



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

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Électrotechnique
Machine Électrique

Réf. : Entrez la référence du document

Présenté et soutenu par :
YEZZA Ahmed - MAANN SER Ayoub

Le : mardi 27 mai 2025

Amélioration des performances de la commande directe du couple (DTC) d'un moteur à induction

Jury :

M.	GOLEA Amar	Pr	Université Mohamed Khider de Biskra	Président
M.	BOUREK Amor	Pr	Université Mohamed Khider de Biskra	Examineur
M.	Khelif Housseem Eddine	MCB	Université Mohamed Khider de Biskra	Rapporteur



Année universitaire : 2024 - 2025

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

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Électrotechnique
Machine Électrique

Réf. : Entrez la référence du document

Amélioration des performances de la commande directe du couple (DTC) d'un moteur à induction

Le : mardi 27 mai 2025

Présenté par :

YEZZA Ahmed
MAANNISER Ayoub

Avis favorable de l'encadreur :

Khelif Housseem Eddine

Signature Avis favorable du Président du Jury

Cachet et signature

Remerciements

Avant tout, nous remercions Allah, le tout puissant, pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a données durant toutes ces années d'études.

*Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadreur monsieur **Khelif Houssem Eddine**, enseignant à l'université de Mohamed Khider Biskra pour avoir d'abord proposé ce thème et suivi le déroulement de ce mémoire et pour la confiance et l'intérêt qu'il nous a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.*

Nos respectueux remerciements à l'ensemble des membres du jury qui nous rendent honneur de leurs présences et par leurs intérêts à notre travail

*Nous tenons également à remercier **M. Kiyour Ibrahim** et **M. Boukhilouf Anouar**, des enseignants à l'université de Mohamed Khider Biskra, et **M. Laib Abdelbasset**, professeur à l'université Ferhat Abbas Sétif, pour leur soutien.*

Notre profonde gratitude à tous les enseignants du département Génie électrique, qui ont encouragé à donner le meilleur d'eux même en Nous assurant une formation aussi meilleure que possible, et particulier Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

*À mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour
leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices
qu'ils ont endurés*

*A mes frères
A tout ma famille
À tous mes amis*

*À tous les amis (es) d'études surtout ceux d'électrotechnique promotion
2025*

Résumé :

L'objectif de ce mémoire est d'améliorer les performances de la commande directe du couple (DTC) classique. Cette amélioration vise principalement à réduire les ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique.

La commande DTC classique a été étudiée à l'aide de la méthode basée sur une table de commutation à six secteurs.

Pour atteindre cet objectif, une technique d'optimisation des performances a été développée. Nous avons ainsi pu réduire les ondulations du couple et du flux grâce à une approche optimisée appelée DTC-SVM. Cette méthode repose sur la modulation vectorielle de largeur d'impulsion (SVM), qui permet un fonctionnement à fréquence de commutation constante en contrôlant l'angle de charge.

Les simulations ont été réalisées dans l'environnement Matlab/Simulink afin de valider chacune des approches développées.

Mots Clés : Moteur à induction, Onduleur triphasé à deux niveaux, commande direct de couple (DTC), Table de commutation à 6 secteurs, MLI Vectorielle (SVM).

الهدف من هذا المذكرة هو تحسين أداء التحكم المباشر في العزم (DTC) الكلاسيكي. يهدف هذا التحسين بشكل أساسي إلى تقليل التموجات في العزم الكهرومغناطيسي وفي التدفق المغناطيسي للجزء الثابت. تم دراسة التحكم DTC الكلاسيكي باستخدام الطريقة المعتمدة على جدول التبديل المكون من ستة قطاعات.

لتحقيق هذا الهدف، تم تطوير تقنية لتحسين الأداء، حيث ساهمت بشكل ملحوظ في تقليل تموجات العزم والتدفق من خلال اعتماد منهجية محسنة تُعرف بـ DTC-SVM. وتعتمد هذه الطريقة على تضمين النبضات بطريقة المتجهات (SVM)، مما يسمح بتردد تبديل ثابت عن طريق التحكم في زاوية الحمولة.

تم إجراء المحاكاة في بيئة Matlab/Simulink من أجل التحقق من فعالية النهج المقترح. الكلمات المفتاحية: محرك حثي، عاكس (Onduleur)، التحكم المباشر في العزم (DTC)، جدول تبديل من 6 قطاعات، تعديل النبضات المتجهية (SVM).

Liste des Symboles et abréviations

Symboles

N_s :	 La vitesse de synchronisme.
N :	La vitesse de rotor.
f_s :	La fréquence d'alimentation.
p :	Le nombre de paires de pôles.
g :	Le glissement.
V_{as}, V_{bs}, V_{cs} :	Les Tensions d'alimentation statoriques.
V_{ar}, V_{br}, V_{cr} :	Les Tensions d'alimentation rotoriques.
R_s, R_r :	La résistance par phase respectivement du stator et du rotor.
I_{as}, I_{bs}, I_{cs} :	Les courants statoriques.
I_{ar}, I_{br}, I_{cr} :	Les trois courants rotoriques.
$\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}$:	Les flux à travers les trois phases du stator.
$\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}$:	Les flux à travers les trois phases du rotor.
$[L_{ss}], [L_{rr}]$:	Représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique.
$[M_{sr}]$:	La matrice maximal des inductances mutuelles (stator – rotor)
C_e :	Couple électromagnétique.
C_r :	Couple résistant.
J :	Moment d'inertie du rotor et de la partie tournante de la machine.
f_r :	Coefficient de frottement.
θ_s :	L'angle statoriques.
θ_r :	L'angle rotorique.
R_s, L_s :	Résistance et inductance cyclique propre d'une phase statorique.
R_r, l_r :	Résistance et inductance cyclique propre d'une phase rotorique.
M :	L'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.
(α, β) :	Le repère correspondant au système biphasé statorique.
(x, y) :	Le repère associé au système biphasé rotorique.
(d, q) :	Le repère lié au champ tournant.
X :	Vecteur d'état.
U :	Vecteur de commande.
A :	Matrice d'évolution du système.
B :	Matrice de commande du système.
C :	Matrice de sortie.
T_s :	Constante de temps statorique.
T_r :	Constante de temps rotorique.
σ :	Coefficient de dispersion de Blondel.
Sa, Sb, Sc :	Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur.
φ_{s_est} :	 Le flux statorique estimé.
$\varphi_{s\alpha_est}$:	Le flux statorique au l'axe α estimé.
$\varphi_{s\beta_est}$:	Le flux statorique l'axe β estimé.
θ_s :	L'angle statorique estimé.
$\varphi_{s_réf}$:	Le flux statorique de référence.
C_{e_est} :	Le couple électromagnétique.
$W_{r_réf}$:	La vitesse de référence.
$C_{e_réf}$:	Le couple électromagnétique de référence.
k :	L'indice du bras de l'onduleur.

T_{ss} : Période d'échantillonnage.
 T_m : Période de modulation ou période de commutation de l'onduleur.
 T_i, T_{i+1} : Temps d'application des vecteurs adjacents.
 T_1, T_2, T_3 : Les temps d'application respectivement du vecteurs (V_1, V_2, V_3).
 $T_{aon}, T_{bon}, T_{con}$: Temps relatives d'application du vecteur $V_{s_réf}$ (rapports cycliques).

Significations des Abréviations Utilisées :

MI :	Moteur à Induction
MAS :	Machine Asynchrone
MLI :	Modulation de Largeur d'Impulsion
DTC :	Direct Torque Control
SVM :	Space Vector Modulation
PI :	Correcteur Proportionnel Intégral
PWM :	Pulse Width Modulation

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERAL	1
Chapitre I	3
I.1) INTRODUCTION :	3
I.2) PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE :	3
I.3) MODÉLISATION DE LA MAS :	4
I.3.1) Hypothèses simplificatrices [3]:	4
I.3.2) Modèle dynamique de la MAS :	4
I.3.3) LES EQUATIONS GENERALES DE LA MAS :	5
I.4) TRANSFORMATION TRIPHASE-BIPHASE :	6
I.4.1) Transformation de PARK :	6
I.4.2) Transformation de CLARK :	8
I.4.3) Transformation de CONCORDIA :	8
I.4.3) Choix du référentiel :	9
I.5) EXPRESSION EN MODELE D'ETAT :	10
I.6) MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION :	11
I.7) COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (MLI) :	12
I.8) SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC ONDULEUR MLI :	13
I.9) CONCLUSION :	16
Chapitre II	17
II.1) ITRODUCTION :	17
II.2) PRINCIPE DE LA COMMANDE DTC :	17
II.3) Caractéristiques principales de la commande DTC:	18
II.4) APPROCHE DE LA COMMANDE DTC ET DE FLUX :	18
II.4.1) Contrôle du vecteur flux statorique :	18
II.4.2) Contrôle du couple électromagnétique :	20
II.5) DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE :	21
II.5.1) Choix Du Vecteur De Tension :	21
II.5.2) Estimation du flux statorique :	22
II.5.3) Estimation du couple électromagnétique :	23
II.5.4) Elaboration du contrôleur de flux et de couple :	23
II.5.5) Elaboration de la table de commutation :	24
II.6) STRUCTURE GENERAL DE LA COMMANDE DTC :	26
II.7) REGULATEUR DE VITESSE PI :	26
II.8) LES AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE DTC :	27
II.8.1) Les Avantages :	27
II.8.1) LES INCONVENIENTS :	27

II.9) RESULTATS DE SIMULATION :	28
II.10) CONCLUSION :	32
Chapitre III	33
III.1) INTRODUCTION	33
III.2) PRINCIPE DU DTC-SVM :	34
III.3) DIFFERENCE ENTRE DTC CLASSIQUE ET DTC-SVM :	34
III.4) AVANTAGES DE LA SVM :	35
III.4.1) Réduction des ondulations du couple et du flux :	35
III.4.2) Amélioration de la réponse dynamique :	35
III.5) MODELISATION ET IMPLEMENTATION DU DTC-SVM :	36
III.5.1) Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle :	36
III.6) LA COMMAND DTC-SVM BASE SUR L'ANGLE DE CHARGE :	40
III.6.1) Stratégie de contrôle	41
III.6.2) Conservation Du Régulateur PI Pour La Régulation De L'erreur du Couple ΔC_e :	41
III.7) RESULTATS DE SIMULATION ET COMPARAISON ENTRE DTC-SVM ET DTC CLASSIQUE :	43
CONCLUSION :	47
CONCLUSION GENERAL :	48

List des Figures

Chapitre I :

Figure I 1 Représentation schématique d'une MAS triphasée	4
Figure I 2 Modèle de Park de la MAS.....	6
Figure I 3 Schéma synoptique de la MLI.....	13
Figure I 4 La vitesse de rotation ω_r	13
Figure I 5 Le couple électromagnétique C_e	14
Figure I 6 Le courant I_{abc}	14
Figure I 7 La vitesse de rotation ω_r	14
Figure I 8 Le couple électromagnétique C_e	15
Figure I 9 Le courant I_{abc}	15

Chapitre II :

Figure II 1 Schéma de principe de la DTC appliquée à une machine asynchrone.....	18
Figure II 2 Evolution de La séquence de fonctionnement	19
Figure II 3 Évolution du vecteur Flux statorique dans le plan (α , β).....	19
Figure II 4 Sélection du vecteur de tension V_s	22
Figure II 6 Régulateur du flux à hystérésis et sélection des vectrices tensions.....	23
Figure II 7 Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux	24
Figure II 8 Schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux	26
Figure II 9 Schéma du régulateur de vitesse PI	26
Figure II 10 La vitesse de rotation W_r	28
Figure II 11 Le couple électromagnétique C_e	28
Figure II 12 Le courant I_{abc}	29
Figure II 13 Le flux $\varphi_{s\beta}$ & $\varphi_{s\alpha}$	29
Figure II 14 Le flux $\varphi_{s\beta}$ en fonction de $\varphi_{s\alpha}$	29
Figure II 15 La vitesse de rotation W_r	30
Figure II 16 Le couple électromagnétique C_e	30
Figure II 17 Le courant I_{abc}	30
Figure II 18 Le flux $\varphi_{s\beta}$ & $\varphi_{s\alpha}$	31
Figure II 19 Le flux $\varphi_{s\beta}$ en fonction de $\varphi_{s\alpha}$	31

Chapitre III :

Figure III 1 T_{aon} , T_{bon} , T_{con}	39
Figure III 2 les secteurs	40
Figure III 3 Schéma bloc de la DTC-SVM basé sur l'angle de charge δ	41
Figure III 4 La Régulation De L'erreur du Couple ΔC_e	43
Figure III 5 La Vitesse de rotation W_r	43
Figure III 6 Le couple électromagnétique C_e	44
Figure III 7 Le courant I_{abc}	44
Figure III 8 Le flux statorique φ_s	44
Figure III 9 Le flux $\varphi_{s\beta}$ en fonction de $\varphi_{s\alpha}$	45
Figure III 10 La Vitesse de rotation W_r	45
Figure III 11 Le Couple électromagnétique C_e	46
Figure III 12 Le Courant I_{abc}	46
Figure III 13 Le Flux statorique φ_s	46
Figure III 14 Le flux $\varphi_{s\beta}$ en fonction de $\varphi_{s\alpha}$	47

List des Tableaux

Chapitre II

Tableau II 1 Table généralisée pour le choix des vecteurs de tensions	24
Tableau II 2 Tableau de commutation	25

Chapitre III

Tableau III 1 Différence entre les deux commandes basées sur les caractéristiques	34
Tableau III 2 tensions statoriques	37
Tableau III 3 les temps d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur.....	38
Tableau III 4 calcul des temps d'application des vecteurs non nuls.....	38
Tableau III 5 Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur.	39

INTRODUCTION GENERAL

La machine asynchrone offre de nombreux avantages très intéressants dans diverses applications industrielles. Elle se distingue par sa robustesse, son faible coût, sa simplicité de conception et d'entretien. De plus, elle est capable d'atteindre des vitesses élevées et de fonctionner dans des environnements difficiles. Toutefois, la commande de ce type de machine reste complexe en raison de la nature non linéaire de son modèle, de son couplage fort, de sa dynamique rapide ainsi que de la variation de ses paramètres dans du temps. Les développements récents en électronique de puissance et en électronique numérique ont cependant permis de rendre possible sa commande à vitesse variable [1].

La commande vectorielle à flux orienté a été conçue afin de contrôler le couple en régimes transitoires. Cette technique permet à la machine asynchrone de reproduire un comportement comparable à celui d'une machine à courant continu, en assurant un découplage entre le couple et le flux. Cependant, son principal inconvénient réside dans sa forte sensibilité aux perturbations et aux variations des paramètres de la machine.

La commande directe du couple (DTC) a été introduite initialement pour les machines asynchrones par Takahashi et Noguchi en 1986 [2]. Cette stratégie de commande constitue une réponse efficace aux limitations de la commande vectorielle. Elle présente plusieurs avantages, notamment son indépendance vis-à-vis des paramètres rotoriques, une réponse dynamique plus rapide du couple, ainsi qu'une configuration plus simple.

La commande directe du couple (DTC) vise à contrôler directement le couple électromagnétique de la machine en appliquant différents vecteurs de tension générés par l'onduleur. Les grandeurs contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique. Il s'agit de maintenir ces grandeurs à l'intérieur des bandes à hystérésis. Les sorties de ces régulateurs associées à une table de commutation permettent de déterminer le vecteur de tension optimal à appliquer chaque instant. La technique de commande (DTC) présente certains inconvénients, notamment des ondulations importantes du flux et du couple, ainsi qu'une fréquence de commutation variable de l'onduleur [3]. Afin d'atténuer ces inconvénients et d'améliorer les performances de la DTC, plusieurs techniques ont été proposées pour réduire les ondulations et optimiser le fonctionnement du système.

L'intégration de la modulation vectorielle par largeur d'impulsion (DTC-SVM) peut apporter des améliorations dans les performances de la DTC. Cette technique est caractérisée par une fréquence de commutation constante et permettent de réduire les ondulations du couple, du flux et du courant. L'utilisation de la variation de l'angle de charge qui est due au changement du couple du moteur pour générer le vecteur tension approprié, cette structure utilise un seul régulateur PI.

L'analyse des améliorations des performances de la DTC sera réalisée à l'aide de simulations sous l'environnement Matlab/Simulink.

Le premier chapitre est dédié à la présentation et à la modélisation de la machine asynchrone (MAS) dans le repère de Park (d, q), puis dans le repère (a, b). Ce chapitre inclut également la modélisation de l'onduleur ainsi que la description de sa technique de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Afin de valider les modèles développés de la machine et de l'onduleur, des simulations de la MAS alimentée par le réseau de tension triphasée et aussi par l'onduleur seront réalisées.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation du principe de la commande directe du couple (DTC), qui repose sur le contrôle du couple électromagnétique et du flux statorique. Des résultats de simulation seront également présentés afin d'illustrer les avantages et les limites de cette méthode de commande.

Le dernier chapitre est dédié à l'étude de la stratégie DTC-SVM. Nous utilisons l'angle de charge pour générer le vecteur tension optimal permettant le pilotage de la machine. Les résultats de simulation obtenus seront ensuite présentés et comparés.

Finalement, une conclusion générale présentera un résumé de tous les résultats obtenus dans ce mémoire.

Chapitre I

Modélisation et simulation de la machine Asynchrone

I.1) INTRODUCTION :

La machine asynchrone est privilégiée par les industriels depuis son invention par *N. Tesla* à la fin du 19^{ème}, en raison de sa conception simple et de sa maintenance facile. Cette invention repose sur la découverte des champs magnétiques tournants générés par un système de courants polyphasés.

Le fonctionnement de la machine asynchrone (MAS), également appelée machine à induction, repose sur l'utilisation d'un champ tournant sinusoïdal. Sa modélisation est souvent considérée comme une phase initiale de l'approche en automatique moderne, car elle permet d'établir un modèle du système en vue de prédire son comportement futur.

