

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE MINISTRE DE
L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE



SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
MESTER EN GENIE ELECTRIQUE

OPTION : INGENIRIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUE

THEM

**Les stratégies de réduction des fluctuations du couple et
du flux d'une machine synchrone à aimants permanents
commandé par DTC**

Proposé et dirigé par :

- Mr: Miloud BAHIDDINE

Présenté par :

- Saad KHADAR

ANNEE UNIVERSITAIRE: 2015/2016

N° d'ordre : ISE_182

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

*Ce travail a été réalisé au centre universitaire M'sila du département de Génie Electrique, sous la direction Scientifique de Monsieur **Mr B. Miloud**.*

Mes remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

Nous exprimons nos profondes gratitudes à nos parents pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.

nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur Bahiddine Miloud pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de cette thèse et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils et remarques.

Nous remercions les membres de jury d'examen pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

Nous remercions vont aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui a contribué à notre formation.

enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collèges pour le soutien tout moral ...



Dédicaces

*J'ai le grand honneur de dédier ce modeste travail à :
Ma très chère mère, Mon très cher père. Qui m'ont élevé et donné le
courage nécessaire pour surmonter les obstacles rencontrés tout au
long de ma vie.*

Mes très chères sœurs: Zahra, Nawal, Fatiha, Aycha.

Mes très chers frères: Salah, Abde madjide, Abd hamid.

A toute ma famille sans exception.

*A tous ceux qui m'aiment et que j'aime: Rougaya. Rahaf,
Arich. Yousf, Taym*

A mon binôme: Nour addine .

*Dédicace à tous ma famille, qui ma soutenu tout au long de mes
études, mes respects les plus distingués à tous les enseignants qui ont
contribué à ma formation à tous les niveaux*

Aux chers amis :

 *Nour addine kayhole.*

 *Rwaibah abd alfadil.*

 *Rachide Adaili.*

Aux habitants de mon village natal "Ben srour"


A tous les étudiants d'électromécanique.

À ceux que j'aime et qui m'aiment je voue laisse ceci:

"some people dream of success when others work hard to get it "

IN GOD WE TRUST AND BELIEVE.

Khadar Saad



SOMMAIRE

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
------------------------------------	----------

Chapitre I Modélisation et simulation de la machine synchrone à aimant permanent

I.1. Introduction	4
I.2. Description de la MSAP triphasée	4
I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP	5
I.4. Les avantages et les inconvénients des MSAP	6
I.4.1. Les avantages	6
I.4.2. Les inconvénients	6
I.5. Domaines d'applications des actionneurs à aimant permanent	6
I.6. Modélisation de la machine synchrone a aimant permanent	7
I.6.1. Hypothèses simplificatrices	7
I.6.2. Modèle de la MSAP dans le repère (ABC)	7
I.6.2.1 Équation électrique	8
I.6.2.2 Équation magnétique	8
I.6.2.3 Équation mécanique	9
I.6.3. Transformation triphasé- biphasé	9
I.6.3.1 Transformation de Concordia	10
I.6.3.2 Transformation de PARK	10
I.6.4. Choix du référentiel	12
I.6.4.1 lié au stator	12
I.6.4.2 lié au rotor	12
I.6.4.3 lié au champ tournant	12
I.6.5. Modèle de la MSAP dans le repère (d, q)	12
I.6.5.1 Equation des flux au système biphasé (d, q)	12
I.6.5.2 Équation des tensions dans le système biphasé (d, q)	13
I.6.5.3 Equation mécanique dans le système biphasé (d, q)	13
I.6.6. Schéma équivalent de la MSAP	14

I.6.7. Equations d'état de la MSAP	15
I.6.8. Résultats de simulation	15
I.6.8.1 Interprétation des résultats de simulation	17
I.7. Conclusion	17

Chapitre II Modélisation de l'alimentation de la machine synchrone à aimant permanent

II.1. Introduction	18
II.2. Structures de conversion d'énergie multi niveaux	18
II.3. Modélisation de l'onduleur	18
II.3.1. Cas onduleur de tension à deux niveaux	19
II.3.1.1 Présentation de l'onduleur	19
II.3.1.2 Modélisation vectorielle de l'onduleur	20
II.3.2. Cas de l'onduleur de tension à trois niveaux	22
II.3.2.1 Principe de la topologie NPC dans un onduleur à trois niveaux	22
II.3.2.2 Génération des trois niveaux de tension dans un onduleur NPC	23
II.3.2.3 Différentes configurations d'un bras d'un onduleur à trois niveaux	24
II.3.2.4 Commandabilité d'un bras d'un onduleur à trois niveaux	26
II.3.2.5 Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux	27
II.3.2.6 Fonction de connexion des demi-bas	27
II.3.2.7 Fonctions de conversion	28
II.3.2.8 Tensions composées	28
II.3.2.9 Valeurs atteintes par les tensions de l'onduleur à trois niveaux	29
II.4. Conclusion	30

Chapitre III Commande directe du couple de la machine synchrone à aimant permanent

III.1. Introduction	31
III.2. Principes généraux de La commande directe du couple	31
III.3. Stratégie de commande directe de couple et de flux	32
III.4. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé	33
III.5. Contrôle de flux et de couple	33
III.5.1 Contrôle du flux statorique	33
III.5.2 Contrôle du couple électromagnétique	35
III.6. Sélection du vecteur tension	36

III.7. Estimateurs	37
III.7.1. Estimation du flux statorique	37
III.7.2. Estimation du couple électromagnétique	38
III.8. Elaboration des contrôleurs	39
III.8.1. Contrôleur de flux à deux niveaux	39
III.8.2. Contrôleur du couple	40
III.9. Elaboration des tables de commutation	42
III.9.1. Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles	42
III.9.2. Table de commande du flux	42
III.9.3. Table de commande du couple	42
III.9.4. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles	43
III.9.4.1 Table de commutation avec les vecteurs tension actifs	43
III.9.4.2 La table de commutation avec les vecteurs tension nulls	43
III.10. Structure générale du contrôle direct du couple	44
III.11. Réglage de vitesse de la MSAP	45
III.12. Schéma de simulation de la commande DTC	47
III.12.1 Résultats de la simulation	48
III.12.1.1 Simulation en charge après un démarrage à vide	49
III.12.1.2 Test avec inversion de sens de rotation	50
III.12.1.3 Simulation en charge après un démarrage à vide (vecteur actif)	52
III.12.1.4 Etude comparative entre les deux techniques	54
III.13. Avantages de la commande directe du couple	55
III.14. Inconvénients de la commande directe du couple	55
III.15. Conclusion	55

Chapitre IV Les stratégies de réduction des fluctuations du couple et du flux d'un MSAP commande par DTC

IV.1. Introduction	56
IV.2. Réduction des fluctuations du couple électromagnétique et de flux	56
IV.2.1. Le contrôle direct du couple modifiée	56
IV.2.1.1 Résultats de la simulation et interprétation	58
IV.2.2. Le contrôle direct du couple douze secteurs	60
IV.2.2.1 Résultats de simulation	62
IV.2.3. Amélioration de la commande DTC par application d'un onduleur NPC	64
IV.2.3.1 Détermination des secteurs angulaires	64

IV.2.3.2	Description de la structure du contrôle directe du couple à trois niveaux65
IV.2.3.3	Élaboration du contrôle amélioré du flux et du couple électromagnétique66
IV.2.3.4	les vecteurs de tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux de tension68
IV.2.3.5	Approche de sélection des vecteurs tension68
IV.2.3.6	DTC de la machine MSAP alimentée par un onduleur 3- Niveaux69
IV.2.3.7	Table de commutation cas d'un onduleur NPC à trois niveaux69
IV.2.3.8	Résultats de simulation71
IV.2.3.9	Interprétation des résultats72
IV.2.4.	Le contrôle direct du couple modifiée per application d'un onduleur NPC72
IV.2.4.1	Résultats de la simulation et interprétation74
IV.3.	Conclusion75

Chapitre V Association de la DTC par technique de la modulation vectorielle SVM

V.1.	Introduction76
V.2.	Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux76
V.3.	Principe de la MLI vectorielle79
V.4.	Définition du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence)80
V.5.	Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle80
V.6.	Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension SVM87
V.6.1.	Interprétation des résultats87
V.7.	La commande DTC_SVM basée sur des régulateurs PI88
V.7.1.	Résultats de simulation de la commande du MSAP par DTC_SVM88
V.7.1.1	Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge89
V.7.1.2	Test de robustesse pour l'inversion du sens de rotation de la machine90
V.8.	Conclusion91
	Etude comparative entre les méthodes proposées92
	Conclusion générale96

Annexe

Bibliographie

Résumé

NOTATIONS
et
SYMBOLES

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

Paramètres de Modélisation de la Machine à aimants permanent

L	: Inductance propre d'une phase statorique.
L_d	: Inductances cycliques directe.
L_q	: Inductances cycliques quadrature.
M	: Mutuelle inductance entre phases du stator.
R_s	: Résistance statorique par phase.
P	: Nombre de paires de pôles.
J	: Moment d'inertie des parties tournantes.
F	: Coefficient de frottements visqueux.
E	: Tension d'alimentation de l'onduleur.

Repères

a, b, c	: Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	: Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au champ tournant.
α, β	: Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au stator.
δ	: L'angle entre l'axe statoriques et l'axe rotoriques.
θ	: L'angle entre l'axe statoriques et l'axe de référentiel biphasé.

Grandeurs électriques

V_f	: Tension rotorique.
I_f	: Courant rotorique.
V_s a,b,c	: Tension statorique phase a, b, ou c .
V_s d,q	: Tension statorique dans le repère d,q .
V_s α,β	: Tension statorique dans le repère α,β .
I_s a,b,c	: Courant statorique phase a, b, ou c .
I_s d,q	: Courant statorique dans le repère d,q.
I_s α,β	: Courant statorique dans le repère α,β .

Grandeurs magnétiques

- $\varphi_{s,abc}$: Flux statorique phase a, b, c.
- $\varphi_s dq$: Flux statorique sur l'axe dq .
- $\varphi_{s,\alpha\beta}$: Flux statorique sur l'axe $\alpha\beta$.
- $\varphi_s \text{ réf}$: Flux statorique de référence.
- φ_f : Flux constante du aux aimants permanents.

Grandeurs mécaniques

- Ω_r : Vitesse mécanique rotorique.
- ω : vitesse de rotation du référentiel choisi.
- ω_s : Pulsation électrique statorique.
- ω_r : Pulsation électrique rotorique.
- C_{em} : Couple électromagnétique.
- C_r : Couple résistant.
- C_f : Couple de frottement.

Significations des Abréviations Utilisées

- MSAP : Machine synchrone à aimants permanents.
- DTC : Direct Torque Control.
- MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.
- SVM : Space Vector Modulation.
- PI : Correcteur Proportionnel Intégral.
- NPC : Neutral Point Clamped.
- N : Les secteurs.
- S : Grandeur stator.

