ccpl==0
    if (teta>=0 && teta<pi/6) || (teta>=11*pi/6 &&
teta<2*pi);

        V=V0;
    elseif (teta>=pi/6 && teta<pi/2);
        V=V7;
    elseif (teta>=pi/2 && teta<5*pi/6);
        V=V0;
    elseif (teta>=5*pi/6 && teta<7*pi/6);
        V=V7;
    elseif (teta>=7*pi/6 && teta<3*pi/2);
        V=V0;
    else V=V7;
    end

```

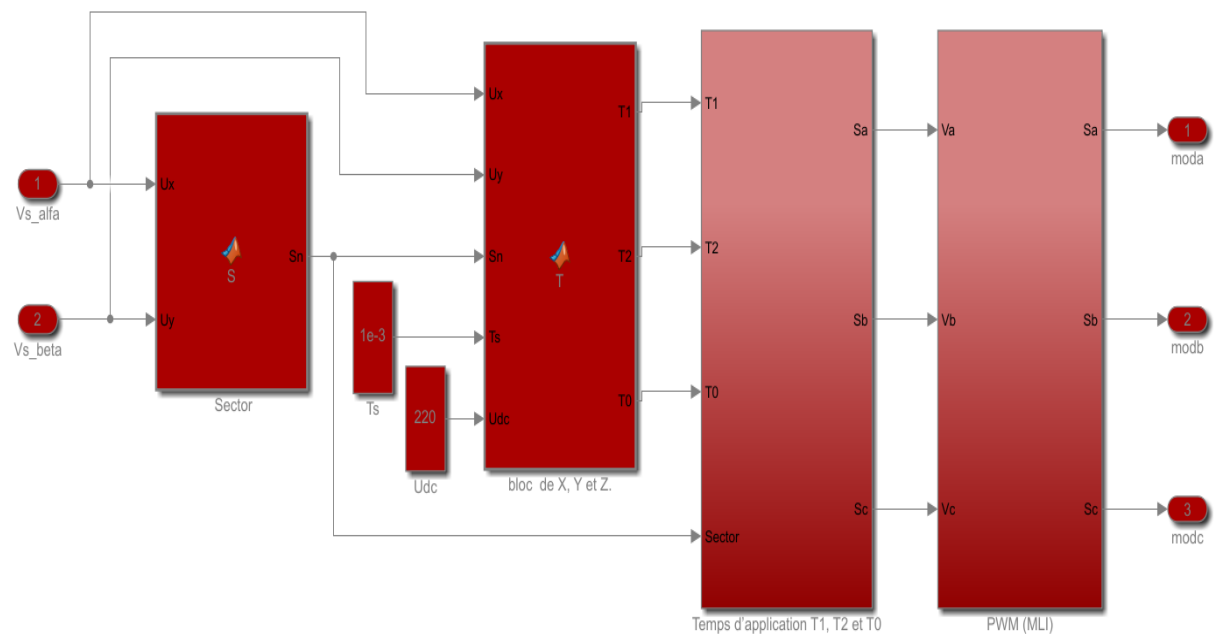
```

elseif cflx==0 && ccpl==-1
    if (teta>=0 && teta<pi/6) || (teta>= 11*pi/6 &&
teta<2*pi);
        V=V5;
    elseif (teta>=pi/6 && teta<pi/2);
        V=V6;
    elseif (teta>=pi/2 && teta<5*pi/6);
        V=V1;
    elseif (teta>=5*pi/6 && teta<7*pi/6);
        V=V2;
    elseif (teta>=7*pi/6 && teta<3*pi/2);
        V=V3;
    else V=V4;
    end
end
end
end

```

D. La commande DTC-SVM

D.1. Bloc SVM :



D.2. Régulateur de flux (commande DTC-SVM) :

```

%Régulateur de flux
Tz=1e-4;
Kil=((Wn^2)/Tz);
Kp1=((2*zetaf*Wn)/Tz);
Wnf=140; p1=-275.7560;
p2=6.3735; Kpf=(2*Wnf+p1)/(Ts*sig*Tr);
Kif=-Kpf*p2;