Ce chapitre est structuré en deux parties, la première est dédiée à l'étude de la modélisation de la machine asynchrone, en s'appuyant sur la transformation de Park, qui permet de transposer les équations électriques du stator et du rotor sur des axes perpendiculaires électriquement, désigné par (α, β) . Ensuite, nous présenterons les résultats de simulation d'une machine asynchrone alimentée directement par un réseau triphasé [1]. la deuxième partie porte la modélisation de l'alimentation de la machine. On présentera les résultats de simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension commandé par MLI triangulaire.

I.2) PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

Le fonctionnement de la machine asynchrone repose entièrement sur les lois de l'induction. Elle peut être assimilée à un transformateur à champ magnétique tournant, où le stator joue le rôle de l'enroulement primaire et le rotor celui de l'enroulement secondaire en court-circuit.

Ce principe est basé sur l'interaction électromagnétique entre le champ tournant, généré par le courant triphasé alimentant l'enroulement statorique, et les courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont traversés par ce champ.

La vitesse de synchronisme du champ tournant dépend de la fréquence f_s de la tension d'alimentation triphasée.:

$$N_s = \frac{60.f_s}{p} \quad (\text{tr/min}) \quad (\text{I-1})$$

Où :

- p est le nombre de paires de pôles.

La machine asynchrone tourne à une vitesse N inférieure à la vitesse de synchronisme N_s . L'écart relatif entre la vitesse mécanique N et la vitesse de synchronisme est dénommé glissement. [2] :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (\text{I-2})$$

I.3) MODÉLISATION DE LA MAS :

I.3.1) Hypothèses simplificatrices [3]:

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [3]:

- Les résistances des enroulements invariables avec la température,
- L'effet de peau négligeable,
- L'Absence de la saturation dans le circuit magnétique,
- La machine alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées,
- La répartition spatiale sinusoïdale,
- L'entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligeable,
- Les pertes ferromagnétiques (par hystérésis et courant de Foucault) négligeables.

I.3.2) Modèle dynamique de la MAS :

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement sur la figure (I.1) et dont les phases statoriques et rotoriques sont repérées respectivement par a, b, c et A, B, C. Les phases rotoriques sont supposées court-circuitées. Le nombre de paires de pôles est égal à p et on note $\theta = \theta(t)$ l'angle mécanique, variable en fonction du temps [4].

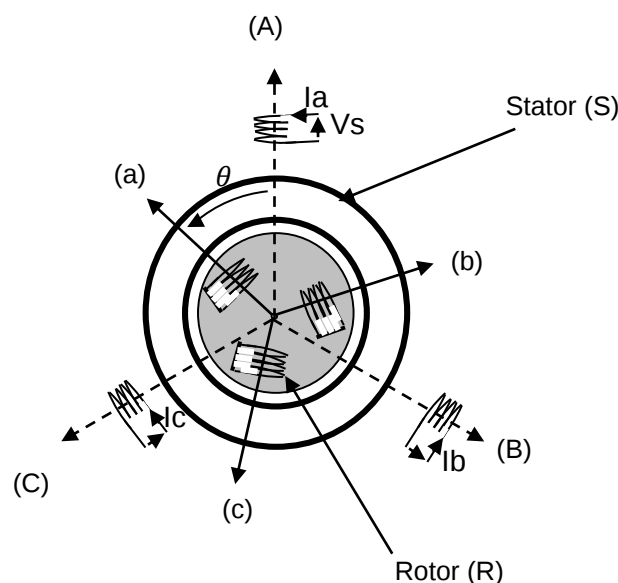


Figure I1 Représentation schématique d'une MAS triphasée

I.3.3) LES EQUATIONS GENERALES DE LA MAS :

On a trois types d'équations qui sont les suivantes :

- Les équations **électriques**.
- Les équations **magnétiques**.
- Les équations **mécaniques**.

I.3.3.1 Les équations électriques :

En appliquant la loi d'ohm généralisée à chaque phase de la figure (I.1), les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent pour le stator avec l'indice « s » et le rotor avec l'indice « r » comme suit :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (I.3)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (I.4)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}]^T & [\varphi_s] &= [\varphi_{as} \quad \varphi_{bs} \quad \varphi_{cs}]^T \\ [V_r] &= [V_{ar} \quad V_{br} \quad V_{cr}]^T & [\varphi_r] &= [\varphi_{ar} \quad \varphi_{br} \quad \varphi_{cr}]^T \\ [I_s] &= [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs}]^T & [I_r] &= [I_{ar} \quad I_{br} \quad I_{cr}]^T \end{aligned}$$

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad R_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$[V_s]$: Vecteur de tension statorique

$[V_r]$: Vecteur de tension rotorique

$[I_s]$: Vecteur de courant statorique

$[I_r]$: Vecteur de courant rotorique

$[\varphi_s]$: vecteur de flux rotorique

$[\varphi_r]$: Vecteur de flux statorique

I.3.3.2 Les équations magnétiques :

Sous les hypothèses précédentes, l'équation matricielle suivante permet de décrire la relation entre les flux totalisés sur les enroulements et les courants.

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \end{cases} \quad (I.5)$$

Avec :

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

I.3.3.3) Les équations mécaniques :

L'équation régissant la mécanique de la machine s'exprime comme suit :

$$C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f_r \cdot \Omega_r \quad (I-6)$$

Avec :

- C_e : couple électromagnétique.
- C_r : couple résistive.
- J : moment d'inertie du rotor et de la partie tournante de la machine.
- Ω_r : vitesse rotorique du moteur.
- f_r : coefficient de frottement.

I.4) TRANSFORMATION TRIPHASE-BIPHASE :

I.4.1) Transformation de PARK :

les angles θ_s et θ_r est données par la relation suivante (I.12).

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (I.12)$$

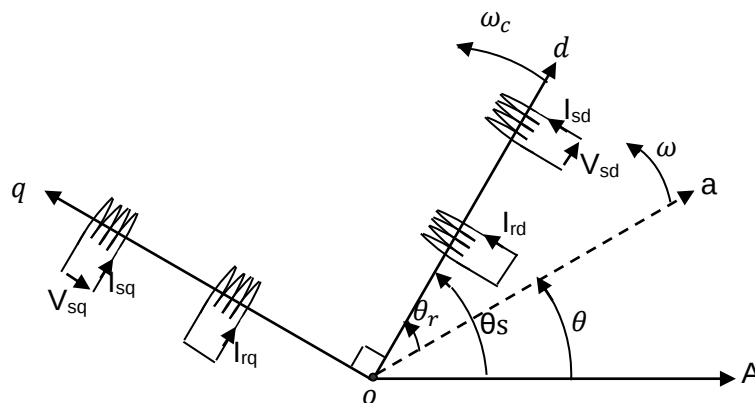


Figure I 2 Modèle de Park de la MAS

- La Matrice de PARK est définie par :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \text{ ou } V_{rd} \\ V_{sq} \text{ ou } V_{rq} \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta_a & \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_a & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \text{ ou } V_{ar} \\ V_{bs} \text{ ou } V_{br} \\ V_{cs} \text{ ou } V_{cr} \end{bmatrix}$$

- La matrice de transformation de PARK inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \text{ ou } V_{ar} \\ V_{bs} \text{ ou } V_{br} \\ V_{cs} \text{ ou } V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_a & -\sin\theta_a \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \text{ ou } V_{rd} \\ V_{sq} \text{ ou } V_{rq} \\ V_0 \end{bmatrix}$$

Remarque :

$\theta_a = \theta_s$ pour la transformation des grandeurs statoriques,

$\theta_a = \theta_r$ pour la transformation des grandeurs rotoriques.

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \text{ ou } V_{rd} \\ V_{sq} \text{ ou } V_{rq} \\ V_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \text{ ou } V_{ar} \\ V_{bs} \text{ ou } V_{br} \\ V_{cs} \text{ ou } V_{cr} \end{bmatrix}$$

Et à l'inverse :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \text{ ou } V_{ar} \\ V_{bs} \text{ ou } V_{br} \\ V_{cs} \text{ ou } V_{cr} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \text{ ou } V_{rd} \\ V_{sq} \text{ ou } V_{rq} \\ V_0 \end{bmatrix}$$

Application de PARK aux équations des tensions et des flux :

A) équations électriques :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_a \cdot \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_a \cdot \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \cdot \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.6)$$

B) Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + M \cdot I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (I.7)$$

Avec :

$L_s = l_s - m_s$: l'inductance cyclique propre statorique.

$L_r = l_r - m_r$: l'inductance cyclique propre rotorique.

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

C) équation mécanique :

L'équation du couple électromagnétique, après application de la transformation de Park, s'écrit comme suit :

$$C_e = P(\varphi_{sd} \cdot I_{sq} - \varphi_{sq} \cdot I_{sd}) \quad (I-8)$$

I.4.2) Transformation de CLARK :

La transformée de Clarke est une méthode utilisée en électrotechnique pour convertir un système triphasé en un système diphasé (α, β), ce qui facilite la modélisation des grandeurs telles que les courants, les tensions ou les flux [6]. Elle définit par :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I-9)$$

La matrice inverse est :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix}$$

I.4.3) Transformation de CONCORDIA :

La transformée de Concordia, semblable à celle de Clarke, est unitaire, préservant ainsi les puissances du système initial [6].

Elle définit par :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

La matrice inverse est :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix}$$

I.4.3) Choix du référentiel :

En fonction du repère choisi, la position des axes (d, q) peut être définie comme suit :

- Dans le repère (α , β), correspondant au système biphasé statorique ($\omega_a = 0$).
- Dans le repère (x, y), associé au système biphasé rotorique ($\omega_a = \omega_r$).
- Dans le repère (d, q), lié au champ tournant ($\omega_a = \omega_s$).

Les équations dans le repère lié au stator « α , β »

A) équations électriques :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} - \omega_r \cdot \varphi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} - \omega_r \cdot \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.10)$$

B) équations magnétiques :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s \cdot I_{s\alpha} + M \cdot I_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_s \cdot I_{s\beta} + M \cdot I_{r\beta} \\ \varphi_{r\alpha} = L_r \cdot I_{r\alpha} + M \cdot I_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_r \cdot I_{r\beta} + M \cdot I_{s\beta} \end{cases} \quad (I.11)$$

C) équation mécanique :

L'équation mécanique, après application de la transformation de Park, s'écrit comme suit :

$$C_e = P(\varphi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (I-12)$$

L'équation régissant le mouvement de la machine s'exprime alors comme suit :

$$C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (I-13)$$

I.5) EXPRESSION EN MODELE D'ETAT :

Afin d'établir le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, nous adoptons les flux et les courants des phases statoriques comme variables d'état. Dans ce cas, le modèle s'exprime sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (I.14)$$

Avec :

X : vecteur d'état ($X = [I_{s\alpha} I_{s\beta} \Phi_{s\alpha} \Phi_{s\beta}]^T$).

U : vecteur de commande ($U = [V_{s\alpha} V_{s\beta}]^T$).

A : matrice d'évolution du système.

B : matrice de commande du système.

C : matrice de sortie.

Le modèle de la machine asynchrone est représenté sous la forme matricielle suivante :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma \cdot T_s} - \frac{1}{\sigma \cdot T_r} & -\omega_r & \frac{1}{\sigma \cdot L_s \cdot T_r} & -\frac{1}{\sigma L_s} \cdot \omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\sigma \cdot T_s} - \frac{1}{\sigma \cdot T_r} & -\frac{1}{\sigma L_s} \cdot \omega_r & \frac{1}{\sigma \cdot L_s \cdot T_r} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Où :

- $T_s = L_s / R_s$: constante de temps statorique.
- $T_r = L_r / R_r$: constante de temps rotorique.

- $\sigma = 1 - (r^2/L_s L_r)$: coefficient de dispersion de Blondel.

I.6) MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION :

L'onduleur de tension convertit l'énergie continue en énergie alternative (DC/AC). Il utilise la modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour ajuster la fréquence et l'amplitude des tensions appliquées aux machines électriques. Il est généralement alimenté par un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau électrique, suivi d'un filtrage de la tension continue.

L'onduleur se compose de trois bras, chacun constitué de deux interrupteurs électroniques accompagnés de diodes de roue libre, permettant d'assurer la continuité du courant. Il est commandé par différentes techniques de modulation, notamment la modulation vectorielle de largeur d'impulsion (SVPWM), largement utilisée dans la commande des machines électriques [4].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur boolienne:

$S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bras haut(*a, b ou c*) fermé.

$S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bras bas(*a, b ou c*) fermé.

La figure (I.3) montre le schéma d'un onduleur triphasé alimentant le MAS :

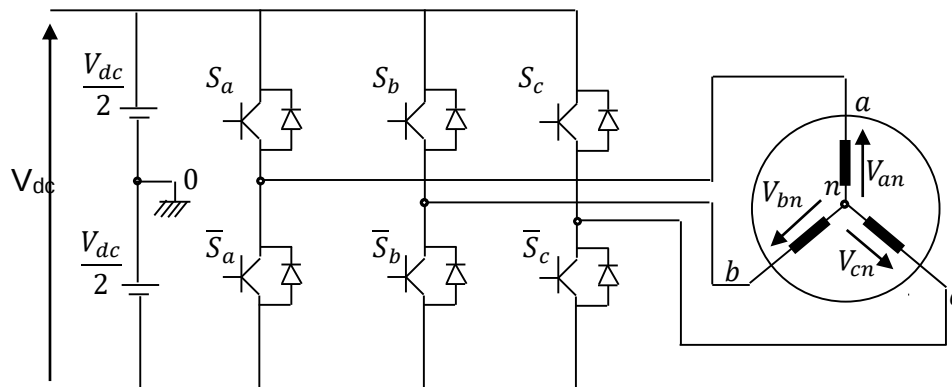


Figure I.3. Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le MAS

Soit 'n' le point neutre du côté alternatif de la machine asynchrone. Les trois tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont alors définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (I.15)$$

Étant donné que la charge représentée par la machine est équilibrée ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$), les relations suivantes s'en déduisent :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (I.16)$$

Les équations des tensions simples exprimées en fonction des paramètres de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

I.7) COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (MLI) :

La modulation de largeur d'impulsions (MLI) consiste à augmenter le nombre d'impulsions appliquées aux interrupteurs de l'onduleur, ce qui permet de repousser les harmoniques vers des fréquences plus élevées, facilitant ainsi leur filtration. Cette technique permet de contrôler à la fois l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie. Les instants de commutation des interrupteurs sont définis par l'intersection entre trois signaux de référence sinusoïdaux et une onde porteuse triangulaire. Chaque bras est commandé en comparant un signal de référence avec un signal triangulaire à haute fréquence. L'efficacité de la MLI est liée aux progrès des interrupteurs semi-conducteurs, mais une fréquence de découpage plus élevée augmente les pertes par commutation.

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont:

L'indice de modulation m égale au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (I.17)$$

Le coefficient de réglage en tension r égale au rapport de l'amplitude V_m de la référence à tension crête U_{pm} de la porteuse :

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}} \quad (I.18)$$

La commande sinusoïdale modulée en largeur d'impulsion (PWM) de type triangulaire de base consiste à comparer une onde de référence sinusoïdale avec une ou plusieurs ondes porteuses, généralement de forme triangulaire ou en dents de scie, unipolaires ou bipolaires. Cette technique

nécessite une commande distincte pour chaque phase de l'onduleur. Les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs sont déterminés en temps réel par une électronique de commande analogique ou numérique [1].

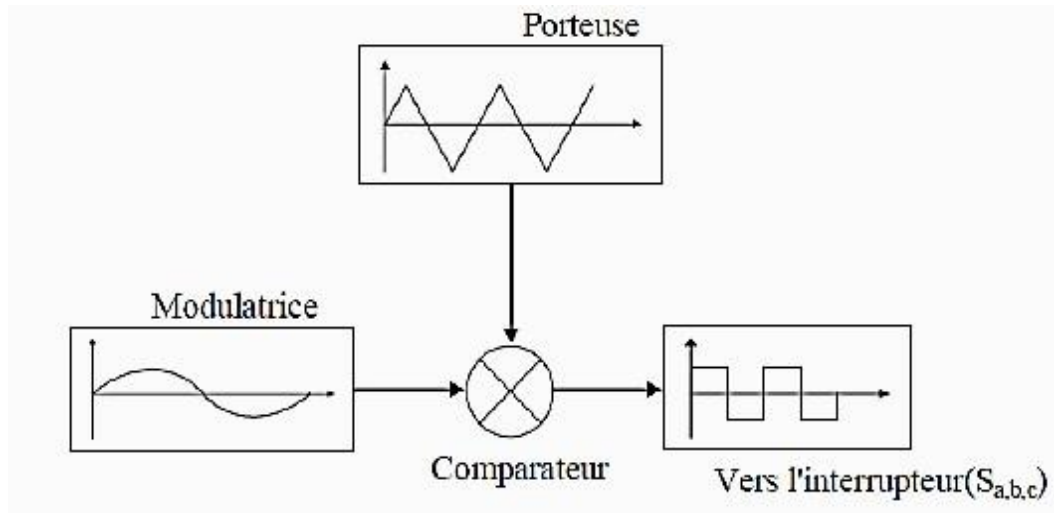


Figure I 3 Schéma synoptique de la MLI

I.8) SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC ONDULEUR MLI :