LISTE DES FIGURES

LISTES DES FIGURES

CHAPITRE I

Figure I.1 :	Rotors de machines synchrones à aimants permanents, [7].	4
Figure I.2 :	Schéma équivalent de la MSAP dans le repère ABC.	7
Figure I.3 :	Schéma équivalent d'une MSAP dans le repère (d, q), [17].	11
Figure I.4 :	Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q.	14
Figure I.5 :	Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d, q.	15
Figure I.6 :	Résultats de simulation de la MSAP avec l'application d'une charge	16

CHAPITRE II

Figure I.1 :	Onduleur de tension triphasé alimentant une machine à courant alternatif.	19
Figure II.2 :	Représentation géométrique dans le repère (α, β) , [28].	21
Figure II.3 :	Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.	22
Figure II.4 :	Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.	23
Figure II.5 :	Structure d'un bras d'un onduleur NPC à trois niveaux.	23
Figure II.6 :	Configuration possible d'un onduleur à trois niveaux NPC.	24
Figure II.7 :	Génération des trois niveaux dans un onduleur NPC, [28].	25
Figure II.8 :	Représentation des 18 vecteurs et leurs configurations.	30

CHAPITRE III

Figure III.1 :	Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP.	32
Figure III.2 :	Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.	34
Figure III.3 :	Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.	34
Figure III.4 :	Application d'un vecteur actif.	35
Figure III.5 :	Application d'un vecteur actif sens de rotation inverse.	35
Figure III.6 :	Application d'un vecteur nul.	35
Figure III.7 :	Choix du vecteur tension.	36

Figure III.8 :	Les différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone.	37
Figure III.9 :	Contrôle à hystérésis à deux niveaux.	39
Figure III.10 :	Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions.	39
Figure III.11 :	Correcteur à hystérésis à deux niveaux.	41
Figure III.12 :	Correcteur à hystérésis à trois niveaux.	41
Figure III.13 :	Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple.	45
Figure III.14 :	régulation de la vitesse.	46
Figure III.15 :	Le schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.	47
Figure III.16 :	Schéma de simulation de la DTC.	47
Figure III.17 :	Résultats de simulation avec vecteurs tensions nuls.	50
Figure III.18 :	Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec inversion de sens de rotation.	52
Figure III.19 :	Résultats de simulation avec sans vecteurs tensions nuls.	53
Figure III.20 :	Comparative entre deux technique de commande.	54

CHAPITRE IV

Figure IV.1 :	Définition des secteurs utilisés dans la DTC.	57
Figure IV.2 :	Résultats de simulation d' une commande par DTC_ modifiée et DTC_classique.	59
Figure IV.3 :	Partition du plan (α, β) en douze secteurs angulaires $S_i = 1 \dots 12$.	60
Figure IV.4 :	Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le couple et flux dans le cas de la table de 12 secteurs.	61
Figure IV.5 :	Résultats de simulation d' une commande par DTC_12 secteur et DTC_classique.	63
Figure IV.6 :	Vecteurs tension que peut fournir l'onduleur à 3-niveaux de tension.	64
Figure IV.7 :	Représentation des 12 secteurs.	65
Figure IV.8 :	Représentations des grands vecteurs tension.	65
Figure IV.9 :	Fonction de sortie du correcteur du flux.	66
Figure IV.10 :	Fonction de sortie du correcteur du couple.	67
Figure IV.11 :	Résultats de simulation de la commande DTC par onduleur NPC	72
Figure IV.12 :	Résultats de simulation de la commande DTC modifiée par onduleur de tension à trois niveaux.	74

CHAPITRE V

Figure V.1 :	Structure de l'onduleur à deux niveaux.	77
Figure V.2 :	Etat des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.	79
Figure V.3 :	Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur et de référence dans le repère stationnaire.	80
Figure V.4 :	Définition du vecteur d'espace.	82
Figure V.5 :	Signaux de commande pour chaque secteur.	86
Figure V.6 :	Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension à SVM démarrage à vide suivi d'une application de charge de 6 N.m à $t=0.6$ sec.	87
Figure V.7 :	Schéma de la commande direct du couple et du flux d'un MSAP basé sur des régulateurs PI.	88
Figure V.8 :	Résultats de simulation de la DTC-SVM, démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.15$ ses.	89
Figure V.9 :	Inversion de sens de rotation en charge de vitesse (100/-100 rad/s à $t=0.25$).	91

LISTE DES TABLEAUX

LISTES DES TABLEAUX

CHAPITRE II

Tableau I.1 :	Table de vérité d'un onduleur triphasé.	21
Tableau II.2 :	Phase de fonctionnement d'un onduleur NPC à trois niveaux.	26
Tableau II.3 :	Résultat de la troisième commande.	27
Tableau II.4 :	Valeurs atteintes par les tensions.	29

CHAPITRE III

Tableau III.1 :	Table de commutation généralisée.	42
Tableau III.2 :	Table de commande du flux.	42
Tableau III.3 :	Table de commande du couple.	43
Tableau III.4 :	Stratégie de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tension non nuls	43
Tableau III.5 :	Stratégie de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tension nuls	44

CHAPITRE IV

Tableau IV.1 :	Comparaison entre la DTC_classique et la DTC_modifiée.	57
Tableau IV.2 :	La table de vérité de la DTC _ modifiée.	58
Tableau IV.3 :	Effet des vecteurs tension pour le DTC 12 secteurs.	61
Tableau IV.4 :	Table de sélection des vecteurs de tension dans les deux secteurs 1 et 12.	62
Tableau IV.5 :	Localisation pour le réglage du flux et le couple.	70
Tableau IV.6 :	Table de commutation de la DTC modifiée.	73

CHAPITRE V

Tableau V.1 :	Tension statoriques.	81
Tableau V.2 :	Identification du secteur.	81
Tableau V.3 :	Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls.	84
Tableau V.4 :	Calcul des rapports cycliques.	85
Tableau V.5 :	Tableau d'étude comparative entre les méthodes proposées.	92

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La plupart des processus industriels font largement appel à des moteurs électriques pour assurer l'entraînement. En fonction des applications, ces moteurs sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Par conséquent, ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. De ce fait, on doit avoir un accès direct et immédiat au couple, afin de le contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

La machine à courant continu donne des performances satisfaisantes, mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions des fonctionnements, celui des composants électroniques et micro-informatiques baisse constamment, de telle façon que le coût d'un entraînement à vitesse variable est réduit, [1].

Néanmoins, ce type d'actionneur présente des inconvénients majeurs de par son coût élevé, ses limitations en puissance etc.

Les moteurs synchrones à aimants permanents, appelés encore moteurs à courant continu sans collecteur, sont de plus en plus utilisés pour des entraînements de haute technologie (rendement élevé, haute vitesse, environnement propre, fonctionnement de longue durée, etc.) et sont devenu attractif et concurrent de la machine à induction. Associés à des variateurs de vitesse électronique, ils trouvent leur place dans de nombreuses applications industrielles.

Cette travail a pour objectif principal d'étudier une technique de commande de la machine synchrone à aimant permanent. Parmi les techniques de commande actuellement appliquées aux machines synchrones à aimants permanents: la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple.

La commande vectorielle a été établie au début des années 70 par **F.Blaschke**, L'objectif d'un contrôle vectoriel est donc d'éviter les inconvénients du contrôle scalaire (surtout à basse vitesse et dans les phases transitoires), [2].

Problématique

Ceci dit, cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, mais avec l'évolution de l'électronique de puissance et les progrès réalisés dans la technologie des semi-

conducteurs, la microélectronique, ont permis son utilisation dans les variateurs industriels actuels. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode (FOC) face aux incertitudes de paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances du stator et du rotor. Par ailleurs, la commande des moteurs électriques s'est révélée être un champ d'application des méthodologies de l'automatique non linéaire, développées depuis les années 70. En effet, la modélisation des moteurs à courant alternatif est bien maîtrisée, elle se traduit par des modèles non linéaires caractérisés par un nombre limité de variables d'état.

Contraintes

Dans le même cours du temps, l'évolution rapide des techniques de fabrication des dispositifs à semi-conducteurs et l'orientation des concepteurs vers la technologie des composants hybrides tels que l'IGBT ont permis de développer de nouvelles structures d'onduleurs d'une grande performance par rapport aux structures classiques, en l'occurrence, les onduleurs multiniveaux. Ils sont mieux adaptés aux applications de grandes puissances parce qu'ils réduisent les contraintes dues aux phénomènes de commutation sollicitant les interrupteurs, permet la réalisation de commandes de plus en plus sophistiquées telles que la commande par linéarisation entrées-sorties, commande prédictive, et la commande directe du couple (DTC) qui représente le thème de notre travail.

La commande directe du couple (Direct Torque Control : DTC) est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel. Cette stratégie de commande possède l'avantage fournir une réponse de couple plus rapide et de posséder une configuration plus simple ne nécessitant pas l'intervention de capteurs mécaniques ou des transformations de coordonnées, à été introduite en **1985** par **Takahashi**, et **Depenbrok**, [3], spécialement pour les machines MSAP.

Les derniers développements de commande pour la MSAP ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique.

Objectif

Notre travail consiste à développer un ensemble de techniques d'amélioration des performances de la commande directe du couple (DTC) appliquées à une machine synchrone à aimants permanents.

Approche de l'étude

Les volets principaux de ce mémoire peuvent être résumés comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à l'étude et la modélisation d'état de la machine synchrone à aimants permanent. On présentera le modèle mathématique de la MSAP dans le repère biphasé. Ce chapitre sera clôturé par une présentation des résultats de la simulation de la MSAP alimentée en tension par un réseau triphasé équilibré.

Également il sera abordé dans **le chapitre deux** une modélisation de l'alimentation de la machine, par l'utilisation deux onduleurs : deux et trois niveaux de type NPC, afin de minimiser les fluctuations du couple manifestées dans le cas d'un onduleur à deux niveaux.

le troisième chapitre, on présentera d'une façon sommaire les fondements de la technique « Commande DTC ». les résultats de la simulation de la machine MSAP commandée par cette technique seront notamment présentés. Les avantages et les inconvénients de cette technique seront également discutés.

le quatrième chapitre, nous allons étudier quelques variantes de la DTC classique telles que la DTC décalée de 30° (modifiée), la DTC à 12 secteurs, pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple. Ces méthodes consistent à remplacer la table de commutation utilisée dans la DTC classique d'un MSAP pour conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence tout en minimisant leur taux d'ondulation. En fin de chapitre, nous présentons une nouvelle approche de la commande directe du couple qui permet d'améliorer la stratégie de commutation des contrôleurs de flux et de couple de la MSAP alimentée par un onduleur à trois-niveaux à structure NPC. qui permet d'obtenir le grand nombre de vecteurs de tension, afin d'améliorer le contrôle de flux et du couple et de réduire la fréquence de commutation.

Au dernier chapitre, nous présentons la commande directe du couple basée sur la modulation vectorielle (DTC-SVM) appliquée à une MSAP.

Et enfin, une conclusion générale du travail accompli sera présentée, pour résumer les principaux résultats obtenus et donner les perspectives envisagées.