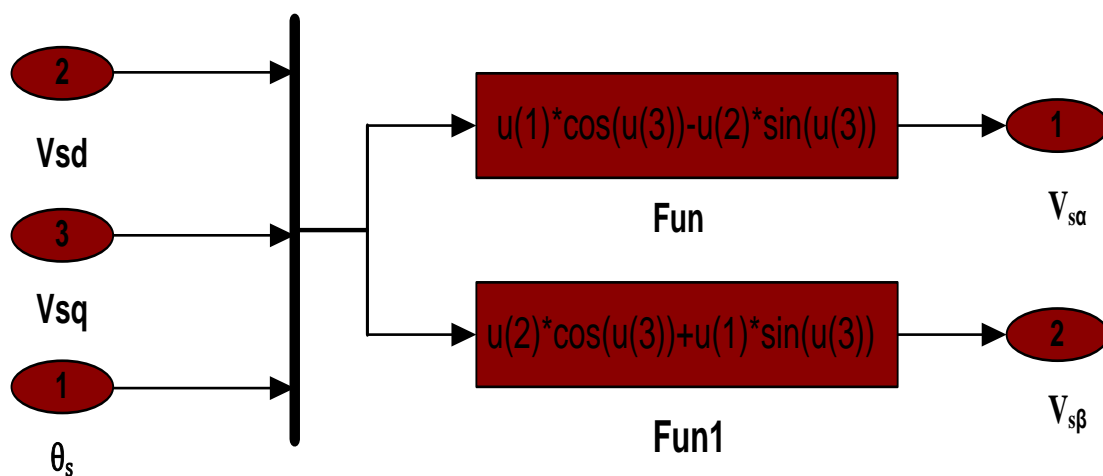
```

D.3. Régulateur de couple (commande DTC-SVM) :