Essai à vide : $C_r=0$

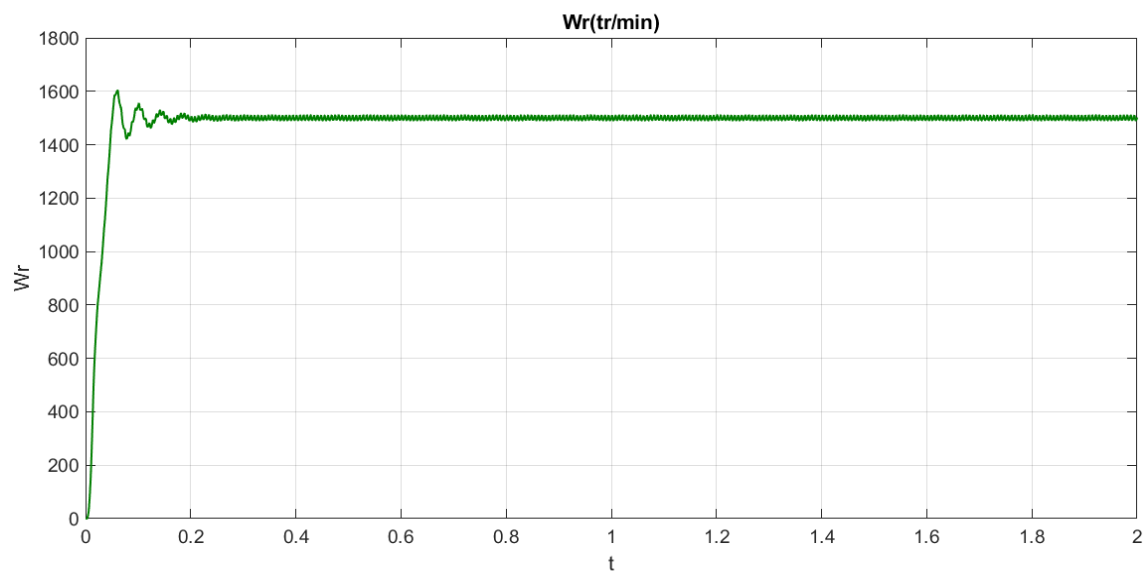
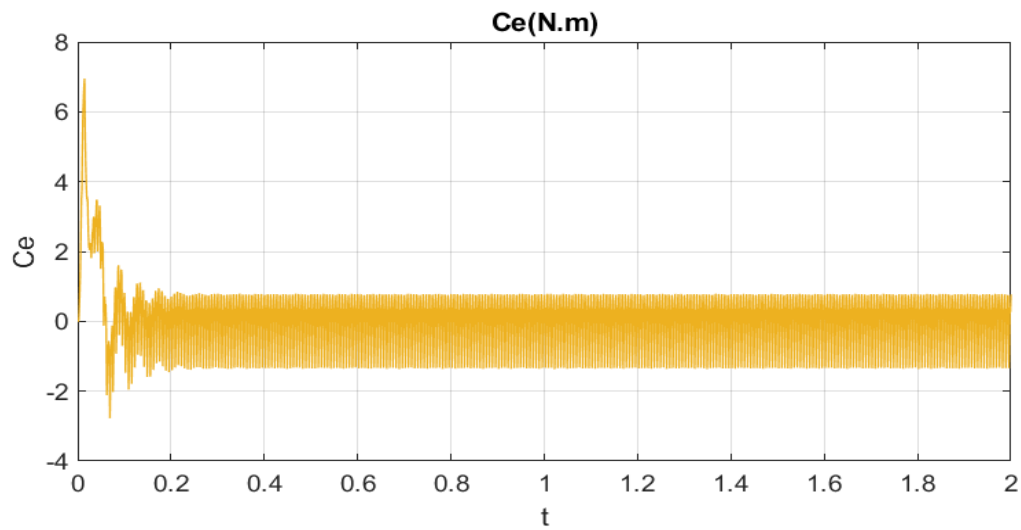
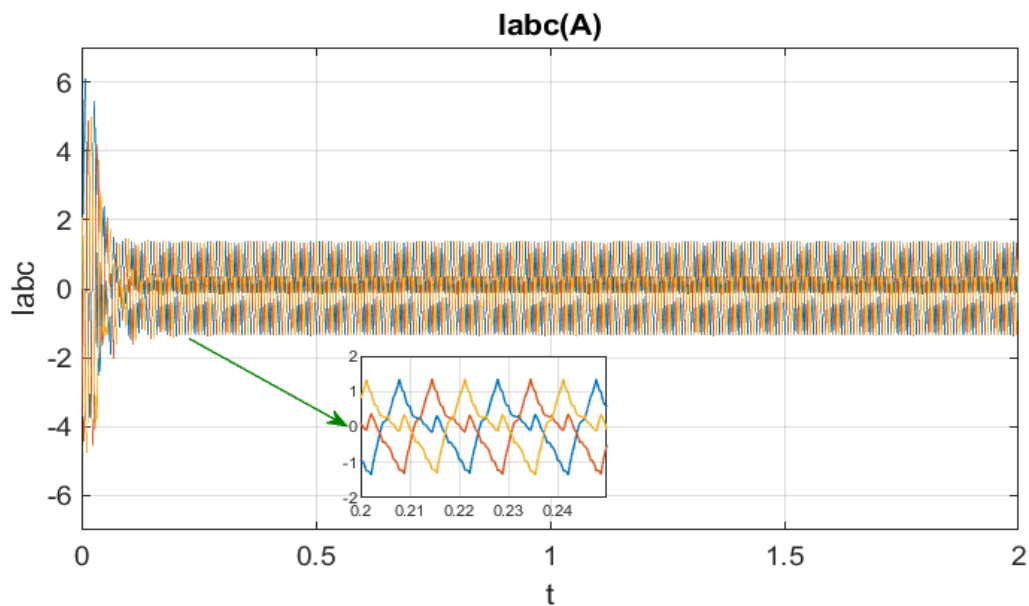
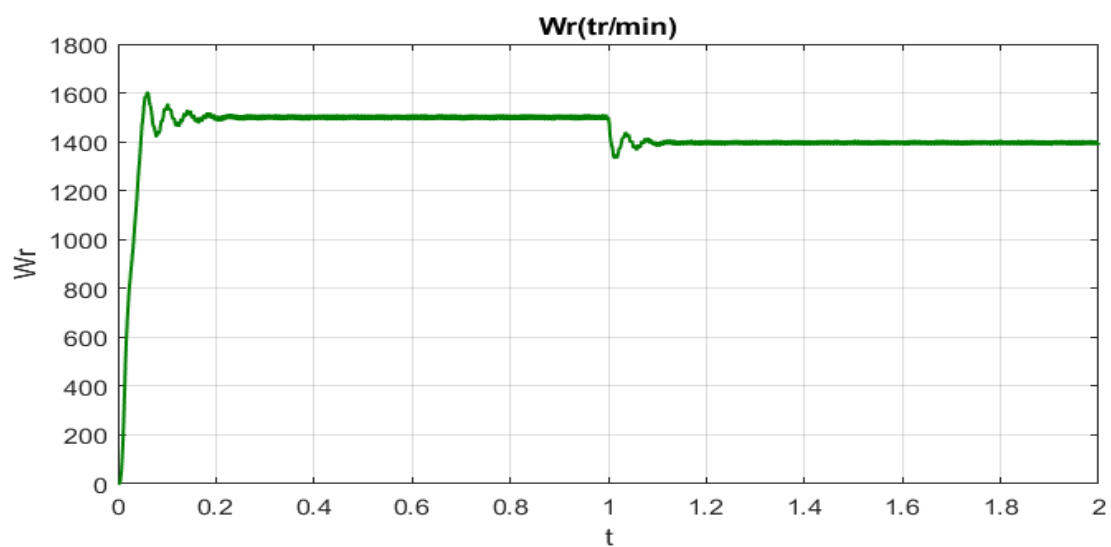


Figure I 4 La vitesse de rotation ω_r

Figure I 5 Le couple électromagnétique C_e Figure I 6 Le courant I_{abc} Figure I 7 La vitesse de rotation ω_r

- Essai en charge $C_r = 4 \text{ N.m}$ en $t = 2.5\text{s}$:

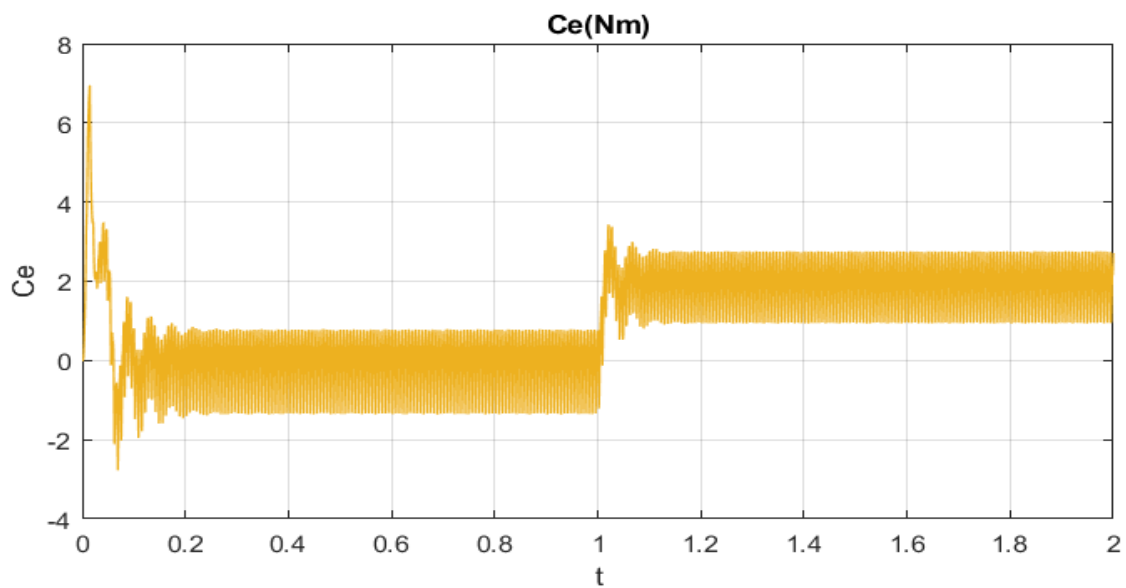


Figure I 8 Le couple électromagnétique C_e

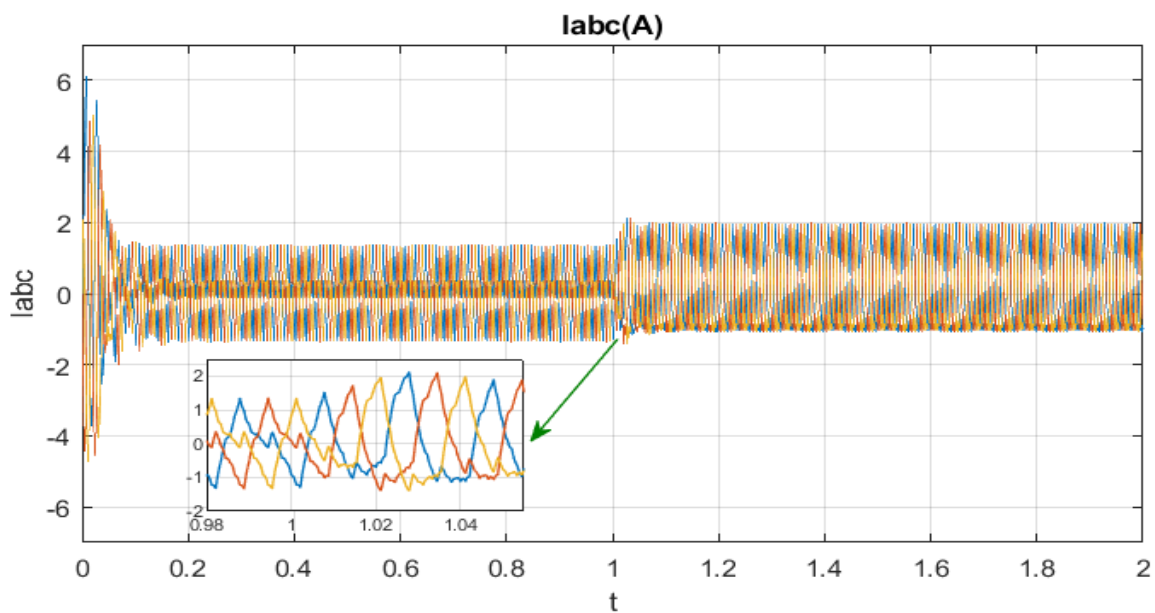


Figure I 9 Le courant I_{abc}

Les résultats sont obtenus lors de la simulation de l'association convertisseur-machine, avec un démarrage à vide suivi de l'application d'un couple de charge à l'instant $t = 2.5 \text{ s}$.

- **À vide** : La vitesse présente des petites oscillations au démarrage dues au fonctionnement du convertisseur.

Le couple électromagnétique est faible, juste suffisant pour compenser les pertes. Il présente des ondulations liées à la forme de la tension fournie par le convertisseur.

- **En charge** : La vitesse diminue sous l'effet de la charge. Le couple électromagnétique augmente pour compenser cette charge, tout en présentant des fluctuations attribuées au mode de commande PWM.

I.9) CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons réalisé la modélisation et la simulation de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur de tension. Les résultats obtenus ont permis d'analyser son comportement dynamique, aussi bien à vide qu'en charge. Cependant, la machine seule ne satisfait pas toujours les exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Pour atteindre des performances élevées en régime dynamique, une stratégie de commande basée sur le contrôle direct du couple (DTC) est introduite. La théorie ainsi que la mise en œuvre de cette technique feront l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre II

LA COMMANDE DIRECT DU COUPLE (DTC)

II.1) INTRODUCTION :

La stratégie de la commande directe du couple (DTC) présente plusieurs avantages, notamment son indépendance vis-à-vis des paramètres rotoriques de la machine. Elle offre une réponse rapide du couple et une configuration de commande simplifiée, ne nécessitant pas des capteurs mécaniques.

Le principe de la DTC repose sur la commande directe des états de commutation de l'onduleur, à partir des valeurs estimées du flux statorique et du couple électromagnétique. Les changements d'état des interrupteurs sont directement liés à l'évolution des grandeurs électromagnétiques du moteur, contrairement aux commandes traditionnelles basées sur des consignes de tension et de fréquence, comme c'est le cas pour les onduleurs à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Dans cette étude, on présentera le principe du contrôle direct de couple, ainsi que les résultats obtenus par simulation [8].

II.2) PRINCIPE DE LA COMMANDE DTC :

La commande directe du couple (DTC) vise à réguler directement le couple de la machine en appliquant différents vecteurs de tension de l'onduleur. Ces vecteurs sont choisis en fonction la référence entre les valeurs de référence et les valeurs réelles du couple et du flux. Les erreurs de couple et de flux sont comparées à l'aide de comparateurs à hystérésis.

Selon les résultats obtenus, un vecteur de tension approprié est choisi à partir d'une table [9].

La structure de la commande directe du couple est illustrée par la figure (II .1).

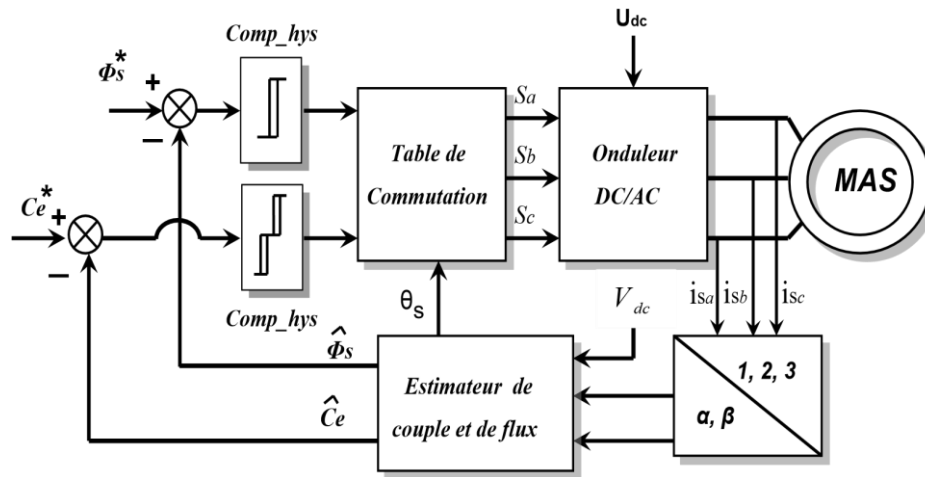


Figure II 1 Schéma de principe de la DTC appliquée à une machine asynchrone

II.3) Caractéristiques principales de la commande DTC :

Les principales caractéristiques de la commande directe du couple (DTC) sont les suivantes :

- La commande directe du couple et du flux est assurée par la sélection des vecteurs de commutation optimaux de l'onduleur.
- Les flux et les courants statoriques obtenus présentent des formes proches de signaux sinusoïdaux.
- La machine offre une réponse dynamique très rapide.
- Des oscillations du couple peuvent apparaître, leur amplitude étant liée à la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

II.4) APPROCHE DE LA COMMANDE DTC ET DE FLUX :

II.4.1) Contrôle du vecteur flux statorique :

La commande directe du couple repose sur l'orientation du flux statorique. L'expression de ce dernier dans le repère lié au stator de la machine est donnée par :

$$V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d}{dt} \varphi_s \quad (\text{II.1})$$

Cela donne :

$$\varphi_s = \int_0^t (V_s - R_s \cdot I_s) dt \quad (\text{II.2})$$

Lorsqu'un vecteur de tension non nul est appliqué sur l'intervalle de temps $[0, T_e]$ et en supposant que $V_s \gg R_s \cdot I_s$, l'équation discrète peut alors s'écrire :

$$\varphi_s(K + 1) \approx \varphi_s(K) + V_s \cdot T_e \quad (\text{II.3})$$

Donc :

$$\Delta\varphi_s = \varphi_s(K+1) - \varphi_s(K) = V_s \cdot T_e \quad (\text{II.4})$$

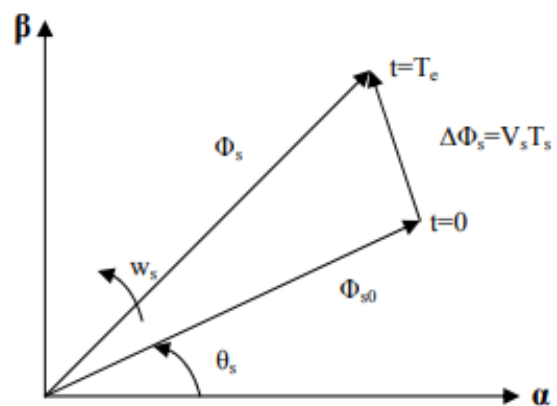
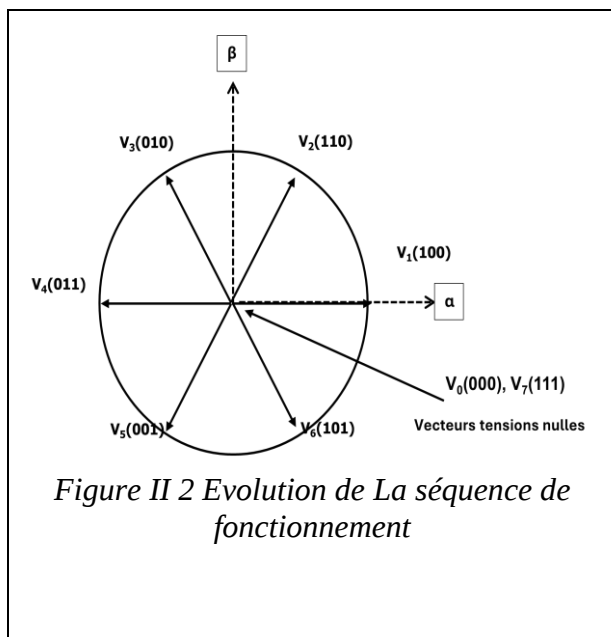
Avec :

$\varphi_s(K+1)$: vecteur du flux statorique à l'échantillonnage suivant.