Modélisation et Simulation De La
Machine Synchrone à Aimants
Permanents

CHAPITRE I

I.1. Introduction

Qu'elles soient en mode moteur ou générateur, les machines synchrones à aimants permanents sont devenues plus attractives car elles répondent bien aux exigences des nouvelles technologies. Le regain d'intérêt, pour ces machines, est dû en grande partie à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, à leurs faibles pertes ainsi qu'à leur important couple massique, qui les rendent mieux adaptées aux applications industrielles à entraînements électriques nécessitant des commandes en position ou en vitesse, [4]. Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle modélisation, il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

Dans ce chapitre, on commence d'abord par un rappel théorique sur la MSAP, en suite nous avons choisi de présenter la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent, en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, afin d'obtenir un modèle simple pour la simulation numérique. Le but de ce chapitre est de valider le modèle de la machine MSAP alimenté par le réseau.

I.2. Description de la MSAP triphasée

La machine synchrone à aimant permanent comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à P pair de pôles; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à 120° , [5]. Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables, [6]. Selon le rotor, il existe plusieurs sortes de machines MSAP, nous avons présenté dans la figure (I.1) les rotors des plus communes d'entre elles.

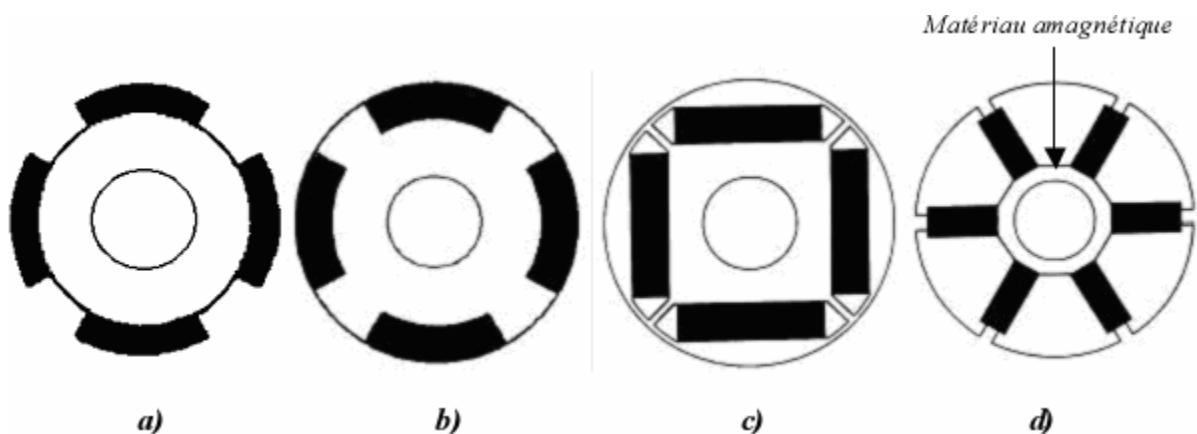


Figure I.1 Rotors des machines synchrones à aimants permanents, [7].

Le couple instantané dans n'importe quelle machine est la somme de trois couples élémentaires, [8].

$$C_{\text{total}} = C_{\text{réductant}} + C_{\text{hybride}} + C_{\text{de détente}} \quad (\text{I.1})$$

Le couple réductant est lié à la variation de la réductance du circuit magnétique, vue par le flux statorique, en fonction de la position du rotor. Le couple hybride résulte lui de l'interaction du flux statorique avec le flux rotorique. Enfin, le couple de détente est lié à la variation de la réductance du circuit magnétique, vue par le flux rotorique, en fonction de la position du rotor. Ce dernier possède une valeur moyenne nulle, mais il peut être responsable d'ondulations de couple gênantes, [8].

Selon le type de machine, la valeur d'un des couples élémentaires peut être faible ou constituer la composante essentielle du couple total, [9] :

La figure I.1.a représenté une machine à aimants en surface, le couple total dans cette machine est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride et d'un couple de détente. Le couple réductant est nul, le rotor ne présentant aucune saillance quand il tourne, cette machine est dite à pôles lisses.

Sur les figures I.1.b et c sont représentées des machines à aimants enterrés. Le couple total dans ce type de machine est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride, d'un couple de détente et d'un couple réductant. Pour la machine de la figure I.1.b, les aimants sont justes insérés en surface, alors que pour la machine de la figure I.1.c, les aimants sont complètement enterrés dans le rotor. Ces machines sont dites à pôles saillants, il en est de même pour la machine de la figure I.1.d. Pour les machines des figures I.1.a, b et c, l'aimantation des aimants est essentiellement radiale.

La figure I.1.d montre une machine dite à concentration de flux le couple total, ici aussi, est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride, d'un couple de détente et d'un couple réductant.

I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP

Le fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent est beaucoup plus simple que celui du moteur à courant continu : le stator muni d'un enroulement polyphasé, triphasé dans la plus part des cas, est alimenté par un système de tensions et courants créant dans l'entrefer un champ d'induction tournante. B_{ri} , le champ d'induction B_{ri} a tendance à attirer le rotor, lequel est muni d'aimants permanents produisant le champ d'induction. De ce fait, les champs d'induction créés par le stator et le rotor ont tendance à s'aligner, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance B_{ri} . Comparativement à la machine à courant continu, on voit que c'est le rotor qui joue le rôle d'inducteur (excitation), l'induit étant alors au stator. Le rotor se met à tourner à une vitesse angulaire ω_r correspondant à la pulsation ω_s de l'alimentation triphasée, ce que justifie la désignation du moteur synchrone, [10].

I.4. Les avantages et les inconvénients des MSAP

I.4.1. Les avantages

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en terme de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînements à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courants continu et des moteurs asynchrones, cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs, on cite principalement, [11].

- ✓ Facteur de puissance et rendement élevé par rapport a ceux des moteurs asynchrones.
- ✓ Robustesse incontestée par rapport au moteur a courant continu.
- ✓ Puissance massique élevée et précision de sa commande.
- ✓ Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague -balais dans ces machines.

I.4.2. Les inconvénients

Cependant ils ont tout de même certains inconvénients, [12]:

- ✓ Problème de démarrage.
- ✓ Coût élevé (à cause du prix des aimants).
- ✓ Problème de tenue en température des aimants (250 °C pour le samarium-cobalt).
- ✓ Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- ✓ Difficulté de défluxage et complexité de son électronique de commande (nécessité d'un capteur de position).
- ✓ Pour atteindre des vitesses élevées, il est nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser la machine. Ceci entraînera inévitablement une augmentation des pertes statoriques par effet Joule.

I.5. Domaines d'applications des actionneurs à aiment permanent

Ces machines ont trouvé un vaste champ d'applications dans plusieurs domaines (équipement domestique, lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateur, voiture et vélo électriques, transport, aérospatial, machines-outils, servomoteurs, équipement médical et propulsion des navires), [1].

I.6. Modélisation de la machine synchrone a aimant permanent

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi le mécanisme régissant son fonctionnement. Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse, tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur. Dans notre cas, nous en déduisons des lois de conception adaptées aux machines synchrones à aimants permanents, [13].

I.6.1. Hypothèses simplificatrices

La technique que nous envisageons repose sur une présentation d'état de la machine, nous avons posé des hypothèses simplificatrices, [14] :

- La distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale.
- La machine fonctionne dans un régime non saturé.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- La variation des résistances en fonction de la température est négligeable.
- Les pertes par hystérésis et courant de Foucault sont négligées.

I.6.2. Modèle de la MSAP dans le repère (ABC)

La structure générale d'une machine synchrone à aimant permanent est présentée par la figure suivante :

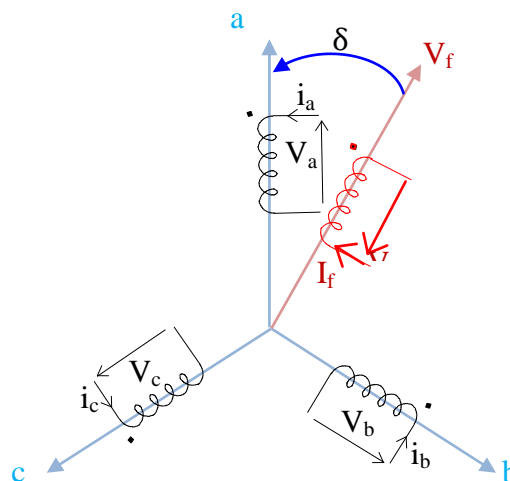


Figure I.2 Schéma équivalent de la MSAP dans le repère ABC.

$$\delta = \delta_0 + \omega t \tag{I.2}$$

δ_0 : L'angle électrique initial.

ω : La pulsation des grandeurs électriques.

Le modèle mathématique de la MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique, [15]. Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

I.6.2.1 Équation électrique :

⇒ **Les tensions statoriques**

$$\begin{cases} V_a = R_s I_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \\ V_b = R_s I_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \\ V_c = R_s I_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \end{cases} \tag{I.3}$$

⇒ **Les tensions rotoriques**

$$V_f = R_f I_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \tag{I.4}$$

Avec :

R_s , I_{abc} , φ_{abc} , et V_{abc} sont respectivement la résistance d'un enroulement statorique, les courants des phases statoriques, les flux produits par les phases statoriques et les tensions des phases statoriques.

I.6.2.2 Équation magnétique :

⇒ **Les flux statoriques**

Puisque la machine est non saturée et équilibrée les flux sont liés aux courants par :

$$\begin{cases} \varphi_a = L_a I_a + M_{ab} I_b + M_{ac} I_c + M_{af} I_f \\ \varphi_b = L_b I_b + M_{ba} I_a + M_{bc} I_c + M_{bf} I_f \\ \varphi_c = L_c I_c + M_{ca} I_a + M_{cb} I_b + M_{cf} I_f \end{cases} \tag{I.5}$$

Pour un réseau symétrique : $L_a = L_b = L_c = L$

$$M_{af} = M_f \cos(\theta); M_{bf} = M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right); M_{cf} = M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right). \tag{I.6}$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + M_f I_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Tel que : M : Mutuelle inductance entre phases du stator.

L : Inductance propre d'une phase statorique.

$M_f I_f$: Flux constant dû aux aimants permanents (φ_f).

⇒ **Les flux rotoriques**

$$[\varphi_f] = L_f I_f + \frac{d}{dt} [M_{sf}] [I_s] \quad (I.8)$$

$$M_{sf} = M_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

I.6.2.3 Équation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par, [4] :

$$J \frac{d\Omega r}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (I.10)$$

Avec : $\Omega r = \omega/P$: Vitesse de rotation de la machine.

P : Nombre de paire de pole.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

C_f : Couple de frottement.

J : Moment d'inerte.

I.6.3. Transformation triphasé- biphase

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variable. On utilise alors des transformations qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé, [15] :

I.6.3.1 Transformation de CONCORDIA

Les transformations de Concordia sont utilisées pour faire le passage entre le système triphasé, abc, et un système fictif ($\alpha \beta$). Ils seront utilisées dans le contrôle direct du couple DTC (direct torque control), on obtient les transformation de Concordia :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{I.11}$$

$$[V_{abc}] = [C][V_{\alpha\beta 0}] \tag{I.12}$$

I.6.3.2 Transformation de PARK

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice.

Donc pour le passage de système triphasé au système biphasé en utilise la matrice [P] :

$$\Rightarrow [P](\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \tag{I.13}$$

L'angle θ est définit comme suit :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt \tag{I.14}$$

Tel que :

θ : Angle entre l'axe magnétique (A) et l'axe longitudinal (d).