```

%Régulateur de couple
Km=(p*Msr^2)/(Rr*(Lr^2));
zetac=1;
Tm=sig*Tr;
Kp2=((2*zetac*Wn*Tm)-1)/Km;
Ki2=((Wn^2)*Tm);
Wnc=50;
Kpc=(2*sig*Tr*Ls*(Wnc^2))/(p*Tr*(1-sig));

```

D.4. Bloc de transformation dq/αβ :

Bibliographie

- [1] WILDI, Théodore, and Gilbert Sybille. "Electrotechnique 4^{ème} édition." Edition de boeck, Paris (2005).
- [2] Mayé, Pierre. "Aide-mémoire électrotechnique." (2012).
- [3] Multon, Bernard, and Laurent Hirsinger. "Problème de la motorisation d'un véhicule électrique, 1^{ère} partie." La Revue 3 E. I (1995): pp-53.
- [4] Herman, Stephen L. Industrial motor control. Cengage Learning, 2013.
- [5] Zekavat, Seyed A. Electrical Engineering: Concepts and Applications. Prentice Hall, 2013. [En ligne]
- [6] Giri, Fouad, ed. AC electric motors control: advanced design techniques and applications. John Wiley & Sons, 2013. [En ligne]
- [7] A. Bouguerne, "Diagnostic automatique des défauts des moteurs asynchrones", Mémoire Magister, Université de Constantine, 2009. [En ligne]
- [8] E. SCHAEFFER, " Diagnostic des machines asynchrones modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts". Thèse de doctorat, Université De Nantes 1999.
- [9] L. Kerszenbaum et C. F. Landy, "The existence of large inter bar currents in the three phase squirrel cage motors with rotor-bar and en-ring faults" IEEE Transactions on Power Apparatus Systems, Vol. PAS-103, n°7, pp.1854- 1862, July 1984.
- [10] Bakhouche Lemnouer, " COMMANDE PAR LINEARISATION ENTREE-SORTIE DU COUPLE ET DU FLUX DE LA MACHINE ASYNCHRONE" Mémoire de Magister En Electrotechnique, 2009.
- [11] ZERROUK Ahmed, " Diagnostic des défauts de cassure de barres rotoriques dans la machine asynchrone triphasée ". Mémoire de Fin d'Etudes En vue de l'obtention du diplôme, 2013.
- [12] Ondel O, " Diagnostic par reconnaissance des formes : Application a un ensemble convertisseur – machine asynchrone" Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lyon, France, 2006.
- [13] Gabriel BUCHE, « Commande de la machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/SIMULINK » mémoire d'ingénieur C.N.A.M 2001, conservatoire national des arts et métiers, Centre régional associe de grenoble.
- [14] AbdelghaniChahmi. Identification paramétrique de la machine asynchrone dédiée au diagnostic. Energie électrique. université des sciences et technologie d'Oran-MB2017. Français. tel 01658902.

- [15] AOURAGH NABIL, « IMPLANTATION D'UNE IDENTIFICATION EN TEMPS REEL DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE SUR LE DSP TMS320 LF 2407 A », Mémoire de Magister En Electrotechnique, 2005.
- [16] Guy STURTZER et Eddie SMIGIEL, « Modélisation et commande des moteurs triphasés », édition ellipses, 2000.
- [17] Emmanuel SEDDA, « Estimation en ligne de l'état et des paramètres d'une machine asynchrone par filtrage à erreur bornée et par filtrage de Kalman ». Thèse de Doctorat en Génie Electrique de Université Paris 6 1998.
- [18] Bilal AKIN, « State estimation technique for speed sensorless field oriented control of induction motors », a thesis of MASTER, the middle east technical university, department of electrical and electronics engineering 2003.
- [19] Sang-uk Kim, Ice-woo Yang, Eul-j ae Lee, Young-bong Kim, Jong-Tai Lee, and Young-seek Kim, « Robust Speed Estimation for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors », IEEE 1999.
- [20] Hammoudi, Mohamed Yacine. Contribution à la commande et à l'observation dans l'association convertisseurs machine. Diss. Université Mohamed Khider-Biskra, 2015.
- [21] Hamdi Wail et Djouadi Aymen " optimisation de la machine asynchrone en régime dynamique sous contrôle vectoriel " Université Mohamed Khider-Biskra, 2020.
- [22] S.I. Guettaf, "Etude et commande d'un système d'entraînement électrique à base de moteur asynchrone", mémoire de master, Université Ferhat Abbas Sétif 1, Algérie, 2016.
- [23] S. Dib, Etude en simulation et implémentation pratique sur la carte dSPACE 1104 des commandes scalaire et vectorielle d'une machine asynchrone", mémoire de master, Université Ferhat Abbas Sétif 1, Algérie, 2015.
- [24] H. Feroura, "Commande DTC à fréquence constante des machines asynchrones", Mémoire de master, Université Ferhat Abbas Sétif 1, Algérie, 2013.
- [25] Dr A. Meroufel Maître de conférences, Contrôle De La Machine Asynchrone, Université Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbès , Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Département d'Electrotechnique, 2009.
- [26] W. Leonhard, «Control of AC-Machines with the help of Microelectronics,» 3rd IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, vol. 16, n° 16, pp. 769-792, 12-14 September 1983.
- [27] YAHIA Khaled " Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé " Université Mohamed Khider de Biskra, 2005.
- [28] Baghli. L, " Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques". Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I.1999.