$\varphi_s(K)$: vecteur du flux statorique au d'échantillonnage actuel.

$\Delta\varphi_s$: variation du vecteur flux statorique ($\varphi_s(K+1)$, $\varphi_s(K)$).

T_e : période d'échantillonnage.



La composante radiale du vecteur tension, appelée "composante du flux", influence l'amplitude de φ_s , tandis que sa composante tangentielle, dite "composante du couple", modifie la position de φ_s .

En sélectionnant judicieusement une séquence de vecteurs V_s sur des périodes de commande T_e , il est possible de maintenir un module de flux φ_s quasiment constant. Cela permet d'imposer à son extrémité une trajectoire proche d'un cercle, à condition que T_e soit suffisamment court par rapport à la période de rotation du flux statorique.

Lorsque le vecteur de tension V_s choisi est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de φ_s est déterminée par sa dérivée temporelle $\frac{d}{dt}\varphi_s$. Ainsi, la vitesse de déplacement de l'extrémité de φ_s est directement liée à cette dérivée.

Si l'on néglige l'effet du terme RsIs, la relation devient $V_s = \frac{d}{dt}\varphi_s$. La vitesse de rotation

de φ_s dépend fortement du choix de $\mathbf{V}_s$: elle est maximale lorsque $\mathbf{V}_s$ est perpendiculaire à la direction de φ_s , et nulle si un vecteur nul est appliqué. Elle peut également être négative selon la direction du vecteur tension [8].

II.4.2) Contrôle du couple électromagnétique :

Pour modéliser la machine asynchrone, on adopte le repère (α, β) associé au stator, généralement le plus approprié pour l'implémentation de la DTC. L'expression du modèle de la machine dans ce repère (**Chapitre I**) est donnée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d}{dt} \varphi_s \\ V_r = 0 = R_r \cdot I_r + \frac{d}{dt} \varphi_r - j\omega \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{cases} \varphi_s = L_s \cdot I_s + M I_r \\ \varphi_r = L_r \cdot I_r + M I_s \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$I_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\varphi_r}{L_r} - \frac{M}{L_s \cdot L_r} \varphi_s \right) \quad (\text{II.7})$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r}$ étant le coefficient de dispersion.

Donc :

$$\begin{cases} V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d}{dt} \varphi_s \\ \frac{d}{dt} \varphi_r + \left(\frac{1}{\sigma \cdot T_r} - j\omega \right) \varphi_r = \frac{M}{L_s} \cdot \frac{1}{\sigma \cdot T_r} \varphi_s \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Avec la constante de temps du rotor de la machine définie comme suit : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

Ces relations indiquent que :

- Le vecteur φ_s peut être contrôlé à partir du vecteur $\mathbf{V}_s$, à l'exception des chutes de tension $R_s I_s$.
- Le flux φ_r suit les variations de φ_s avec une constante de temps σT_r . Le rotor agit comme un filtre à constante de temps entre les flux φ_s et φ_r , illustrant ainsi l'effet d'un filtre passe-bas existant entre eux. Cette constante de temps, σT_r , détermine également la vitesse de variation de l'angle θ_{sr} entre les flux statorique et rotorique. Le flux φ_r est donné par [6]:

$$\varphi_r = \frac{M}{L_s} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \cdot \sigma \cdot T_r}$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = K \|\varphi_s\| \cdot \|\varphi_r\| \cdot \sin(\theta_{sr}) \quad (\text{II.9})$$

Avec :

- $K = \frac{pM}{LsLr}$
- $\|\varphi_s\|$: Module du vecteur flux stator.
- $\|\varphi_r\|$: module du vecteur flux rotor.
- θ_{sr} : Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor.

Le couple dépend ainsi de l'amplitude des vecteurs (φ_s et φ_r) et de leur position relative. En contrôlant parfaitement le flux φ_s (via V_s) en amplitude et en position, il devient possible de maîtriser à la fois l'amplitude et la position relative de φ_s et φ_r , et donc le couple. Cela est réalisable à condition que la période de commande T_e de la tension V_s soit bien inférieure à σT_r , soit $T_e \ll \sigma T_r$ [6].

II.5) DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE :

II.5.1) Choix Du Vecteur De Tension :

Pour maintenir une amplitude constante du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit suivre une trajectoire circulaire. Cela implique que le vecteur de tension appliqué soit toujours perpendiculaire au vecteur flux. Toutefois, étant donné qu'il n'existe que huit vecteurs de tension disponibles, une variation d'amplitude est inévitable. Cette variation peut néanmoins être contenue dans une bande d'erreur prédéfinie.

Dans le repère statorique (α, β), l'espace de φ_s est divisé en six zones, appelées secteurs, qui sont déterminés en fonction des composantes du flux selon les axes (α) et (β). L'axe (α) est aligné avec l'axe de la phase (a) de l'enroulement triphasé (a, b, c).

Lorsque le flux φ_s est situé dans une zone i ($i=1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple s'effectue en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tension disponibles :

- Si le vecteur V_{i+1} est sélectionné, le flux φ_s augmente et le couple C_e croît.
- Si le vecteur V_{i-1} est sélectionné, le flux φ_s augmente tandis que le couple C_e diminue.
- Si le vecteur V_{i+2} est sélectionné, le flux φ_s diminue et le couple C_e croît.
- Si le vecteur V_{i-2} est sélectionné, le flux φ_s diminue et le couple C_e décroît.
- Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, la rotation du flux φ_s est arrêtée, ce qui entraîne une diminution du couple, tandis que l'amplitude du flux reste inchangée.

Indépendamment de l'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position $N=i$, les vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. Cela signifie qu'au sein d'une zone donnée $N=i$, un bras de l'onduleur ne commute pas, ce qui contribue à réduire la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs du convertisseur [4].

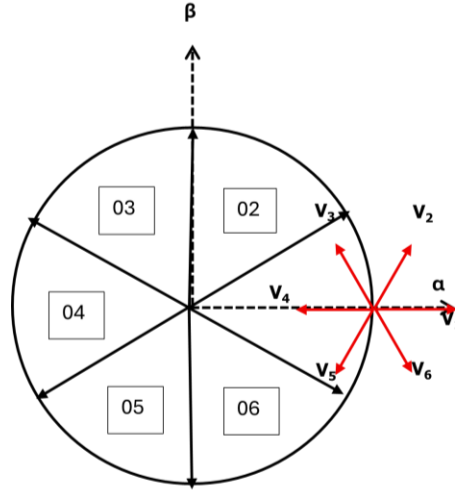


Figure II 4 Sélection du vecteur de tension V_s

II.5.2) Estimation du flux statorique :

La commande DTC repose sur l'estimation du couple de la machine ainsi que sur celle du flux statorique. Ce dernier est ainsi déterminé par [12] :

$$\varphi_{s_est} = \int_0^t (V_s - R_s \cdot I_s) dt \quad (II.10)$$

On obtient les composantes α, β du vecteur φ_s : $\varphi_s = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta}$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha_est} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta_est} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (II.11)$$

Les composantes ($I_{s\alpha}, I_{s\beta}$) du vecteur courant sont déterminées en appliquant la transformation de Concordia aux courants mesurés I_{sa}, I_{sb} et I_{sc} selon :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (II.12)$$

Les composantes du vecteur tension sont reconstruites à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur, des états des interrupteurs (S_a, S_b, S_c) et en appliquant la transformation de Concordia, où S_a, S_b, S_c représentent les états de chaque bras de l'onduleur.

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_0 (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Le module du flux statorique et sa phase s'expriment comme suit :

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.14})$$

$$\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (\text{II.15})$$

II.5.3) Estimation du couple électromagnétique :

Le couple peut être exprimé de la manière suivante :

$$C_{e_est} = p(\varphi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{II.16})$$

À partir de cette équation, l'estimateur de couple ne se base que sur des grandeurs statoriques, à savoir les flux $\varphi_{s\alpha_est}$ et $\varphi_{s\beta_est}$ ainsi que les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$. [13]

II.5.4) Elaboration du contrôleur de flux et de couple :

II.5.4.1) Contrôleur de flux

L'objectif est de maintenir l'extrémité du vecteur φ_s à l'intérieur d'une couronne circulaire, comme illustré sur la figure II 5. La sortie du correcteur doit déterminer la direction de variation du module de φ_s afin de choisir le vecteur de tension approprié. Pour cela, un régulateur à hystérésis à deux niveaux s'avère être une solution idéale, garantissant d'excellentes performances dynamiques. La sortie de ce régulateur, représentée par une variable booléenne [Cflx], indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée [Cflx=1] ou réduite [Cflx=0] afin d'assurer son maintien [14].

$$|\varphi_{s_ref} - \varphi_{s_est}| \leq \Delta\varphi_s \quad (\text{II.17})$$

Avec φ_{s_ref} le flux de référence, et $\Delta\varphi_s$ est la largeur d'hystérésis du régulateur.

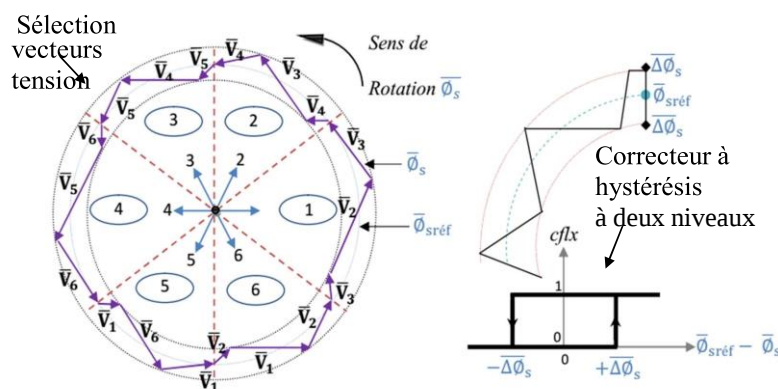


Figure II 6 Régulateur du flux à hystérésis et sélection des vectrices tensions

II.5.4.2) Contrôleur de couple :

Le régulateur de couple a pour rôle de maintenir le couple dans les limites définies par l'intervalle $C_{e_réf} - C_{e_est} \leq \Delta C_e$, où $C_{e_réf}$ représente la référence du couple et ΔC_e la bande d'hystérésis du régulateur. Contrairement au contrôle du flux, une particularité du contrôle du couple est que ce dernier peut être positif ou négatif en fonction du sens de rotation de la machine. La régulation du couple électromagnétique est assurée par un contrôleur à hystérésis à deux niveaux, qui se distingue par sa simplicité. Ce contrôleur, identique à celui employé pour la régulation du module de φ_s , permet uniquement le contrôle du couple dans un seul sens de rotation. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être choisis pour modifier le flux φ_s , tandis que la réduction du couple est obtenue par la sélection des vecteurs nuls.

Ce correcteur est plus simple à implémenter et, en choisissant judicieusement les vecteurs nuls selon les zones N_i , on constate que dans chaque zone i , un bras de l'onduleur reste inactif. Cela permet de réduire la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, entraînant ainsi une diminution des pertes par commutation au niveau de l'onduleur [10].

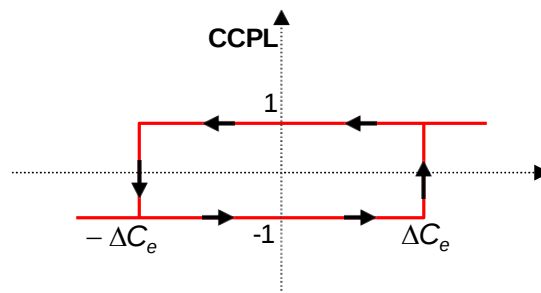


Figure II 7 Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux

II.5.5) Elaboration de la table de commutation :

La table de commutation est élaborée en se basant sur le comportement du système, défini par les variables kC_e et $k\varphi$, ainsi que sur le secteur du flux statorique. L'évolution des deux grandeurs, à savoir le flux et le couple, est analysée pour chacun des quatre vecteurs V_{i+1} , V_{i+2} , V_{i-1} et V_{i-2} , pouvant être appliqués à la machine asynchrone dans le secteur S_i . Ces variations sont résumées dans le tableau suivant :

Vecteur V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
φ_s	↗	↘	↗	↘
C_e	↗	↗	↘	↘

Tableau II 1 Table généralisée pour le choix des vecteurs de tensions

Pour expliquer la construction de la table de commutation, prenons l'exemple où $k\varphi=1$, $kC_e=1$ et $Ni=1$. Dans ce cas, le vecteur flux est situé dans le secteur 1, et l'objectif est d'augmenter à la fois le couple et le flux.

Parmi les six tensions actives disponibles, la Figure montre que les tensions V_1 , V_2 et V_6 tendent à accroître l'amplitude du flux, tandis que V_2 , V_3 et V_4 favorisent l'accélération du vecteur flux, ce qui entraîne une augmentation de l'angle θ et donc du couple.

Dans cette configuration, on observe que seule la tension V_2 est capable d'augmenter simultanément l'amplitude du flux et du couple. Lorsqu'on se trouve dans une situation où $kC_e=0$, c'est-à-dire lorsque le couple est maintenu à l'intérieur de sa bande d'hystérésis, une séquence nulle est sélectionnée. Le choix entre V_0 et V_7 est effectué dans le but de minimiser la fréquence de commutation.

Enfin, on remarque que la transition d'un secteur au suivant s'effectue par une permutation circulaire de l'indice de la tension. En s'appuyant sur ces principes, on peut ainsi établir la table de commutation proposée par Takahashi [4].

N		1	2	3		4	5	6	Contrôleurs	
$k\varphi=1$	CCPL = 1	V_2	V_3	V_4		V_5	V_6	V_1	2 Niveaux	3 Niveaux
	CCPL = 0	V_7	V_0	V_7		V_0	V_7	V_0		
	CCP = -1	V_6	V_1	V_2		V_3	V_4	V_5		
$k\varphi=0$	CCPL = 1	V_3	V_4	V_5		V_6	V_1	V_2	2 Niveaux	3 Niveaux
	CCPL = 0	V_0	V_7	V_0		V_7	V_0	V_7		
	CCP = -1	V_5	V_6	V_1		V_2	V_3	V_4		

Tableau II 2 Tableau de commutation

$$F_{\Omega}(s) = \frac{(\tau_{\Omega}s+1)}{\frac{j}{K_{i\Omega}}s^2 + \tau_{\Omega}s + 1}, \text{ Avec } f=0$$

- Calcul de $K_{i\Omega}$ et $K_{p\Omega}$:

$$\begin{cases} \tau_n^2 = \frac{j}{K_{i\Omega}} \\ 2\xi\tau_n = \tau_{\Omega} \end{cases},$$

$$K_{i\Omega} = \frac{4\xi^2 \cdot j}{\tau_{\Omega}} \text{ et } K_{p\Omega} = K_{i\Omega} \cdot \tau_n$$

On utilise le filtre $\frac{1}{1+\tau_{\Omega}s}$ pour supprimer le dépassement dans la vitesse.

II.8) LES AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE DTC :

II.8.1) Les Avantages :

La commande DTC présente plusieurs avantages :

- Elle ne requiert pas de calculs dans le repère rotorique **(d, q)**.
- Aucun bloc de calcul pour la modulation de tension MLI n'est nécessaire.
- Un seul régulateur est suffisant pour la boucle externe de vitesse.
- Une connaissance précise de l'angle de position rotorique n'est pas indispensable, seule l'identification du secteur dans lequel se situe le vecteur du flux statorique est nécessaire.
- Elle offre une réponse dynamique extrêmement rapide.

II.8.1) LES INCONVENIENTS :

Les principaux inconvénients de la stratégie DTC sont les suivants :

- Difficulté de suivi en fonctionnement à basse vitesse.
- Nécessité d'estimer le flux statorique et le couple.
- Présence d'oscillations au niveau du couple.
- Fréquence de commutation variable en raison de l'utilisation de régulateurs à hystérésis, ce qui entraîne un contenu harmonique élevé, augmentant ainsi les pertes, générant des bruits acoustiques et provoquant des oscillations de couple susceptibles d'exciter des résonances mécaniques [10].