ω : vitesse de rotation du référentiel choisi.

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation (I.15):

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{I.15}$$

Avec, x : tension, courant ou flux, et les indices suivant représentent :

- o : indice de l'axe homopolaire;
- d : indice de l'axe direct;
- q : indice de l'axe en quadrature.

pour la transformation inverse on utilise la matrice $[P]^{-1}$:

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de Park. ou la transformation de concordia au stator et au rotor , on peut exprimer l'ensemble des relations de la machines dans ce repère. Le repère (d, q, o) est a priori quelconque ,on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de Park (d, q), [16].

A un système triphasé quelconque (a, b, c) on associe un système biphasé (d, q, o) donnant même champ tournant dans la MSAP, les aimants sont représentés par un inducteur au rotor alimenté par une source de courant continu parfaite, comme le montre la figure suivante :

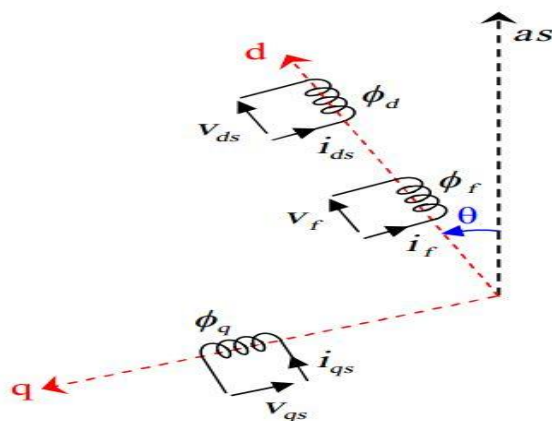


Figure I.3 Schéma équivalent d'une MSAP dans le repère (d, q), [17].

I.6.4. Choix du référentiel

Les équations de la MSAP triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q).

I.6.4.1 lié au stator (fixe comme le stator)

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator, dans ce cas le référence as et d coïncident. Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes de démarrages et de freinages des machines à courants alternatif.

I.6.4.2 lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor)

Dans ce référence, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω . l'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

I.6.4.3 lié au champ tournant (référentiel immobile par rapport au champ tournant)

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique créé par les enroulements du stator. Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de prévoir l'application d'une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continu.

I.6.5. Modèle de la MSAP dans le repère (d, q)

I.6.5.1 Equation des flux au système biphasé (d, q)

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \tag{I.18}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = [P](\theta) \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_c \end{bmatrix} + \varphi_f [P](\theta) \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \tag{I.19}$$

Après développement:

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ld & 0 & 0 \\ 0 & Lq & 0 \\ 0 & 0 & L0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{I.20}$$

Les équations du flux d'axe directe (d) et en quadratique (q) s'écrivent, [13] :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (I.21)$$

I.6.5.2 Équation des tensions dans le système biphasé (d, q)

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ia \\ Ib \\ Ic \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi a \\ \varphi b \\ \varphi c \end{bmatrix}. \quad (I.22)$$

Dans le système (d, q) :

$$[P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix}. \quad (I.23)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix}. \quad (I.24)$$

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (I.25)$$

En remplaçant les expressions des flux φ_d et φ_q dans le système (I.21) nous obtenons, [18]:

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_d I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (I.26)$$

I.6.5.3 Equation mécanique dans le système biphasé (d, q)

La puissance développée par la machine est :

$$P = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c \quad (I.27)$$

En remplaçant les courants et les tensions dans cette expression par leurs similaires dans le système (d, q) ; On obtient l'expression suivant de la puissance :

$$P = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q + 2V_0 I_0). \quad (I.28)$$

Pour un système équilibré on a : $I_0 = 0; V_0 = 0$.

$$\Rightarrow P = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q). \tag{I.29}$$

$$\Rightarrow P = \frac{3}{2} \left[\omega((\varphi_d + \varphi_f) I_q - \varphi_q I_d) + R_s(I_d^2 + I_q^2) + \left(I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right) \right]. \tag{I.30}$$

Telle que :

$$P_{em} = \frac{3}{2} [\omega(\varphi_d + \varphi_f) I_q - \varphi_q I_d] : \text{Puissance électromagnétique.}$$

$$P_j = R_s(I_d^2 + I_q^2) : \text{Les pertes joules.}$$

$$P_v = \left(I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right) : \text{Variation d'énergie magnétique.}$$

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\omega} \tag{I.31}$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} [(\varphi_d + \varphi_f) I_q - \varphi_q I_d]$$

L'équation mécanique de la machine peut être écrite comme suit, [19]:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P(\varphi_f I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) \tag{I.32}$$

Avec : $\frac{3}{2} P\varphi_f I_q$: Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses.

$\frac{3}{2} P(L_d - L_q) I_d I_q$: Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

I.6.6. Schéma équivalent de la MSAP

Le schéma équivalent de la MSAP est représenté selon les deux axes d et q (figure I.4):

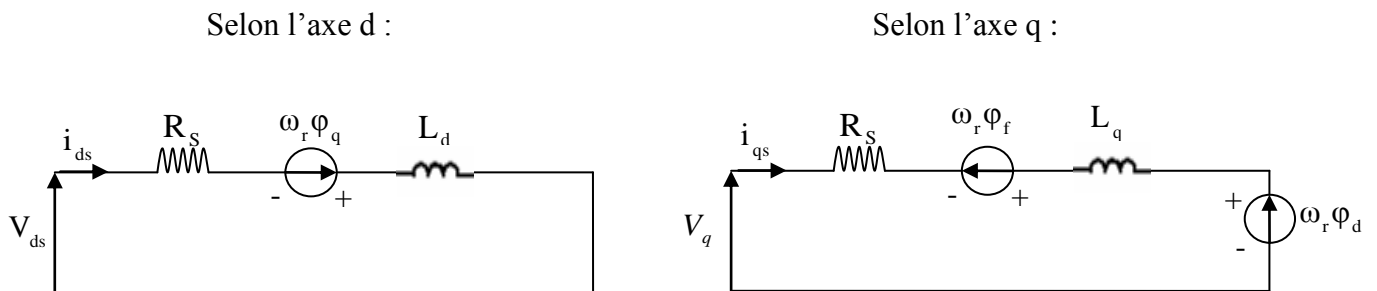


Figure I.4 Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q.

I.6.7. Equations d'état de la MSAP

Suivant le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le vecteur d'état peut être constitué de trois ou de quatre variables d'état. Dans le cas d'une régulation de couple ou de vitesse angulaire, le repère tournant d-q est décrit par le système ci-dessous:

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \\ \frac{dI_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s I_d}{L_d} + \omega_r L_q \frac{I_q}{L_d} \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s I_q}{L_q} - \omega_r L_d \frac{I_d}{L_q} + \frac{\omega_r}{L_q} \phi_f \\ C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_f I_q] \end{cases} \quad (I.33)$$

A partir de (I.32), et (I.33), le modèle de la MSAP dans le repère de Park peut être schématisé par la figure (I.5).

On pose : $K = \frac{3}{2} P \phi_f$

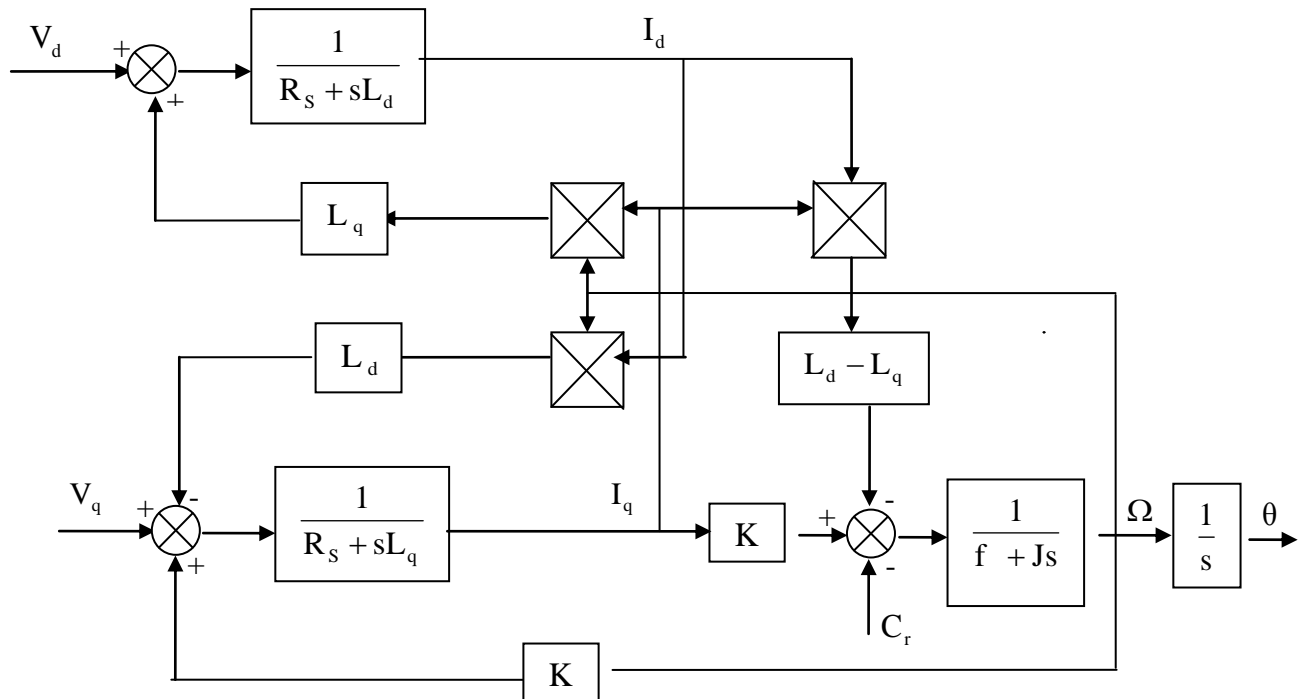


Figure I.5 Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d, q.