- [29] Mohamed Elkebir ZAIEM et Hibât Alrahmen NAAMI, Etude Comparative Entre la Commande Vectorielle Par Orientation du Flux Rotorique et la Commande Directe du Couple Classique Appliquées à la MAS, Mémoire Master, Université Kasdi Merbah Ouargla (Algérie), 2001.
- [30] Arezki SEDDIKI, Contribution Au Contrôle Direct Du Couple (DTC) D'une Machine Asynchrone A Cage Alimentée Par Une Onduleur Multiniveaux, Mémoire Magister, Université Mohamed Bougara De Boumerdes (Algérie), 2009.
- [31] Ahmed KORICHI et Abdelaziz KERRACHE, Commande DTC-SVM Prédicative D'un Moteur Asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique, Mémoire Master, Université Kasdi Merbah Ouargla (Algérie), 2013.
- [32] Ridha ZIANI, Contribution à l'analyse et à la classification automatique des défauts mécaniques, Thèse Doctorat, Université Ferhat Abbas – Sétif 1 (Algérie), 2015.
- [33] Nadjib KACEMI et Smail LADJAL, Commande DTC-SVM D'un Moteur Asynchrone Alimenté Par Un Onduleur A Cinq Niveaux, Mémoire Master, Université Mohamed Boudiaf - M'silla (Algérie), 2018.
- [34] Hesna ABERKANE, Commande Directe Du Couple De La MAS Basée Sur La Technique – SVM, Mémoire Master, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi (Algérie), 2016.
- [35] Malika BENAÏSSA, Minimisation Des Pulsation Du Couple Dans Une Commande Directe Du Couple (DTC) D'une Machine Asynchrone, Mémoire Magister, Université De Batna, (Algérie), 2007.
- [36] Abdelhakim Belahbib, " Commande DTC-SVM De La Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP) Par L'utilisation Des Régulateurs PI Du Flux Et Du Couple ", Mémoire Master, Université Mohamed Khider De Biskra (Algérie), 2018.
- [37] Moussa GAGUI, Commande Directe Du Couple D'un Moteur Asynchrone, Mémoire Master, Université Mohamed Khider Biskra (Algérie), 2018.
- [38] Monsieur TOUFOUTI RIAD, Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone, Thèse Doctorat, Université Mentouri Constantine (Algérie), 2008.
- [39] M. Chiali EL MEHDI, Commande Directe Du Couple D'une Machine Asynchrone Pilotée Par Un Convertisseur Matriciel, Thèse Doctorat, Université Djillali Liabes De Sidi-Bel-Abbes, (Algérie), 2017.
- [40] S. Belkacem, "Contribution à la commande directe du couple de la machine à induction", thèse de doctorat en sciences, Université de Batna, Algérie, 2008.
- [41] Marcin Żelechowski, M. Sc, " Space vector modulated–Direct torque controlled (DTC–SVM) Inverter–fed induction motor drive", Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, 2005.

- [42] Ridha ZAÏTER, Commande Direct Du Couple DTC D'une Machine Asynchrone Avec Défaut, Mémoire Magister, Université Mohamed Khider Biskra (Algérie), 2013.
- [43] <http://labcontrol.cicese.mx/pdf/ds1104.pdf>, « DS1104 R&D Controller Board»Single-Board Hardware.



Résumé

Résumé

Dans le domaine des entraînements à vitesse variable qui utilise les machines asynchrones, différents types de commande peuvent être utilisés pour contrôler la vitesse de rotation. Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, présente une étude comparative entre quatre techniques de commande de la machine asynchrone (scalaire, vectorielle, DTC, et DTC-SVM), ainsi que l'implémentation pratique des commandes scalaire et vectorielle pour une machine asynchrone triphasé modélisé dans un repère lié au champ tournant ($\mathbf{d-q}$) et alimentée par un onduleur de tension. La validation expérimentale a été réalisée avec l'implémentation de ces deux techniques développées sur une carte d'acquisition pour commander la vitesse de la machine asynchrone.

Mots clés : commande vectorielle, commande scalaire, commande DTC et DTC-SVM, machine asynchrone.

Abstract

In the field of variable speed drives which uses asynchronous machines, different types of control can be used to control the speed of rotation. The work carried out, within the framework of this memory, presents a comparative study between four control techniques of the asynchronous machine (scalar, vectorial, DTC, and DTC-SVM), as well as the practical implementation of the scalar and vectorial controls for a machine three-phase asynchronous modeled in a frame linked to the rotating field ($\mathbf{d-q}$) and supplied by a voltage inverter. The experimental validation was carried out with the implementation of these two techniques developed on an acquisition card to control the speed of the asynchronous machine.

Key words: vector control, scalar control, DTC and DTC-SVM control, asynchronous machine.

ملخص

في مجال محركات السرعة المتغيرة التي تستخدم آلات غير متزامنة، يمكن استخدام أنواع مختلفة من التحكم من أجل التحكم في سرعة الدوران. يقدم العمل المنفذ، في إطار هذه الرسالة، دراسة مقارنة بين أربع تقنيات للتحكم في الآلة غير المتزامنة (العقدية، والمتجهية، وDTC، وDTC-SVM)، بالإضافة إلى التطبيق العملي لعناصر التحكم العددية والمتجهية لآلة غير متزامنة ثلاثية الطور تم تصميمها في إطار مرتبط بالمجال الدوار ($\mathbf{d-q}$) ويتم تشغيلها بواسطة عاكس للجهد. تم إجراء التحقق التجريبي باستخدام هاتين التقنيتين المطورتين على بطاقة اكتساب للتحكم في سرعة الآلة غير المتزامنة.

الكلمات الرئيسية: التحكم في المتجهات، والتحكم القياسي، والتحكم DTC وDTC-SVM، والآلة غير المتزامنة.