II.9) RESULTATS DE SIMULATION :

Les figures présentent les résultats de simulation du système pour un démarrage à vide suivi d'un couple de charge de 2 N.m à l'instant $t = 1$ s avec $W_{r_réf} = 900$ tr/min :

- **Essai à vide :**

$C_r = 0$, $W_{r_réf} = 900$ tr/min

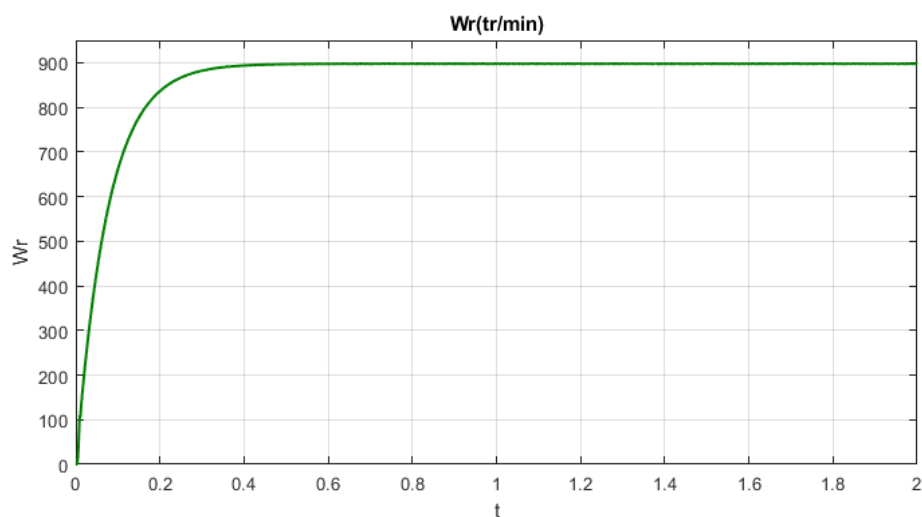


Figure II 10 La vitesse de rotation W_r

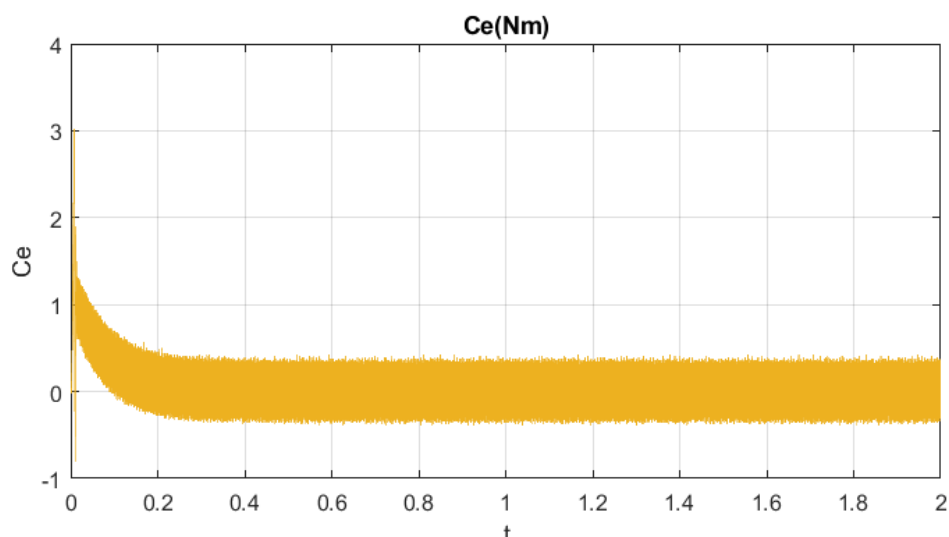


Figure II 11 Le couple électromagnétique C_e

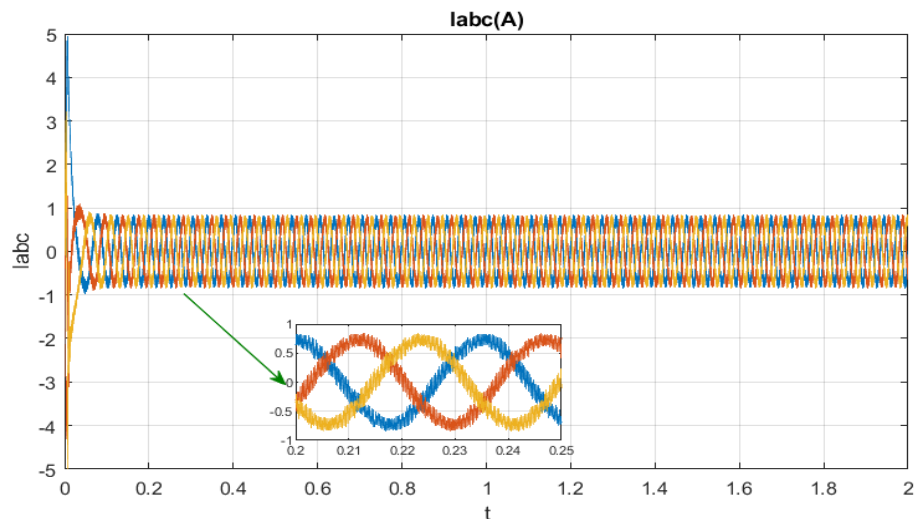


Figure II 12 Le courant i_{abc}

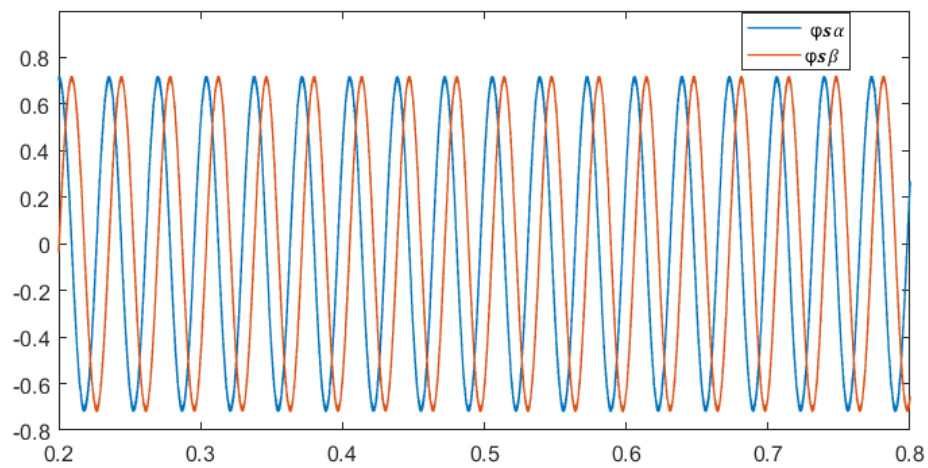


Figure II 13 Le flux $\phi_{s\beta}$ & $\phi_{s\alpha}$

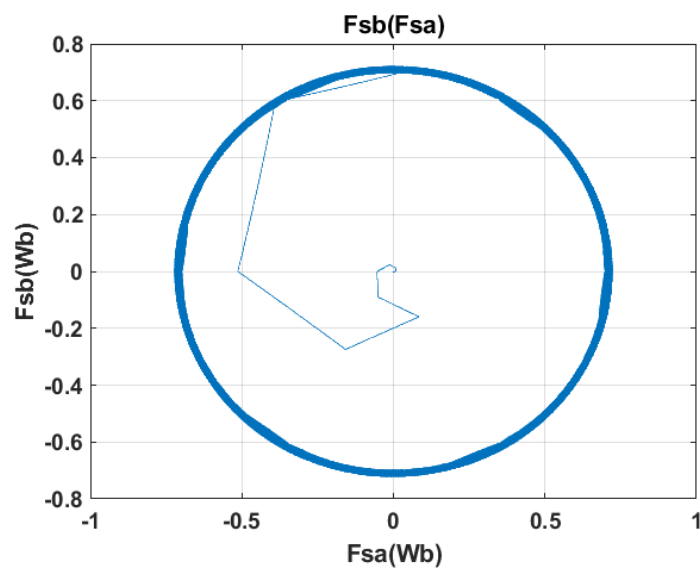


Figure II 14 Le flux $\phi_{s\beta}$ en fonction de $\phi_{s\alpha}$

- Essai en charge :

$C_r = 2 \text{ N.m}$ à $t = 2.5 \text{ s}$:

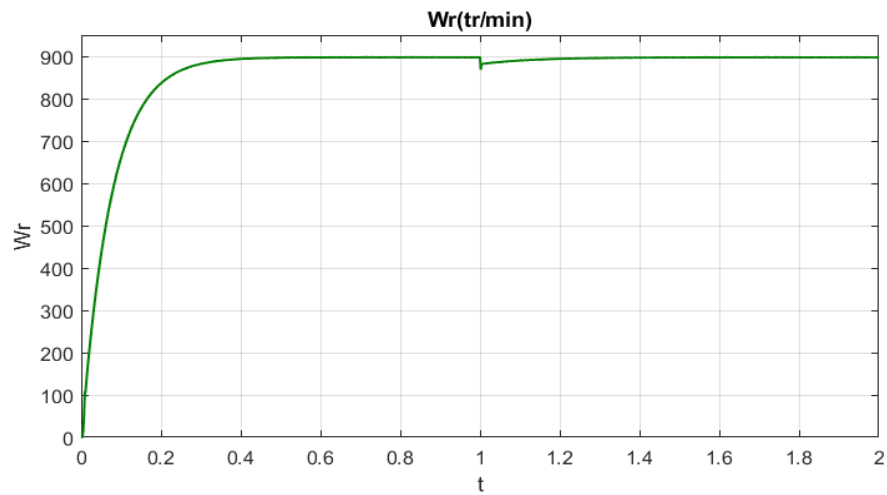


Figure II 15 La vitesse de rotation W_r

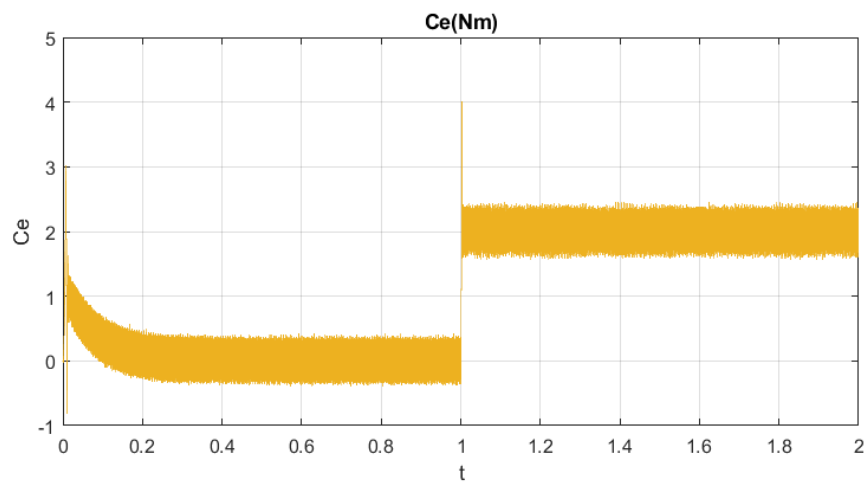


Figure II 16 Le couple électromagnétique C_e

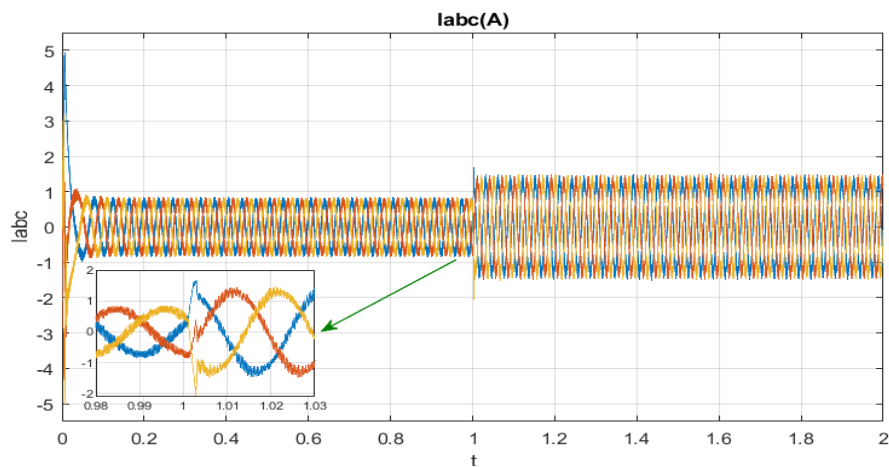


Figure II 17 Le courant I_{abc}

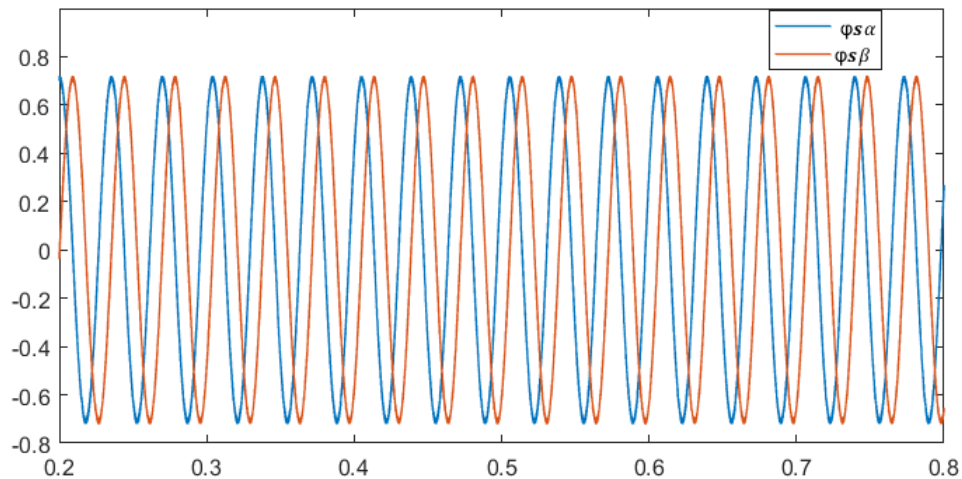


Figure II 18 Le flux $\varphi_{s\beta}$ & $\varphi_{s\alpha}$

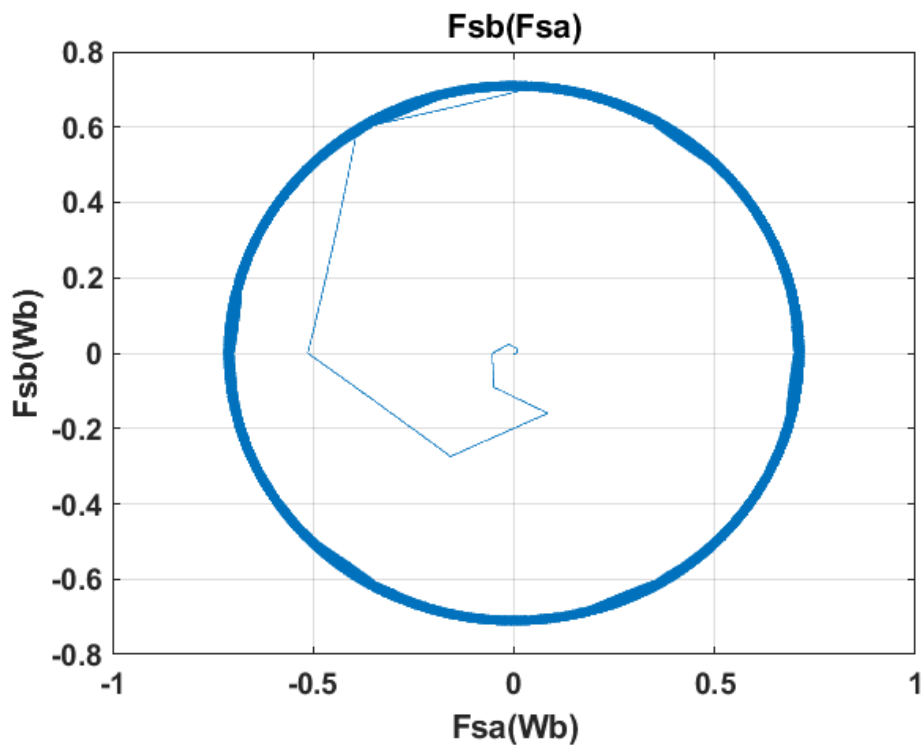


Figure II 19 Le flux $\varphi_{s\beta}$ en fonction de $\varphi_{s\alpha}$

Lors de l'essai à vide, la simulation d'un réglage de vitesse par un régulateur PI classique appliqué à une machine asynchrone avec contrôle direct du couple (DTC) a montré de bonnes performances dynamiques et statiques. La vitesse atteint sa consigne de 100 rad/s en 0,5 s sans dépassement, tandis que le couple électromagnétique présente un pic au démarrage avant de se stabiliser à une valeur quasi nulle après 0,3 s. Les courants ont des formes sinusoïdales, et le flux statorique conserve un module constant proche de 0,71 Wb, traçant une couronne circulaire dans

le plan (a, b). Des ondulations au démarrage sont observées, dues notamment à l'effet de la résistance à faible vitesse.

En charge, un échelon de couple de 2 N·m appliqué à $t = 2,5$ s montre que le couple électromagnétique suit fidèlement la consigne tout en restant dans la bande d'hystérésis. La vitesse est influencée par la charge, mais les courants triphasés conservent leur forme sinusoïdale. Enfin, le flux statorique maintient une amplitude stable de 0,71 Wb, sa trajectoire restant inchangée malgré les variations de la charge.

II.10) CONCLUSION :

Dans ce chapitre, les résultats de simulation du contrôle direct du couple d'une machine asynchrone sont présentés.

Ces résultats montrent que la stratégie de DTC classique permet d'obtenir de bonnes performances dynamiques ainsi qu'un temps de réponse court. Cependant, cette méthode présente plusieurs inconvénients, notamment des oscillations indésirables qui réduisent l'efficacité du système, ce qui justifie la nécessité de recourir à une approche de contrôle plus performante.

Chapitre III

AMELIORATION DES PERFORMANCES DE LA COMMAND DTC PAR MLI VECTORIEL (DTC-SVM)

III.1) INTRODUCTION

La Commande Directe du Couple (DTC) est une technique de contrôle largement utilisée pour les machines asynchrones en raison de sa simplicité et de sa rapidité de réponse. Cependant, le DTC classique présente plusieurs limitations, notamment une forte ondulation du couple et du flux, ce qui peut entraîner une dégradation des performances dynamiques du moteur et une augmentation des pertes énergétiques. De plus, l'utilisation de tables de commutation fixes rend le DTC sensible aux variations des paramètres de la machine et limite sa flexibilité dans différentes conditions de fonctionnement [16] [17].