I.6.8. Résultats de simulation

On démarrer la machine synchrone à aimant permanent à vide et après un $t=0.4s$ en charge cette machine à un couple résistant ($C_r=8 \text{ N.m}$), on obtient les caractéristiques (tension $\{V_d, V_q\}$, courant $\{I_d, I_q\}$, vitesse $\{W_r\}$, couple électromagnétique et résistant $\{C_{em}, C_r\}$) suivants :

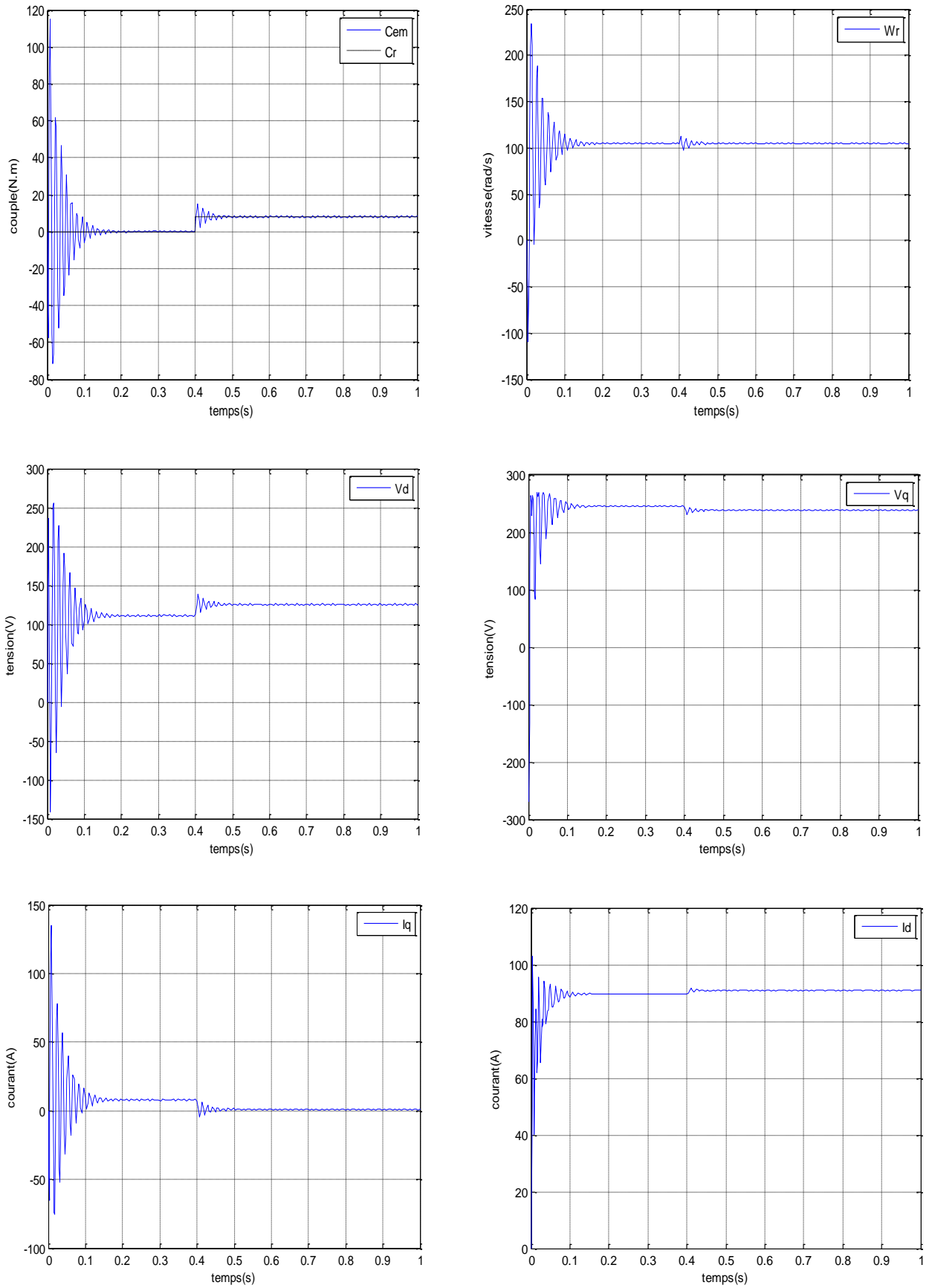


Figure I.6 Résultats de simulation de la MSAP avec l'application d'une charge de 8 N.m a t=0.4s.

I.6.8.1 Interprétation des résultats de simulation

Les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe. Nous avons simulé le modèle d'une machine synchrone à aimants permanents par un programme MATLAB. Les résultats précédant représente la réponse de la MSAP alimenté directement par un réseau triphasée équilibré 220/380 V, de fréquence fixe 50 HZ qui on démarrant à vide puis on appliquant un couple résistant de ($C_r=8$ N. m) à l'instant ($t=0.4$ s). L'examen des courbes de la figure (I.6) montre:

On remarque des battements importants représente dans la courbe de la vitesse tels que prend des valeurs négatives à cause de la contre réaction des masses qu'il ramène le moteur à l'état de repos au démarrage. Après un démarrage très rapide avec des battements au régime transitoire, la valeur de la vitesse se stabilise à une valeur proche de (106 rad/s).

Le couple électromagnétique (C_{em}) présente une allure identique à celle du courant (I_q), du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs, et Le couple présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, pendant un intervalle de temps très courts sa valeur de crête est de (118 N.m), avant de se stabiliser par la suite sur une valeur (8 N.m). Comme on remarque aussi au début du démarrage Le courant I_d augmente rapidement puis se stabilise à sa valeur(93A) après un temps assez court. les tensions V_d , V_q coïncident à l'allure de courant I_d , I_q respectivement, à cause de couplage entre l'inducteur et l'induit, cette partie définit la transformation de Park.

☞ **Remarque** : A $t= 0.4s$, on applique un couple de charge de 8 N.m, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

I.7. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses domaines d'application, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle de la MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude Le but de ce chapitre est de valider le modèle de la machine synchrone alimenté par le réseau.

Le chapitre qui suit, nous servira à présenter la modélisation de l'onduleur de tension a deux et à trois niveaux a structure NPC qui servent à l'alimentation de la MSAP en vu de sa commande en couple (DTC).

Modélisation De L'alimentation De
La Machine Synchrone à Aimants
Permanents

CHAPITRE II

II.1. Introduction

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif. Ils utilisent actuellement des composants à semi-conducteurs travaillant à des fréquences de commutation élevées avec des pertes par commutation très faibles vis-à-vis des puissances mises en jeu dans les systèmes à commander, [20].

En effet, dans un onduleur à deux niveaux, la tension supportée par un interrupteur est la tension maximale qui peut apparaître aux bornes du condensateur à l'entrée de l'onduleur. Malheureusement, jusqu'à présent cette valeur de tension reste inférieure à quelques kV (environ 3kV). Cependant, dans le domaine de la grande puissance, la tension utilisée est beaucoup plus grande que la tension admissible par les semi-conducteurs, [21].

Pour augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs, il est nécessaire d'utiliser des méthodes permettant de répartir cette tension sur plusieurs semi-conducteurs. La solution la plus connue consiste à réaliser des convertisseurs multi niveaux permettant d'échelonner sur plusieurs niveaux la tension et ainsi aboutir à des dispositifs de forte tension à partir des semi-conducteurs à tension réduite. Le niveau de tension est réglé par l'intermédiaire d'une capacité ou d'une source de tension correctement réglée. On les retrouve dans des applications domestiques, le transport ferroviaire, urbain, maritime, et même dans l'industrie, [22].

L'objectif de ce chapitre est de présenter l'architecture et le principe de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux, trois niveaux et les performances de chaque type d'onduleur associé à la MSAP en point de vue de sa commande.

II.2. Structures de conversion d'énergie multi niveaux

Les structures de conversion d'énergie multi niveaux reposent sur les associations de semi-conducteurs de puissance et pour certaines topologies de leurs connexions en série. Au niveau de ce chapitre, les semi-conducteurs de puissance sont supposés parfaits (aucune perte n'est considérée en conduction et en commutation), ainsi que la source de tension, [23]. Dans notre cas on s'intéresse à l'étude de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC, après avoir donné un aperçu général sur celui à deux niveaux.

II.3. Modélisation de l'onduleur

Les onduleurs de tension font la patrie essentielle de système d'alimentation, ils constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la

variation de vitesse des machines à courants alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robuste et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de « modulation de largeur d'impulsion » (MLI ou Pulse Width Modulation, PWM, dans le jargon anglo-saxon), ces dernières s'appuyant sur les performances en fréquence de découpage permises par les premiers. Au caractère « noble » de cette fonction (convertisseurs entièrement réversibles, forme sophistiquée de la conversion d'énergie) correspondent des applications particulièrement intéressantes, [24].

Plusieurs structures sont possibles pour réaliser un onduleur triphasé à multiniveaux, nous avons choisi d'étudier la structure NPC (Neutral Point Clamping) c'est-à-dire une structure à point milieu.

II.3.1. Cas onduleur de tension à deux niveaux

II.3.1.1 Présentation de l'onduleur

L'onduleur à deux niveaux est généralement le plus utilisé, sa topologie est la plus simple pour la conversion d'énergie de type continu alternatif (DC/AC) triphasé, il dispose de six cellules de commutation généralement à transistor, ou à thyristor GTO pour les grandes puissances, et leurs diodes indépendantes, chaque groupe transistor-diode forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire de celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation, [25]. La forme de tension de sortie cette onduleur prend les valeurs $E/2$ ou $E/2$ est ce par le point milieu M, la structure des trois bras est représentée par la figure suivante :

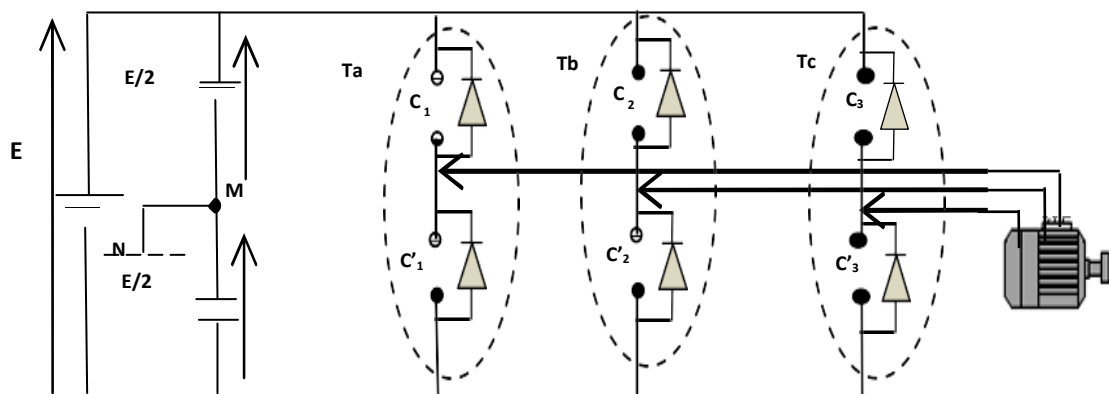


Figure II.1 Onduleur de tension triphasé alimentant une machine à courant alternatif.

on supposera que :

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

Les diodes D=1,2, ... 6, sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération.

II.3.1.2 Modélisation vectorielle de l'onduleur

L'état des interrupteurs de l'onduleur est représenté, théoriquement, par trois grandeurs booléennes de commande T_i ($i=a, b, c$), où T_i est l'état de l'interrupteur C, supposé parfait, tel que pour le $i^{ème}$ bras de l'onduleur ($i=a, b, c$), [26] :

→ $T_i = 1$ si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert;

→ $T_i = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé ;

Les tensions simples appliquées à la machine se déduisent en fonction de la tension d'entrée de l'onduleur E et les grandeurs booléennes de commande T_i ($i=a, b, c$).

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont ;

$$\begin{cases} U_{ab} = E(T_a - T_b) \\ U_{bc} = E(T_b - T_c) \\ U_{ca} = E(T_c - T_a) \end{cases} \tag{II.1}$$

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

$$V_a + V_b + V_c = 0 \tag{II.2}$$

On trouve donc les tensions simples appliquées à la machine en fonction de la tension d'entrée de l'onduleur E et les grandeurs booléennes de commande T_i .

En tenant compte des deux relations (II.1) et (II.2), on obtient les tensions simples suivantes :

$$\begin{cases} V_a = \frac{E}{3}(2T_a - T_b - T_c) \\ V_b = \frac{E}{3}(-T_a + 2T_b - T_c) \\ V_c = \frac{E}{3}(-T_a - T_b + 2T_c) \end{cases} \tag{II.3}$$

En profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux, on élabore les table de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, en utilisant la forme vectorielle des vecteurs tensions à la sortie de l'onduleur, [27], on peut écrire :

$$\vec{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \tag{II.4}$$

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[T_a + T_b \exp\left(j\frac{2\pi}{3}\right) + T_c \exp\left(j\frac{4\pi}{3}\right) \right] \tag{II.5}$$

La table de vérité de la commande peut être résumée dans le tableau suivant :

Vecteur	T _a	T _b	T _c	V _a	V _b	V _c	V _s
V ₀	0	0	0	0	0	0	0
V ₁	1	0	0	2E/3	-E/3	-E/3	$\sqrt{2/3} E$
V ₂	1	1	0	E/3	E/3	-2E/3	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{\pi}{3})}$
V ₃	0	1	0	-E/3	2E/3	-E/3	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{2\pi}{3})}$
V ₄	0	1	1	-2E/3	E/3	E/3	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\pi)}$
V ₅	0	0	1	-E/3	-E/3	2E/3	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{4\pi}{3})}$
V ₆	1	0	1	E/3	-2E/3	E/3	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{5\pi}{3})}$
V ₇	1	1	1	0	0	0	0

Tableau II.1 Table de vérité d'un onduleur triphasé

Ce qui nous donne :
$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} E \tag{II.6}$$

La figure (II.2) montre la représentation dans le plan complexe des huit positions du vecteur \bar{V}_s dont deux correspondent au vecteur nul, générés par un onduleur de tension à deux niveaux :

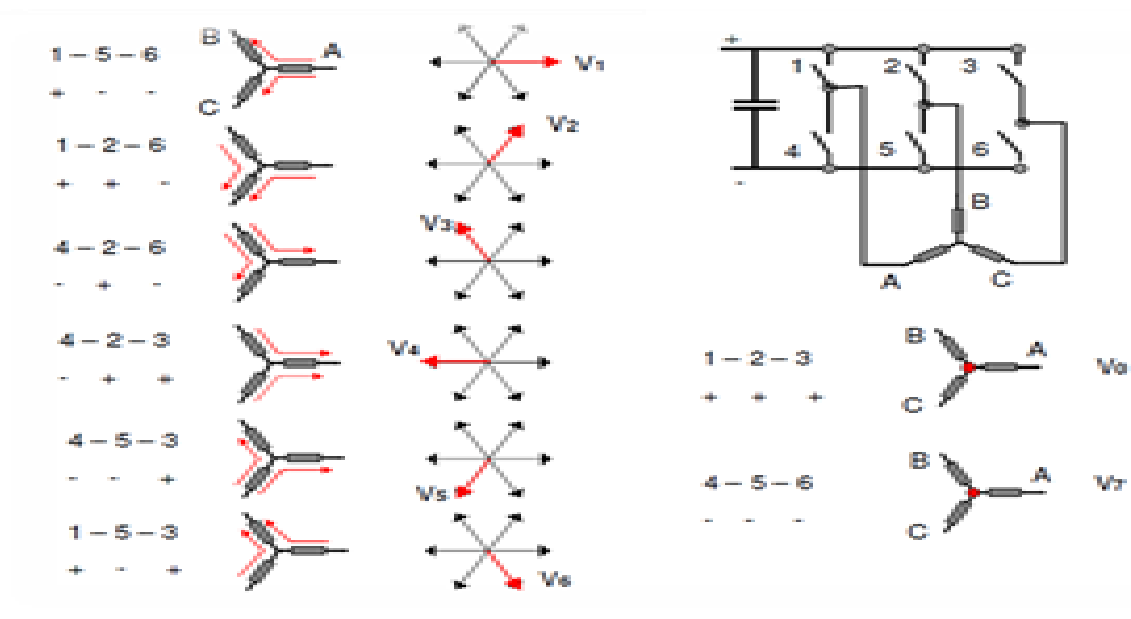


Figure II.2 Représentation géométrique dans le repère (α,β), des tensions de l'onduleur, [28].

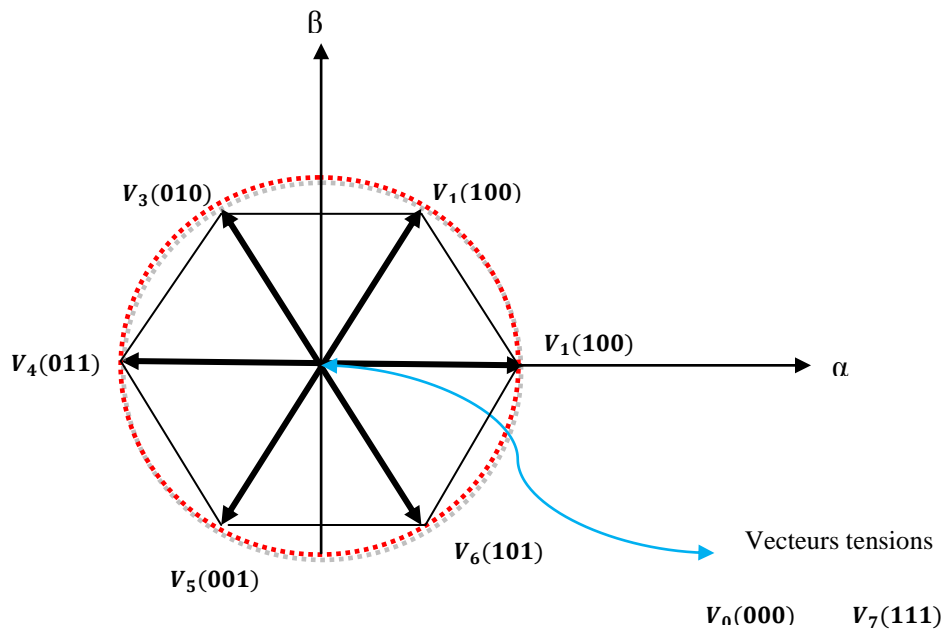


Figure II.3 Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.

II.3.2. Cas de l'onduleur de tension à trois niveaux

L'onduleur de tension à trois niveaux peut être considéré comme une mise en série de deux onduleurs de tension à deux niveaux. De ce fait, que sa modélisation est une extrapolation de l'onduleur de tension à deux niveaux.

II.3.2.1 Principe de la topologie NPC dans un onduleur à trois niveaux

Le convertisseur NPC (Neutral Point Clamped) à trois niveaux est apparu au début des années 1980. La répartition de la tension d'entrée sur les interrupteurs à l'état bloqué est assurée par des diodes connectées à un point milieu (M). Ces deux diodes imposent un potentiel à $E/2$ aux points (A) et (B). Figure (II.4). Cette structure d'onduleur a été brevetée par la première fois en 1981 par **R. Baker**, [20]. L'objectif était de réduire le taux de distorsion d'harmonique du courant injecté dans la charge. Pour des applications de type alimentation des moteurs électriques. Le figure (II.4) illustre un montage possible pour un onduleur NPC à trois niveaux. Dans sa version la plus simple, chaque branche de cet onduleur comporte 4 interrupteurs contrôlables et 6 diodes. Ce montage est alimenté par une tension continue E .

Les trois niveaux de tension possibles en sortie ($-E/2$, 0 et $E/2$) sont obtenus en fonction du choix des interrupteurs rendus passants, [23], [29].

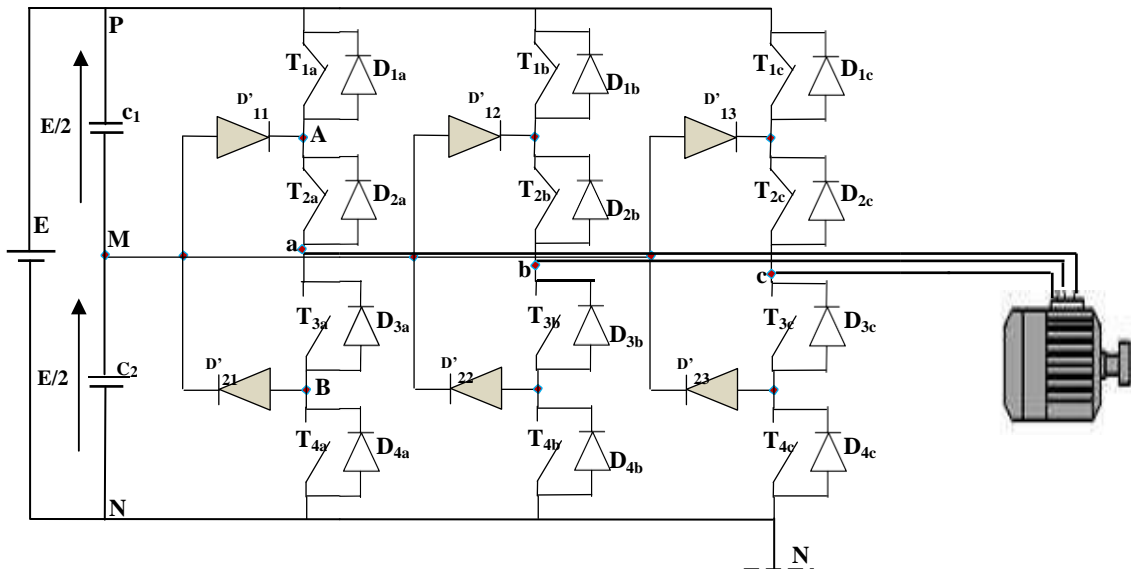


Figure II.4 Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

II.3.2.2 Génération des trois niveaux de tension dans un onduleur NPC

Pour des raisons de simplification à cause de la symétrie de l'onduleur, seule une branche de celui-ci est représentée à la figure (II.5). Elle est constituée principalement de quatre interrupteurs (T_{1a} , T_{2a} , T_{3a} , T_{4a}). Chaque point milieu entre (T_{1a} et T_{2a}) et entre (T_{3a} et T_{4a}) est relié à point neutre « M » via une diode supplémentaire (D'_{11} , D'_{21}) ce point neutre est formé par la subdivision d'une source de tension continue E en deux sources égales à $E/2$. Ces sources peuvent être remplacées par deux condensateurs. (Voir figure II.5), [25].