Pour surmonter ces inconvénients, l'intégration de la Modulation par Vecteur Spatial (SVM) dans la stratégie de commande donne naissance à la technique DTC-SVM. Cette approche permet de réduire significativement les ondulations du couple et du flux, tout en assurant un meilleur contrôle des tensions appliquées à la machine. Grâce à une gestion optimisée des vecteurs de tension, la DTC-SVM améliore la stabilité du système et réduit le bruit acoustique généré par l'onduleur [18].

L'objectif de ce chapitre est d'améliorer les performances de la commande directe du couple (DTC) classique, en réduisant notamment les ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique. Cette amélioration repose sur le contrôle de la variation de la fréquence de commutation de l'onduleur.

Ce chapitre se consacre à l'étude d'une approche avancée permettant cette amélioration, telles que la DTC basée sur la modulation vectorielle spatiale (DTC-SVM), intégrant un contrôle de l'angle de charge. Cette approche vise à minimiser les ondulations du couple et du flux, aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent, tout en assurant une meilleure gestion de la fréquence de commutation.

Des résultats de simulation sont présentés afin d'évaluer l'efficacité des méthodes proposées [19] [20].

III.2) PRINCIPE DU DTC-SVM :

- **Introduction à la modulation par vecteur spatial (SVM)**

La **Modulation par Vecteur Spatial (SVM)** est une technique avancée de génération de signaux de commande pour les onduleurs triphasés. Contrairement aux méthodes classiques de **Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)**, la SVM permet d'optimiser l'utilisation des tensions du bus DC et d'améliorer les performances de commande des machines électriques [21].

L'idée principale de la **SVM** est de représenter les tensions triphasées dans le plan complexe (α, β), issu de la transformation de Clarke, et d'utiliser un **vecteur de tension de référence** qui est synthétisé à partir des **six vecteurs de commutation de l'onduleur** et du vecteur nul. Cela permet de générer des formes d'onde de tension plus proches de la référence souhaitée, réduisant ainsi les harmoniques et améliorant la qualité de la commande [16].

III.3) DIFFERENCE ENTRE DTC CLASSIQUE ET DTC-SVM :

La **commande DTC classique** repose sur des tables de commutation discrètes, où l'état de l'onduleur est choisi en fonction des erreurs de couple et de flux. Bien que cette méthode permette une réponse rapide, elle génère d'importantes **ondulations du couple et du flux**, ce qui affecte la précision de la commande et l'efficacité énergétique [18].

Le **DTC-SVM**, en revanche, remplace la table de commutation par un **modulateur SVM**. La principale différence réside dans la manière dont les tensions de l'onduleur sont générées :

Caractéristique	DTC Classique	DTC-SVM
Génération des tensions	Table de commutation	Modulation par vecteur spatial
Ondulations du couple/flux	Élevées	Réduites
Temps de réponse	Très rapide	Rapide mais plus fluide
THD (Distorsion Harmonique Totale)	Élevée	Réduite
Complexité de mise en œuvre	Faible	Moyenne
Robustesse aux variations	Bonne	Excellente

Tableau III 1 Différence entre les deux commandes basées sur les caractéristiques

Dans **DTC-SVM**, la tension de référence est obtenue de manière **continue**, contrairement au DTC classique où les tensions sont appliquées de façon **discrète** selon une logique de table de commutation. Cela permet une meilleure précision et un **fonctionnement plus fluide du moteur** [22].

III.4) AVANTAGES DE LA SVM :

III.4.1) Réduction des ondulations du couple et du flux :

L'un des principaux problèmes du **DTC classique** est la présence de variations brutales du couple et du flux dues aux changements soudains des vecteurs de tension. En revanche, avec la **SVM**, les tensions appliquées varient de manière plus **progressive**, ce qui réduit significativement ces fluctuations indésirables.

Une estimation quantitative de la réduction des ondulations peut être donnée par l'analyse spectrale des signaux de couple. En DTC classique, les ondulations sont directement liées à la fréquence de découpage, alors qu'avec la SVM, la distorsion harmonique totale (THD) est considérablement réduite grâce à une meilleure utilisation des tensions de l'onduleur [23].

III.4.2) Amélioration de la réponse dynamique :

Le **DTC-SVM** améliore la dynamique de la commande en permettant un meilleur contrôle des vecteurs de tension. Contrairement au **DTC classique**, qui applique des vecteurs discrets de tension selon des seuils prédéfinis, la **SVM génère une tension de commande plus précise et mieux adaptée à l'état instantané du moteur** [24].

L'amélioration de la réponse dynamique se traduit par :

- Une **meilleure stabilité** du système.
- Une **réduction des temps de réponse** en cas de variation de charge.
- Une **meilleure performance globale**, particulièrement à basse vitesse, où le DTC classique souffre de **fortes ondulations du flux**.

Ainsi, la transition du **DTC classique** vers le **DTC-SVM** représente une **avancée majeure** en termes de qualité de contrôle et de réduction des pertes énergétiques.

III.5) MODELISATION ET IMPLEMENTATION DU DTC-SVM :

Le **DTC-SVM** (Direct Torque Control avec Modulation par Vecteur Spatial) est une amélioration du DTC classique qui remplace la table de commutation discrète par un modulateur SVM. Cette modification permet d'obtenir une commande plus fluide, avec une réduction des ondulations du couple et du flux, ainsi qu'une meilleure utilisation des tensions de l'onduleur. La mise en œuvre du DTC-SVM repose sur plusieurs étapes essentielles.

III.5.1) Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle :

La modulation vectorielle par largeur d'impulsion (SVM) peut être réalisée en suivant les étapes ci-après :

Étape 1 : calcul des tensions de référence.

Étape 2 : identification du secteur correspondant.

Étape 3 : détermination des durées d'application des vecteurs voisins pour le secteur concerné.

Étape 4 : génération des signaux de commutation pour chaque interrupteur.

III.5.1.1) Calcul des tensions de référence $V_{a_réf}, \beta_{réf}$:

Les vecteurs de tension de référence $V_{a_réf}, \beta_{réf}$ sont déterminés globalement, puis approximés sur une période de modulation T_s par un vecteur de tension moyen V_{smoy} . Ce vecteur moyen est obtenu par la combinaison des vecteurs de tension adjacents ainsi que des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

La machine est modélisée à partir des tensions simples V_n . Les tensions de sortie de l'onduleur sont alors exprimées de la manière suivante :

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

Appliquons la transformation du système triphasé vers un système biphasé tout en préservant l'invariance de puissance :

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

Une analyse combinatoire de l'ensemble des configurations possibles des interrupteurs de l'onduleur permet de déterminer les composantes du vecteur de tension $V_{\alpha_réf}, \beta_réf$. Il est ainsi possible d'établir un tableau récapitulatif des différents états de l'onduleur [25].

Sa	Sb	Sc	Vs (en notation binaire)	V α	V β
1	0	0	V ₁	$\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$
1	1	0	V ₂	$\frac{1}{3} \cdot V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$
0	1	0	V ₃	$-\frac{1}{3} \cdot V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$
0	1	1	V ₄	$-\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$
0	0	1	V ₅	$-\frac{1}{3} \cdot V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$
1	0	1	V ₆	$\frac{1}{3} \cdot V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$
1	1	1	V ₀ (Vecteur nul)	0	0
0	0	0	V ₇ (Vecteur nul)	0	0

Tableau III 2 tensions statoriques

III.5.1.2) Identification du secteur correspondant :

Le secteur est identifié en fonction de la position du vecteur de référence $V_{s_réf}$ dans le plan complexe (α, β) , cette position étant caractérisée par la phase ψ de ce vecteur, définie de la manière suivante [1] :

$$\psi = \arctg\left(\frac{V_{s\beta_réf}}{V_{s\alpha_réf}}\right) \quad (\text{III.3})$$

III.5.1.3) Détermination des durées d'application des vecteurs voisins pour le secteur concerné :

Détermination des périodes adjacent T_1 et T_2 [25] :

On a: $V_{s\alpha_réf} \cdot T_{ss} = T_1 V_1 + T_2 V_2$ avec T_{ss} : temp de modulation

$$\begin{cases} V_{s\alpha_réf} = \frac{T_1}{T_{ss}} |\bar{V}_1| + x \\ V_{s\beta_réf} = \frac{T_2}{T_{ss}} |\bar{V}_1| + \cos(30) \\ x = \frac{V_{s\beta_réf}}{\tan(60)} \end{cases} \implies \begin{cases} T_1 = \frac{T_{ss}}{2V_{dc}} (\sqrt{6} V_{s\alpha_réf} - \sqrt{2} V_{s\beta_réf}) \\ T_2 = \frac{T_{ss}\sqrt{2}}{V_{dc}} \cdot V_{s\alpha_réf} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Le tableau ci-dessous montre les différents temps d'application des vecteurs d'états pour les différents secteurs (S1 à S6).

Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3
$\begin{cases} T_1 = \frac{T_{ss}}{2V_{dc}} (\sqrt{6} V_{s\alpha_{réf}} - \sqrt{2} V_{s\beta_{réf}}) \\ T_2 = \frac{T_{ss}\sqrt{2}}{V_{dc}} \cdot V_{s\beta_{réf}} \end{cases}$ $T_0 = T_{ss} - T_1 - T_2$	$\begin{cases} T_2 = \frac{T_{ss}}{2V_{dc}} (\sqrt{6} V_{s\alpha_{réf}} + \sqrt{2} V_{s\beta_{réf}}) \\ T_3 = \frac{T_{ss}}{2V_{dc}} (-\sqrt{6} V_{s\alpha_{réf}} + \sqrt{2} V_{s\beta_{réf}}) \end{cases}$ $T_0 = T_{ss} - T_2 - T_3$	$\begin{cases} T_3 = \frac{T_{ss}}{V_{dc}} \cdot (\sqrt{2} V_{s\beta_{réf}}) \\ T_4 = -\frac{T_{ss}}{2V_{dc}} (\sqrt{6} V_{s\alpha_{réf}} + \sqrt{2} V_{s\beta_{réf}}) \end{cases}$ $T_0 = T_{ss} - T_3 - T_4$
Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
$\begin{cases} T_4 = \frac{T_{ss}}{2V_{dc}} (-\sqrt{6} V_{s\alpha_{réf}} + \sqrt{2} V_{s\beta_{réf}}) \\ T_5 = -\frac{T_{ss}}{V_{dc}} \cdot (\sqrt{2} V_{s\beta_{réf}}) \end{cases}$ $T_0 = T_{ss} - T_4 - T_5$	$\begin{cases} T_5 = -\frac{T_{ss}}{2V_{dc}} (\sqrt{6} V_{s\alpha_{réf}} + \sqrt{2} V_{s\beta_{réf}}) \\ T_6 = \frac{T_{ss}}{2V_{dc}} (-\sqrt{6} V_{s\alpha_{réf}} - \sqrt{2} V_{s\beta_{réf}}) \end{cases}$ $T_0 = T_{ss} - T_5 - T_6$	$\begin{cases} T_6 = -\frac{T_{ss}}{V_{dc}} \cdot (\sqrt{2} V_{s\beta_{réf}}) \\ T_1 = -\frac{T_{ss}}{2V_{dc}} (\sqrt{6} V_{s\alpha_{réf}} + \sqrt{2} V_{s\beta_{réf}}) \end{cases}$ $T_0 = T_{ss} - T_6 - T_1$

Tableau III 3 les temps d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur

Le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables X, Y, Z suivants :

$$\begin{cases} Y = \frac{T_{ss}}{2V_{dc}} (\sqrt{6} V_{s\alpha_{réf}} - \sqrt{2} V_{s\beta_{réf}}) \\ X = \frac{T_{ss}\sqrt{2}}{V_{dc}} \cdot V_{s\beta_{réf}} \\ Z = \frac{T_s}{2V_{dc}} (-\sqrt{6} V_{s\alpha_{réf}} + \sqrt{2} V_{s\beta_{réf}}) \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Les durées T_i et T_{i+1} d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs X, Y et Z sont tabulés ci-après :

Secteur	1	2	3	4	5	6
T_i	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
T_{i+1}	X	Z	-Y	-X	-Z	Y

Tableau III 4 calcul des temps d'application des vecteurs non nuls

III.5.1.4) Génération des signaux de commutation pour chaque interrupteur :

Les durées d'application du vecteur de référence $V_{s_réf}$ ne peuvent pas être utilisées directement pour le pilotage de l'onduleur. Il est plus pertinent de considérer les durées relatives

T_{aon} , T_{bon} , T_{con} (correspondant aux rapports cycliques), pendant lesquelles les signaux de commande booléens S_a , S_b , S_c sont égaux à 1 au cours d'une période d'échantillonnage [1].

$$\begin{cases} T_{aon} = \frac{T_m - T_i - T_{i+1}}{2} \\ T_{bon} = T_{aon} + T_i \\ T_{con} = T_{bon} + T_{i+1} \end{cases} \quad (III.6)$$

La détermination des signaux de commande (S_a , S_b , S_c) en fonction des signaux modulant est donnée par le tableau suivant :

Secteur Signaux	1	2	3	4	5	6
S_a	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}
S_b	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_c	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}

Tableau III 5 Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur.

III.5.2) Simulation de l'algorithme SVM :

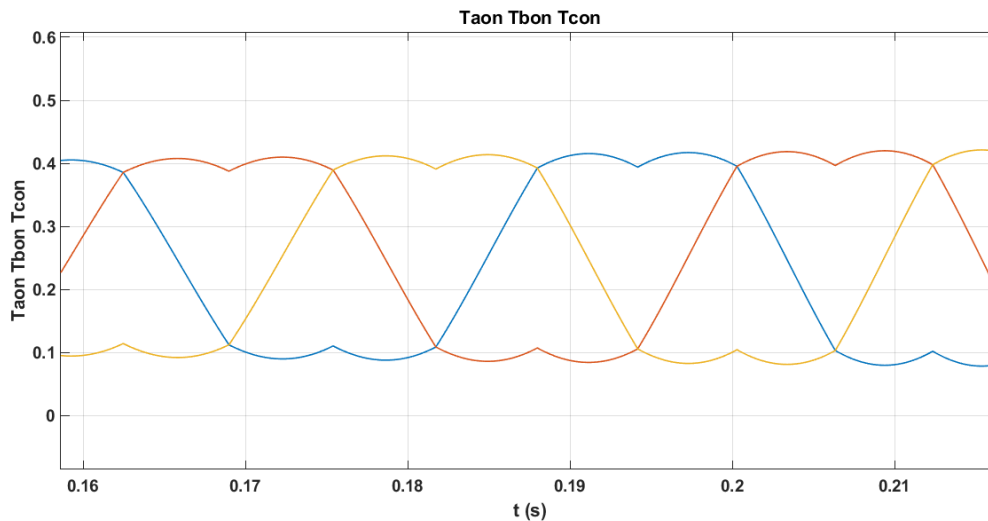


Figure III 1 T_{aon} , T_{bon} , T_{con}

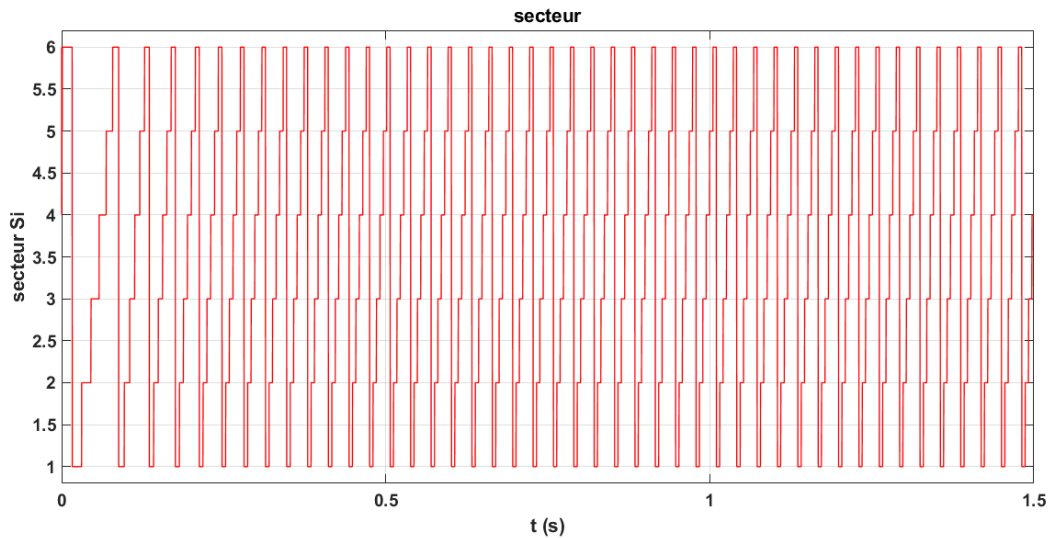


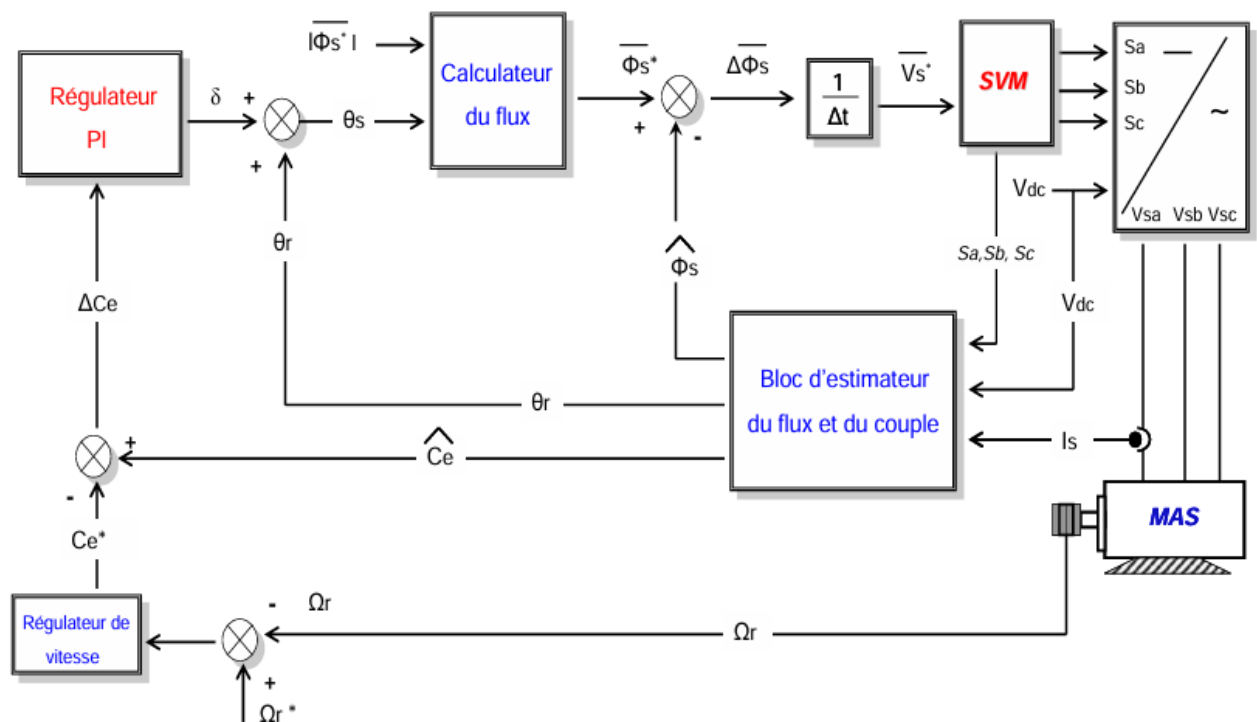
Figure III 2 les secteurs

III.6) LA COMMAND DTC-SVM BASE SUR L'ANGLE DE CHARGE :

Le schéma bloc général du **DTC-SVM** est présenté sur la **Figure III 3**. Il se compose des éléments suivants :

1. **Estimateur de flux et de couple** : Permet de calculer le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courant et de tension.
2. **Compareurs de flux et de couple** : Évaluent l'erreur entre les valeurs de référence et les valeurs estimées.
3. **Régulateur PI de Couple** : pour déterminer l'angle δ entre le flux statorique et le flux rotorique.
4. **Calculeur de flux** : pour gérer les tensions de références $V_{\alpha, \beta}$.
5. **Modulateur SVM** : Convertit la tension de référence en signaux de commande adaptés pour l'onduleur.
6. **Onduleur à deux niveaux** : Génère les tensions de phase nécessaires au moteur asynchrone.
7. **Machine asynchrone** : Reçoit les tensions de l'onduleur et produit un couple électromagnétique.