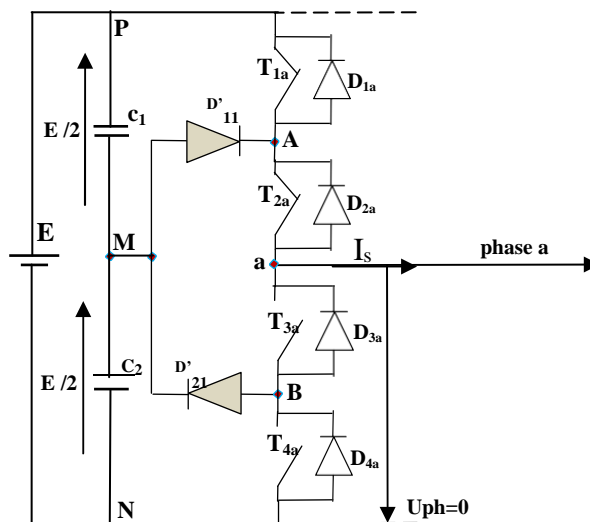


Figure II.5 Structure d'un bras d'un onduleur NPC à trois niveaux

L'une des particularités de cette topologie est que les semi-conducteurs externes, T_{1a} et T_{4a} , ne découpent pas pendant au moins la moitié de la période de modulation. Les diodes D'_{11} et D'_{21} n'interviennent pas pour les phases de fonctionnement A et B. En revanche, l'une d'entre elles est passante et permet de fixer le potentiel du point A ou du point B à 0 V. Le signe du courant de charge

indique quelle diode est rendue passante : si $I_s > 0$, D'_{11} est amorcée et D'_{21} est bloquée ; la configuration est inversée pour $I_s < 0$. Les trois niveaux de l'onduleur NPC peuvent être générés comme présenté aux figures (II.6 et II.7), avec $T_{3a} = \bar{T}_{1a}$ et $T_{4a} = \bar{T}_{2a}$.

II.3.2.3 Différentes configurations d'un bras d'un onduleur à trois niveaux

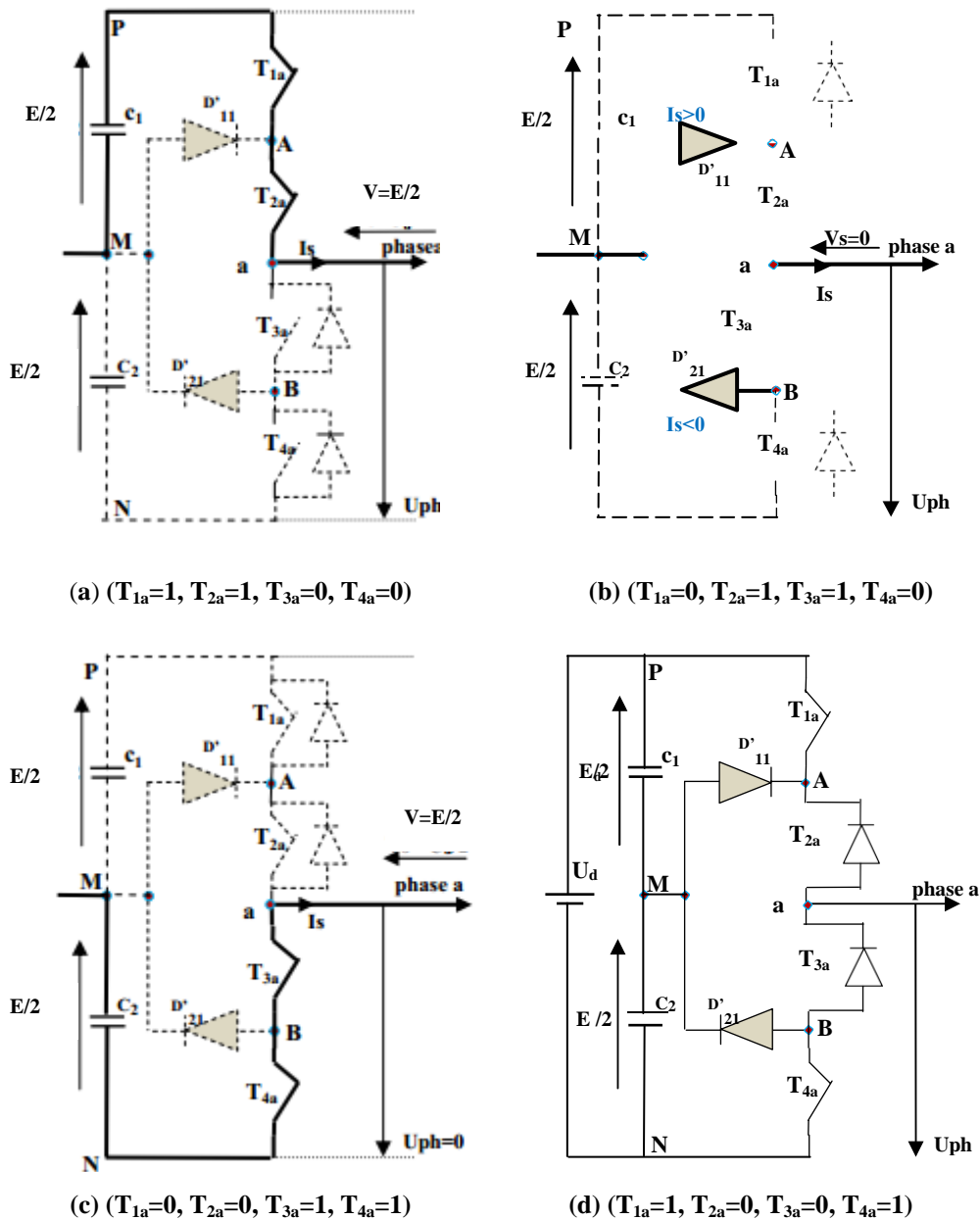


Figure II.6 Configuration possible d'un onduleur à trois niveaux NPC.

✂ Quand T_{1a} et T_{2a} sont fermés, les diodes D_{1a} et D_{2a} ne conduisent pas et la phase est connectée au potentiel positif du circuit intermédiaire (voir la figure II.6.a). Ce qui explique pendant l'alternance positive de la référence, T_{2a} est toujours passant et T_{4a} toujours bloqué. Si T_{1a} est amorcé, alors T_{3a} est OFF et la tension de sortie est fixée à $E/2$. Ainsi, l'onduleur génère l'état maximum : état 2 de la (figure II.7). Au contraire si T_{3a} est ON alors T_{1a} est OFF, et la tension de sortie égale a 0 V, (voir figure II.6.b).

✎ Quand T_{2a} et T_{3a} sont fermés, et par conséquent T_{4a} et T_{1a} sont bloqués, la phase est connectée au point milieu M via les diodes supplémentaires (D'_{11} , D'_{21}) indépendamment du signe du courant (voir figure II.6.b). Cela permet de générer le niveau intermédiaire l'état 1 de la (figure II.7). Ainsi, grâce aux diodes supplémentaires (D'_{11} , D'_{21}), l'onduleur peut générer le niveau intermédiaire, d'où le nom Neutral-Point-Clamped.

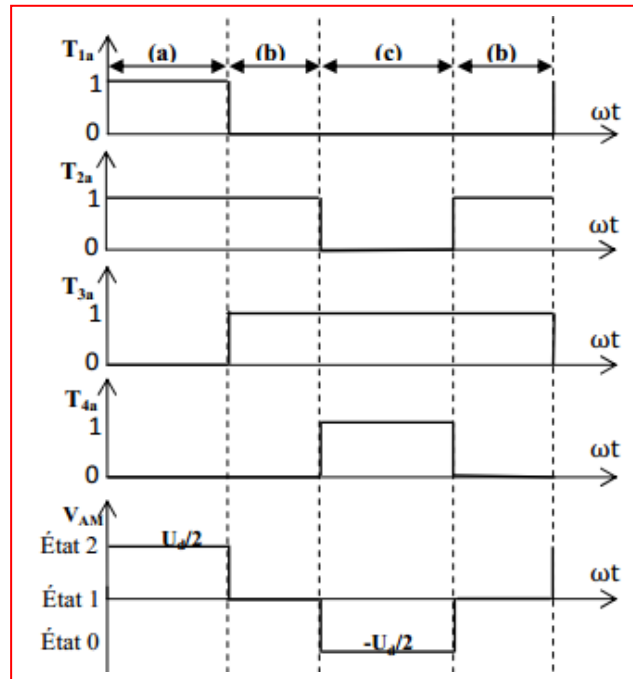


Figure II.7 Génération des trois niveaux dans un onduleur NPC, [28].

✎ De manière analogue, pendant l’alternance négative de la référence, T_{2a} est toujours bloqué et T_{4a} toujours passant. Si T_{4a} est amorcé, alors T_{2a} est OFF et la tension de sortie est fixée à $E/2$ voir figure II.6.c ; à l’inverse si T_{2a} est ON, alors T_{4a} est OFF, et la tension de sortie est égale à 0 V voir figure II.6.b. Ainsi, l’onduleur génère l’état minimum: état 0 de la figure (II.7)

✎ Par contre, quand T_{1a} et T_{4a} sont fermés, et par conséquent T_{2a} et T_{3a} sont bloqués, cet état est indéfini et donc interdit dans un fonctionnement normal de l'onduleur. (figure II.6.d).

Les séquences a, b et c vont s’enchaîner durant chaque période de la façon suivante : a-b-c-b.

Cette analyse montre que, la structure de l’onduleur à trois niveaux limite à $E/2$ la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu’il est bloqué, alors que dans la structure classique de l’onduleur à deux niveaux, cette tension vaut la tension continue complète E . C’est cette caractéristique de l’onduleur à trois niveaux qui permet de monter en tension et en puissance, dans le cas des applications de forte puissance, [20], [29].

Le Tableau (II.2) résume le fonctionnement de l’onduleur NPC à 3 niveaux en fonction du sens de

circulation du courant de charge (figure II.6).

sens de courant	le courant circule a travers	tension découpée
Is>0	T_{1a}, T_{2a}	$E/2$
	D'_{11}, T_{3a}	0
	D_{4a}, D_{3a}	$-E/2$
Is<0	T_{3a}, T_{4a}	$-E/2$
	T_{3a}, D'_{21}	0
	D_{2a}, D_{1a}	$E/2$

Tableau II.2 Phase de fonctionnement d'un onduleur NPC à trois niveaux

Lorsque la source de tension est génératrice et la charge est réceptrice, le courant passe à travers les thyristors. Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la charge vers la source d'entrée, ce sont les diodes antiparallèles qui assurent le passage du courant.

II.3.2.4 Commandabilité d'un bras d'un onduleur à trois niveaux

Sur les $2^4=16$ séquences possibles, seules trois séquences sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles, et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent, soient, des court-circuit des sources de tension continue, [30] :

- ❖ Court-circuit de $E/2$ et de $-E/2$ avec les séquences [1111] et [1001],
- ❖ Court-circuit de $E/2$ avec les séquences [1110], [1000],
- ❖ Court-circuit de $-E/2$ avec les séquences [0111], [0001].

Soient, elles provoquent la déconnexion de la charge pour la séquence [0000]. Soient encore, elles ne permettent pas d'assurer la connexion de la charge au point neutre pour les séquences [0100] et [0010], [30].

Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable qui permet à l'onduleur de délivrer les trois tensions désirées, on doit définir la commande complémentaire du convertisseur. Trois commandes complémentaires peuvent être définies pour un bras.

$$\left\{ \begin{matrix} B_{K1} = \overline{B_{K2}} \\ B_{K3} = \overline{B_{K4}} \end{matrix} \right\}, \quad \left\{ \begin{matrix} B_{K1} = \overline{B_{K3}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K4}} \end{matrix} \right\}, \quad \left\{ \begin{matrix} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{matrix} \right\},$$

Avec B_{Ki} : commande de base d'un transistor T_{ki} , ($K=a,b,c$)

Il à été démontré que la troisième commande est celle qui donne les trois niveaux de tension possibles $E/2, 0, -E/2$. [30], [20].