Schéma bloc du DTC-SVM :

Figure III 3 Schéma bloc de la DTC-SVM basé sur l'angle de charge δ

III.6.1) Stratégie de contrôle

Afin d'assurer le contrôle de l'angle de charge, le **régulateur PI** traite l'erreur entre le couple de référence et le couple estimé pour générer l'angle δ . En ajoutant cet angle à l'angle de flux du rotor θ_r , on obtient l'angle de flux du stator θ_s . Les composantes du flux statorique issues du bloc calculateur sont ensuite comparées aux composantes du flux estimé. L'erreur résultante est divisée par la période d'échantillonnage Δt afin de déterminer le vecteur de tension de référence V_s . Ce vecteur est modulé par le bloc SVM, produisant ainsi les signaux d'impulsion S_a , S_b et S_c . Enfin, à partir de la tension continue V_{dc} , on génère les tensions simples de sortie de l'onduleur qui alimente la machine [25].

III.6.2) Conservation Du Régulateur PI Pour La Régulation De L'erreur du Couple ΔC_e :

L'angle δ représente l'angle de charge dans l'hypothèse où la résistance statorique est négligée. En régime permanent, les flux statorique et rotorique tournent à la vitesse de synchronisme, rendant δ constant ; il reflète alors le couple de charge. En régime transitoire, les

vitesse de rotation des flux statorique et rotorique différent, ce qui provoque une variation de δ . Étant donné que la constante de temps électrique est généralement plus faible que la constante de temps mécanique, la vitesse relative entre le flux statorique et le flux rotorique peut varier facilement. Il est donc possible de contrôler le couple en agissant soit sur la variation de δ , soit sur la position du flux statorique. À partir du diagramme de vecteurs de la figure (III-3) et de l'équation (I-15), on peut exprimer le couple électromagnétique dans le repère (d-q) en fonction du flux statorique et de son angle par rapport au flux rotorique, comme suit :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{\varphi_{s_ref}}{L} \phi_f \sin(\delta) \quad (III.7)$$

D'après l'équation (III.4), on constate que pour une amplitude constante du flux statorique et un flux rotorique ϕ_r constant issu de l'aimant permanent, le couple électromagnétique peut être modifié en contrôlant l'angle de couple δ . Si le flux du rotor reste constant tandis que le flux statorique varie en fonction de la tension statorique V_s , alors l'expression de la variation du couple peut s'écrire comme suit :

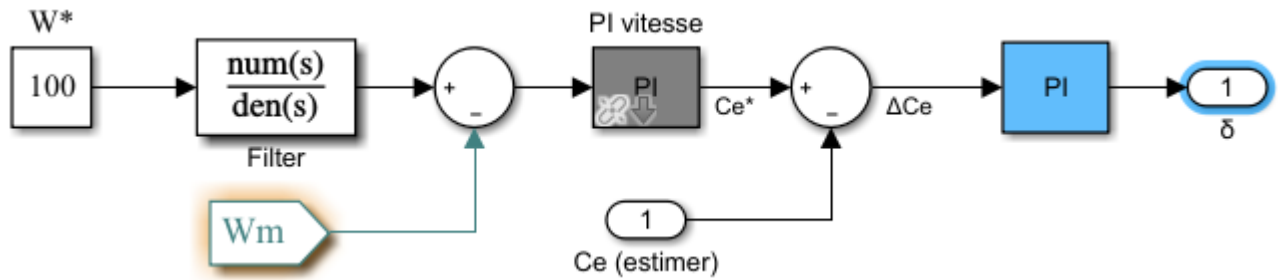
$$\Delta C_e = C_{e_ref} - C_e = \frac{3}{2} p \left[\frac{\varphi_{s_ref}}{L} \phi_f \sin(\delta + \Delta\delta) - \frac{\varphi_s}{L} \phi_f \sin(\delta) \right] \quad (III.8)$$

Il est évident que, pour corriger une erreur de couple ΔC_e , un ajustement approprié de $\Delta\delta$ est nécessaire. Par conséquent, en agissant sur l'angle δ , on peut contrôler efficacement le couple.

La relation entre l'erreur de couple ΔC_e et l'augmentation de l'angle de charge $\Delta\delta$ est de nature non linéaire. Ainsi, l'utilisation d'un régulateur PI, chargé de générer l'incrément de l'angle de charge, est essentielle pour minimiser l'erreur instantanée entre le couple de référence C_{e_ref} et le couple réel C_e .

Les composantes du vecteur de tension statorique de référence, noté $\bar{V}_{s_ref} = [V_{s\alpha_ref}, V_{s\beta_ref}]$, sont calculées à partir de la résistance statorique R_s , de l'incrément $\Delta\delta$, du courant statorique mesuré I_s , de l'amplitude du flux statorique estimé ϕ_s et de son angle γ_s , selon l'expression suivante [25]:

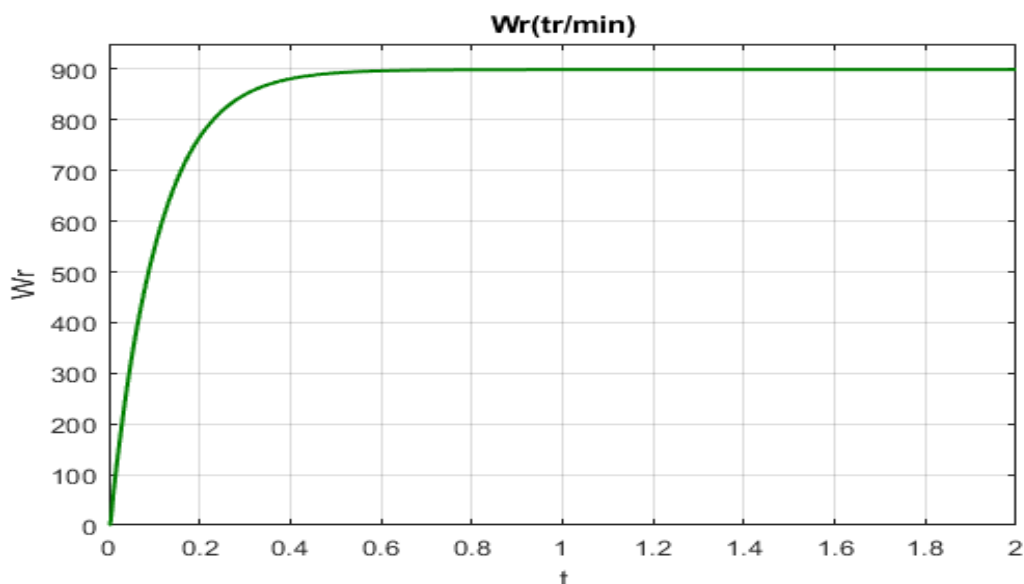
$$\begin{cases} V_s^* = \sqrt{(V_{s\alpha}^*)^2 + (V_{s\beta}^*)^2} \\ V_{s\alpha}^* = \frac{\varphi_{s_ref} \cdot \cos(\Delta\delta + \gamma_s) - \varphi_{s_est} \cdot \cos(\gamma_s)}{T_s} + R_s \cdot I_{s\alpha} \\ V_{s\beta}^* = \frac{\varphi_{s_ref} \cdot \sin(\Delta\delta + \gamma_s) - \varphi_{s_est} \cdot \sin(\gamma_s)}{T_s} + R_s \cdot I_{s\beta} \end{cases} \quad (III.9)$$

Figure III 4 La Régulation De L'erreur du Couple ΔC_e

III.7) RESULTATS DE SIMULATION ET COMPARAISON ENTRE DTC-SVM ET DTC CLASSIQUE :

D'après une comparaison entre la commande DTC-SVM, basée sur le contrôle de l'angle de charge, et la DTC classique à onduleur deux niveaux, en simulant un démarrage à vide suivi de l'application puis de la suppression d'une charge de $C_r=2 \text{ N}\cdot\text{m}$. Les résultats montrent que : dans les deux cas, le module du flux statorique atteint la valeur de référence de $0,71 \text{ Wb}$ avec une trajectoire circulaire. La vitesse atteint sa consigne de 900 tr/min sans dépassement. Toutefois, la DTC-SVM offre une dynamique de couple plus rapide et présente des ondulations réduites du courant et du couple par rapport à la DTC classique, ce qui améliore les performances globales de la commande.

- Essai à vide : $C_r=0$;

Figure III 5 La Vitesse de rotation W_r

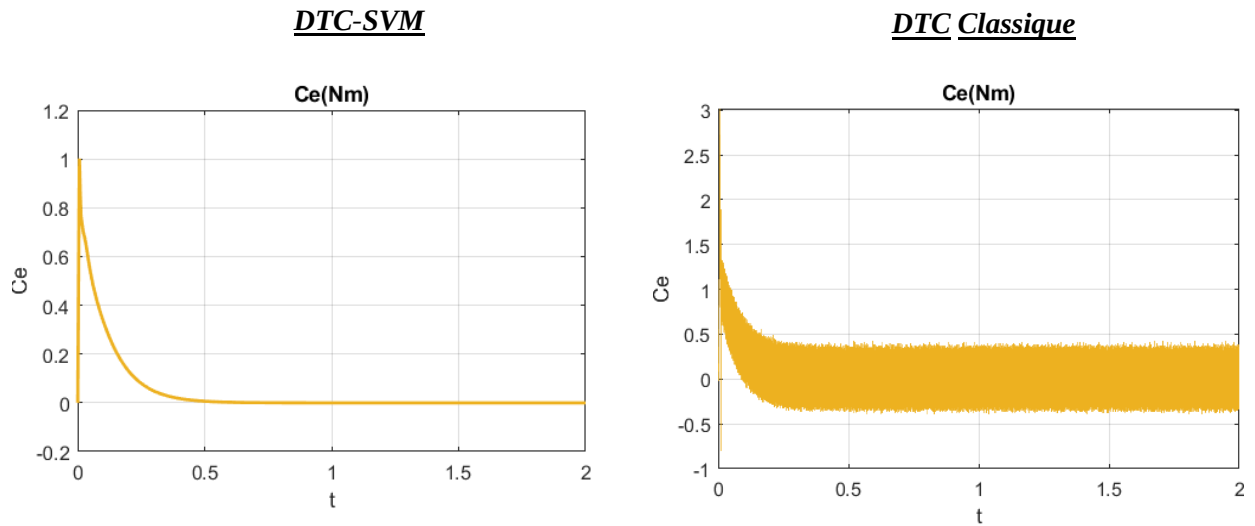


Figure III 6 Le couple électromagnétique C_e

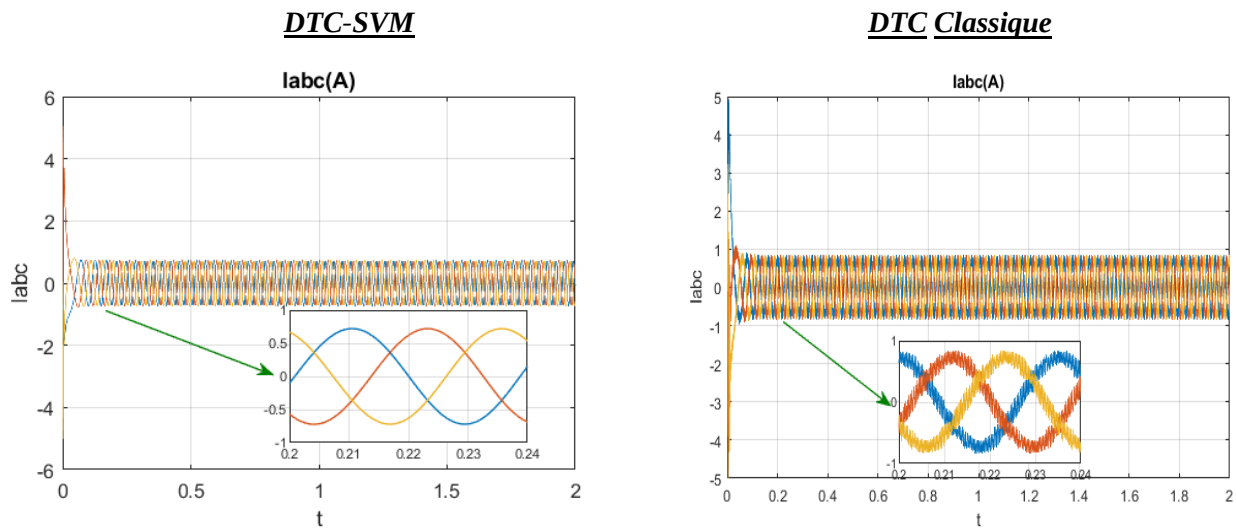


Figure III 7 Le courant i_{abc}

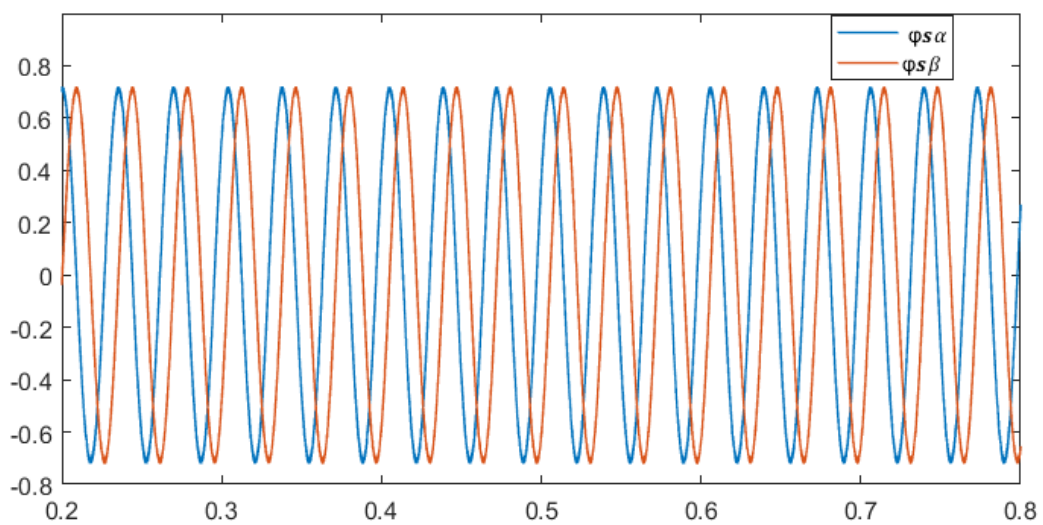
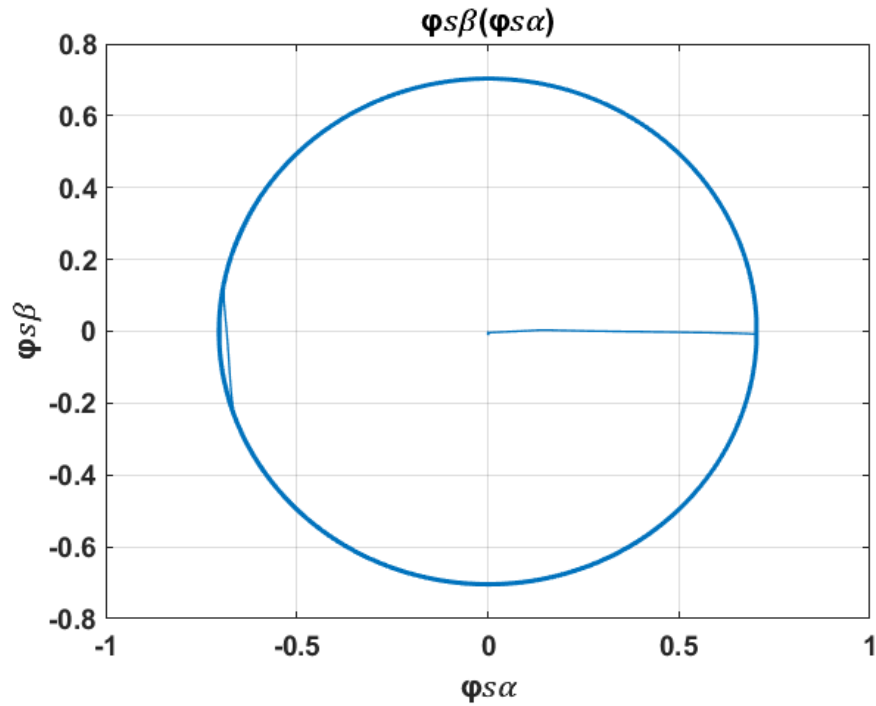
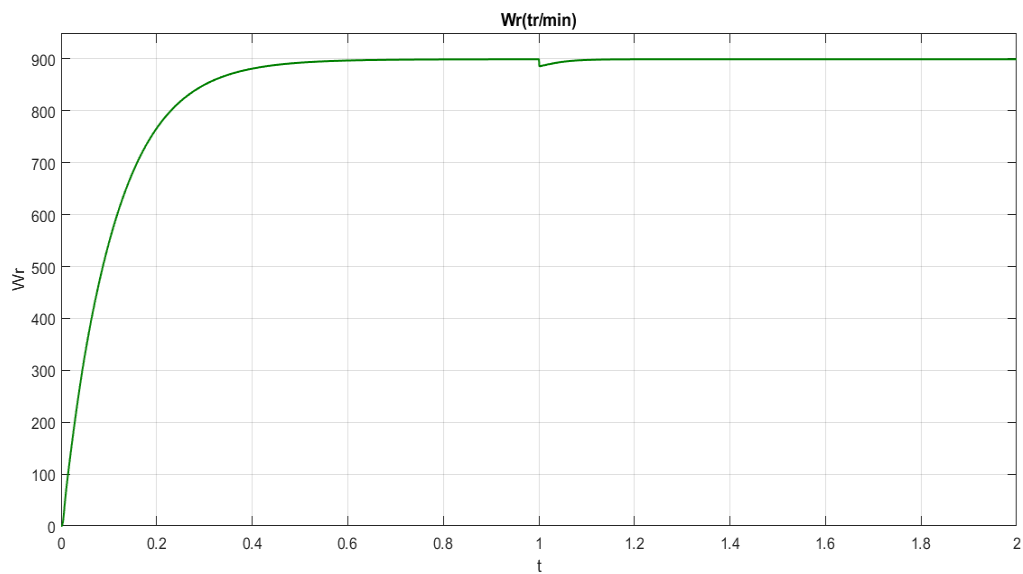


Figure III 8 Le flux statorique ϕ_s

Figure III 9 Le flux $\varphi_{s\beta}$ en fonction de $\varphi_{s\alpha}$.

- **Essai en charge :** $C_r = 2 \text{ N.m}$ à $t = 2.5 \text{ s}$

Figure III 10 La Vitesse de rotation W_r

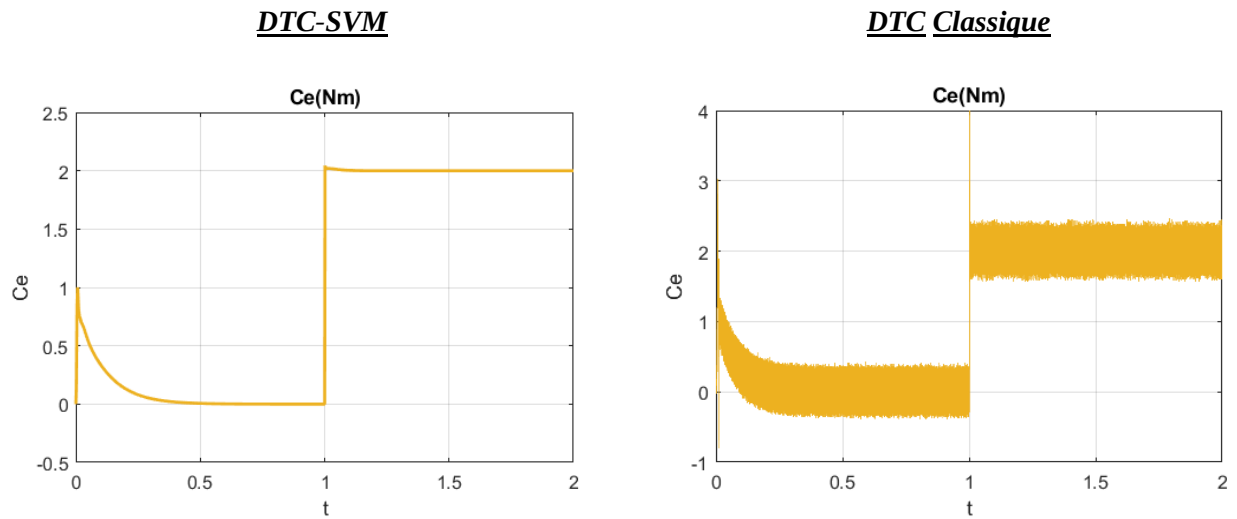


Figure III 11 Le Couple électromagnétique C_e

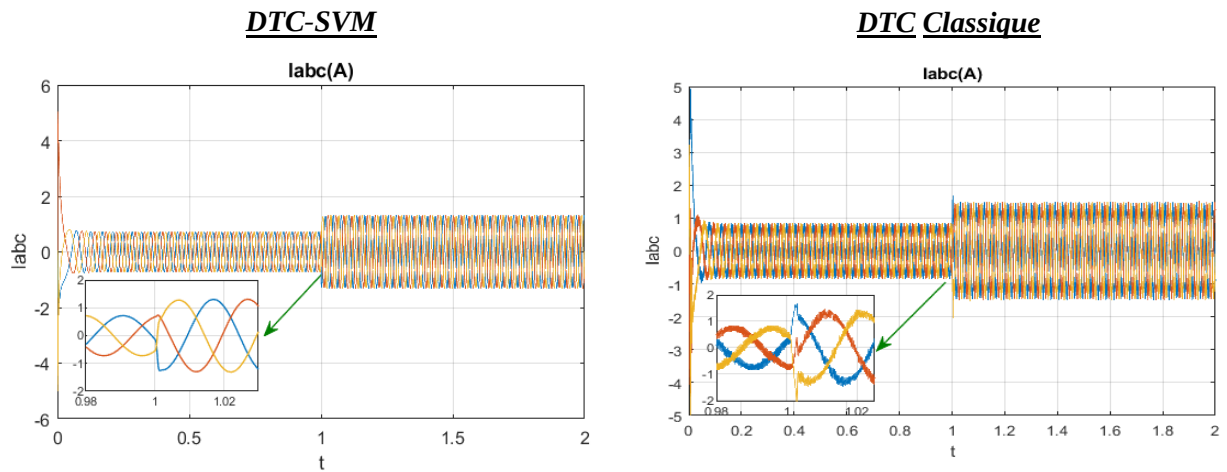


Figure III 12 Le Courant I_{abc}

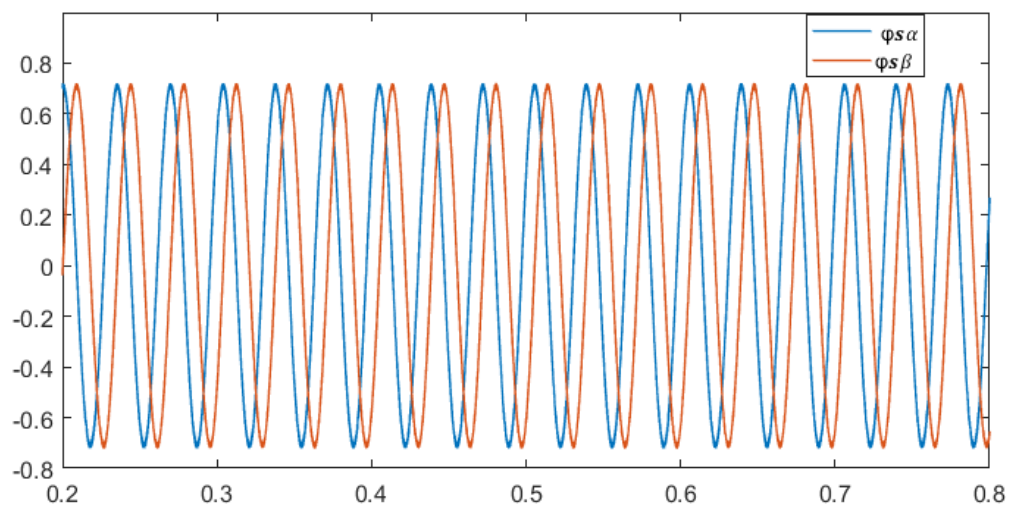
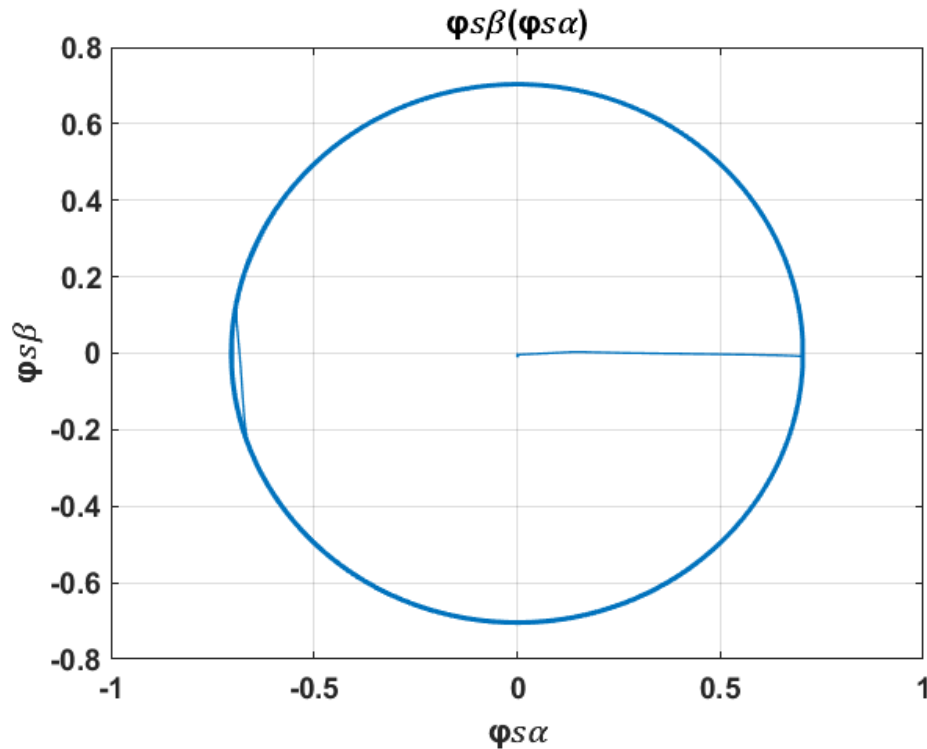


Figure III 13 Le Flux statorique ϕ_s

Figure III 14 Le flux $\varphi_{s\beta}$ en fonction de $\varphi_{s\alpha}$ **CONCLUSION :**

Dans ce chapitre, dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique, la technique DTC-SVM (basée sur la modulation de largeur d'impulsion vectorielle) a été présentée. Cette approche permet de réguler l'angle de charge entre les flux statoriques et rotoriques à l'aide d'un régulateur PI. L'analyse comparative entre la DTC-SVM et la DTC classique a mis en évidence des améliorations notables, notamment en termes de dynamique du couple, de réduction des ondulations et de fréquence de commutation constante.

La stratégie de commande (commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge) fournit une solution en évitant les inconvénients de la DTC classique.

CONCLUSION GENERAL :

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire a permis d'analyser différentes structures de commande DTC visant à améliorer les performances de la DTC classique.

Dans un premier temps, le modèle d'état de la machine asynchrone dans le repère (d,q), ainsi que celui de l'onduleur, ont été établis et validés par des simulations numériques. Malgré les hypothèses simplificatrices adoptées et les transformations de Park (triphasé-biphasé), le modèle de la machine asynchrone reste complexe en raison de son caractère couplé, non linéaire et multivariable. La principale difficulté réside dans le fort couplage entre le couple électromagnétique et le flux, ce qui rend nécessaire l'utilisation d'une commande capable de réaliser leur découplage.

Dans un second temps, l'étude s'est focalisée sur la commande directe du couple (DTC). Cette commande se distingue par sa simplicité : elle permet le calcul direct du couple électromagnétique et du flux statorique à partir des mesures des courants et tensions statoriques. Son algorithme repose sur un modèle de machine dont le seul paramètre requis est la résistance statorique. Toutefois, cette méthode présente des inconvénients notables, notamment une fréquence de commutation fortement variable ainsi que des ondulations importantes du flux et du couple, souvent supérieures à la largeur de la bande d'hystérésis des régulateurs. Par ailleurs, la variation de la résistance statorique engendre des erreurs d'estimation du flux et du couple, pouvant compromettre la stabilité de la DTC.

Les résultats de simulation confirment que la DTC offre de bonnes performances dynamiques et statiques en termes de régulation du flux et du couple. Cependant, ils mettent également en évidence les effets indésirables de la variation de la résistance statorique et de l'utilisation des correcteurs à hystérésis, qui induisent des oscillations sur les grandeurs contrôlées. En outre, la fréquence de commutation reste difficile à maîtriser, ce qui constitue un inconvénient majeur de la DTC classique. Pour pallier ces limitations tout en conservant la simplicité de la stratégie DTC, des améliorations ont été apportées.

La solution retenue repose sur la technique DTC-SVM (Space Vector Modulation) basée sur l'angle de charge. Cette approche permet de stabiliser la fréquence de commutation et de réduire significativement les ondulations du couple, du flux et des courants. Les résultats de simulation obtenus confirment l'efficacité de cette technique dans l'amélioration des performances de la DTC.

Enfin, en perspective de ce travail, deux axes d'étude sont proposés :

- L'intégration de techniques d'intelligence artificielle pour une implantation en temps réel.
- Le développement d'une commande sans capteur en intégrant un observateur dans le cadre de la DTC.

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone utilisée :

Puissance nominale	P_n	0.37 KW
Tension nominale	V_n	220/380 V
Fréquence d'alimentation	f	50 Hz
Nombre de paires de pôles	P	2
Vitesse nominale	Ω	1410 tr/min
Résistance statorique	R_s	0.982 Ohm
Résistance rotorique	R_r	14.458 Ohm
Inductance statorique	L_s	0.982 H
Inductance rotorique	L_r	0.982 H
Inertie du moteur	J	0.00095 Kg.m ²
Coefficient de frottement	F	0.00001

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Hassen REGHIOUI** *Amélioration Des Performances De La Commande Directe De Couple (DTC) Appliquée à Une Machine Asynchrone Triphasée - université de Biskra 2017*
- [2] **Bouchareb.K & Chelghoum.A** *Etude, modélisation et simulation d'une Machine asynchrone Université KASDI Merbah Ouargla 2020*
- [3] **Ben fatma.A & Zernouh.M** *Commande directe du couple d'un moteur asynchrone triphasé - université de Biskra 2020*
- [4] **HASSENI.M Nacer-eddine** *Commande directe du couple d'un machine asynchrone mémoire de master- Université de Biskra 2019*
- [5] **AZE Makhoulf** *Modélisation d'un machine asynchrone Université de Tiaret 2015*
- [6] **Gagui.M** *Commande directe du couple d'un moteur asynchrone-Biskra-2018-*
- [7] **Wikipédia onduleur...**
- [8] **Messai Med.I et Redouani Med.M** *Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone mémoire de master - Université d'EL-Oued – 2014*
- [9] **Torchi.S** *Commande DTC utilisant un observateur adaptatif D'une Machine asynchrone, mémoire de master - université de Biskra-*
- [10] **Zaiter.R** *Commande directe du couple d'un machine asynchrone avec défaut mémoire de master -Biskra-2013-*
- [11] **Debboune.A et Meriem.M nadjib** *Développement d'une Commande DTC-SVM de la Machine Asynchrone par Logique Floue mémoire de master - Université Kasdi Merbah Ouargla*
- [12] **Boussalem.S** *Contrôle DTC d'une machine asynchrone, mémoire de master Université Annaba 2017*
- [13] **Ouled Mohamed.S** *Commande Directe du Couple (DTC) d'une Machine Asynchrone à Cage mémoire de master Université ghardaia 2015*
- [14] **Abdelli.A & Issellal.A** *Commande DTC d'une MAS à l'aide d'un onduleur cinq niveaux Mémoire de Master Université de Blida 2018*

- [15] **KERRACHE.A et KORICHI.A** *Commande DTC-SVM Prédictive D'un Moteur Asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique Mémoire de master université de ouargla 2013*
- [16] **Vas, P. (1998).** *Sensorless Vector and Direct Torque Control.* Oxford University Press.
- [17] **Bose, B. K. (2002).** *Modern Power Electronics and AC Drives.* Prentice Hall.
- [18] **Buja, G., & Kazmierkowski, M. P. (2004).** "Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors – A Survey." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(4), 744-757.
- [19] **Leonhard, W. (2001).** *Control of Electrical Drives.* Springer.
- [20] **Holtz, J. (1992).** "Pulsewidth Modulation – A Survey." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 39(5), 410-420.
- [21] **Casadei, D., Grandi, G., Serra, G., & Tani, A. (2002).** "Effect of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(4), 789-797.
- [22] **Grandi, G., Tani, A., & Serra, G. (2004).** "DTC of Induction Machines: Reduction of Torque and Flux Ripple using SVM Techniques." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(2), 778-784.
- [23] **Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Chen, Z., & Pedersen, J. K. (1999).** "Power Converters and Control of Renewable Energy Systems." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(4), 1234-1246.
- [24] **L. DJAGHDALI** *Commande prédictive directe de couple de la machine asynchrone mémoire de master - université de Biskra- 2012*
- [25] **Guezi. A et Guemeida. A** *Etude et Simulation de la Commande DTC-SVM Appliquée à la Machine Synchrone à Aimant Permanent -Université de Biskra 2020-*