	B _{K1}	B _{K2}	B _{K3}	B _{K4}	V _k
0	0	0	1	1	-E/2
X	1	0	1	0	Indéfinie
1	0	1	0	1	0
2	1	1	0	0	E/2

Tableau II.3 Résultat de la troisième commande

II.3.2.5 Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux

Elle définit l'état de l'interrupteur. Elle vaut 1 si l'interrupteur est fermé et 0 dans le cas contraire. En mode commandable, les fonctions de connexions de l'onduleur sont liées par la relation suivante :

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (II.7)$$

Avec cette commande complémentaire, tout se passe comme si pour chaque bras de l'onduleur on a seulement deux cellules de commutations à deux interrupteurs chacune.

La commande complémentaire pour les trois bras est exprimée par les trois relations suivantes :

$$\begin{aligned} F_{2a} &= 1 - F_{3a} & F_{2b} &= 1 - F_{3b} & F_{2c} &= 1 - F_{3c} \\ F_{1a} &= 1 - F_{4a} & F_{1b} &= 1 - F_{4b} & F_{1c} &= 1 - F_{4c} \end{aligned} \quad (II.8)$$

II.3.2.6 Fonction de connexion des demi-bras

On définit la fonction de connexion F^b_{Km} du demi-bras comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (II.9)$$

F^b_{K1} est associée au demi-bras du haut (la paires T_{K1}, T_{K2}) et F^b_{K0} est associée au demi-bras du bas (la paires T_{K3}, T_{K4}), où k désigne le bras (k=a,b,c) et m désigne la position du demi-bras (m=0 pour le demi-bras du bas et 1 pour le demi-bras du haut).

Le système d'équations (II.9) montre que la fonction F^b_{Km} vaut 1 dans le cas où les deux interrupteur associés au demi-bras F^b_{Km} sont tous fermés et nulle dans les autres cas.

Alors nous pouvons mettre simplement, [31] :

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

II.3.2.7 Fonctions de conversion

Les potentiels des noeuds a, b, c par rapport au point milieu M de l'onduleur triphasé à trois niveaux (figure II.4) s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} V_{aM} = F_{11}F_{12}E_1 - F_{13}F_{14}E_2 \\ V_{bM} = F_{21}F_{22}E_1 - F_{23}F_{24}E_2 \\ V_{cM} = F_{31}F_{32}E_1 - F_{33}F_{34}E_2 \end{cases} \quad (II.11)$$

La relation (II.11) montre qu'un onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

II.3.2.8 Tensions composées

Nous savons :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{aM} - V_{bM} \\ U_{bc} = V_{bM} - V_{cM} \\ U_{ca} = V_{cM} - V_{aM} \end{cases} \quad (II.12)$$

Les tensions composées par rapport au point milieu :

$$\begin{cases} U_{ab} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})E_1 - (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})E_2 \\ U_{bc} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})E_1 - (F_{23}F_{24} - F_{33}F_{34})E_2 \\ U_{ca} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})E_1 - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})E_2 \end{cases} \quad (II.13)$$

Après simplification :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} E_1 - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} E_2 \right\} \quad (II.14)$$

Nous pouvons écrire le système suivant d'après la relation (II.12) ;

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

On peut déduire le système qui suit avec $E_1=E_2=E$:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{6} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{6} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a' \\ T_b' \\ T_c' \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

l'application de la transformation de CONCORDIA triphasé-biphasé, le vecteur V_x dans la base $x=(a, b, c)$ aura la forme suivante dans la base (α, β) :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 3 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (II.17)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/2 & -1/4 & -1/4 \\ 0 & \sqrt{3}/4 & -\sqrt{3}/4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T'_a \\ T'_b \\ T'_c \end{bmatrix} E \quad (II.18)$$

II.3.2.9 Valeurs atteintes par les tensions de l'onduleur à trois niveaux

	VARIABLES LOGIQUES	TENSION DIPHASÉES
Vecteurs tension	(T'_a, T'_b, T'_c)	$V_{\alpha s}, V_{\beta s}$
V_0 (3 états)	(-1 -1 -1), (0 0 0), (1 1 1)	$\sqrt{2/3} [0 \ 0]E$
V_1(2 états)	(1 0 0), (0 -1 -1)	$\sqrt{2/3} [1/2 \ 0]E$
V_2	(1 -1 -1)	$\sqrt{2/3} [1 \ 0]E$
V_3	(1 0 -1)	$\sqrt{2/3} [3/4 \ \sqrt{3}/4]E$
V_4(2 états)	(1 1 0), (0 0 -1)	$\sqrt{2/3} [1/4 \ \sqrt{3}/4]E$
V_5	(1 1 -1)	$\sqrt{2/3} [1/2 \ \sqrt{3}/2]E$
V_6	(0 1 -1)	$\sqrt{2/3} [0 \ \sqrt{3}/2]E$
V_7(2 états)	(0 1 0), (-1 0 -1)	$\sqrt{2/3} [-1/4 \ \sqrt{3}/4]E$
V_8	(-1 1 -1)	$\sqrt{2/3} [-1/2 \ \sqrt{3}/2]E$
V_9	(-1 1 0)	$\sqrt{2/3} [1/4 \ \sqrt{3}/4]E$
V_{10}(2 états)	(0 1 1), (-1 0 0)	$\sqrt{2/3} [-1/2 \ 0]E$
V_{11}	(-1 1 1)	$\sqrt{2/3} [-1 \ 0]E$
V_{12}	(-1 0 1)	$\sqrt{2/3} [-3/4 \ -\sqrt{3}/4]E$
V_{13}(2 états)	(-1 -1 0), (0 0 1)	$\sqrt{2/3} [-1/4 \ -\sqrt{3}/4]E$
V_{14}	(-1 -1 1)	$\sqrt{2/3} [-1/2 \ -\sqrt{3}/2]E$
V_{15}	(-1 0 1)	$\sqrt{2/3} [-3/4 \ -\sqrt{3}/4]E$
V_{16}(2 états)	(1 0 1), (0 -1 0)	$\sqrt{2/3} [-1/4 \ -\sqrt{3}/4]E$
V_{17}	(1 -1 1)	$\sqrt{2/3} [1/2 \ -\sqrt{3}/2]E$
V_{18}	(1 -1 0)	$\sqrt{2/3} [3/4 \ -\sqrt{3}/4]E$

Tableau II.4 Valeurs atteintes par les tensions.

En se basant sur l'étude précédente, la sortie de chaque demi-pont peut prendre trois valeurs différentes, ce qui fait que l'onduleur permet d'avoir 3^3 combinaisons différentes des trois grandeurs (T'_a, T'_b, T'_c) correspond à 19 vecteurs de sortie différents dans le plan (α, β).

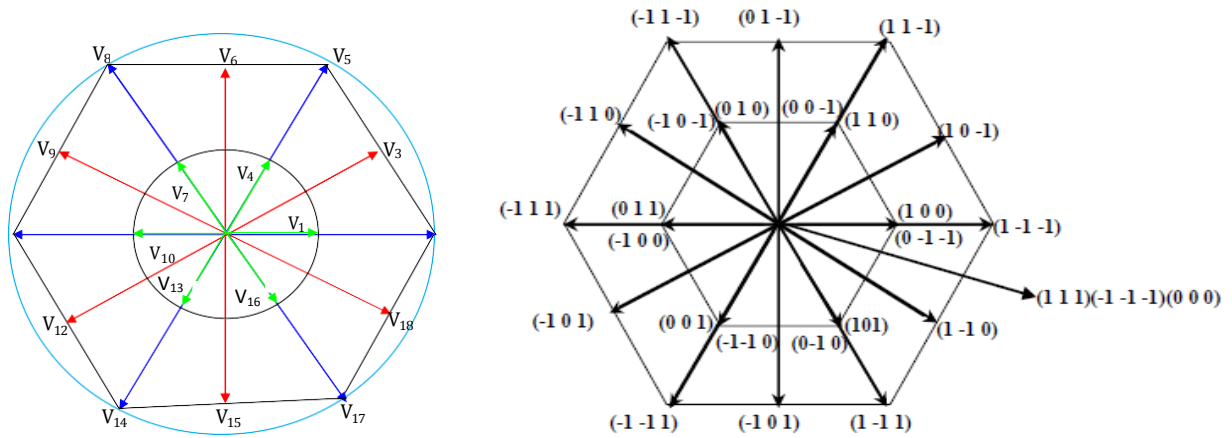


Figure II.8 Représentation des 18 vecteurs et leurs configurations.

Cependant, en se basant sur l'amplitude de ces vecteurs nous pouvons diviser les tensions en quatre groupes, comme suit :

- ❖ Tension zéro (nulle) V_0 ;
- ❖ Petites tensions ($V_1, V_4, V_7, V_{10}, V_{13}, V_{16}$) ;
- ❖ Moyens tensions ($V_3, V_6, V_9, V_{12}, V_{15}, V_{18}$) ;
- ❖ Grandes tensions ($V_2, V_5, V_8, V_{11}, V_{14}, V_{17}$) ;

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure générale de l'onduleur de tension à deux niveaux ainsi son fonctionnement en mode commandable, et celle d'un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC dans la deuxième partie du chapitre. Cet onduleur sera utilisé comme la source d'alimentation de notre machine, il génère 19 vecteurs tension distinctes. Cette interprétation facilite l'analyse de la commande de la machine.

Le chapitre qui suit sera consacré à l'application de la commande directe du couple (DTC) à la machine MSAP, cette commande est considérée comme une alternative à la commande par orientation du flux rotorique(FOC), qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine. D'autre part, la (DTC), est aussi simple, intéressante compte tenu de sa simplicité ; en particulier, par le fait qu'elle ne nécessite ni mesure en temps réel de la vitesse, ni une commande complexe par modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur. Son algorithme de calcul est simple puisqu'il est lié à un modèle de la machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique. En outre, la (MLI) est remplacée dans cette commande par une simple table de commutation.

Commande Directe Du Couple De
La Machine Synchrone à Aimants
Permanents

CHAPITRE III

III.1. Introduction

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, des méthodes de contrôle ont été développées dans lesquelles le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans le recours à des capteurs mécaniques.

Le contrôle direct du couple DTC venu de la nomination anglaise « Direct Torque Control », basé sur l'orientation du flux statorique est l'une des méthodes qui a été introduite par **Depenbrock** en 1987 sous la terminologie suivante : Direct Self Control (DSC), [32]. Une optimisation de ces séquences de commutation peut conduire à une diminution des ondulations de couple et de bruit acoustique. Appliqué au tout début à la machine à induction, le contrôle direct du couple s'applique également aux machines à aimants permanents. Dans la méthode du contrôle direct du couple, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension imposé par le convertisseur d'alimentation.

La commande DTC a été appliquée à la commande de MSAP, via la mise au point de nouvelles méthodes de commandes, [11]. Dans la commande DTC classique, nous devons considérer la maîtrise de deux variables d'état de MSAP : le flux statorique et le couple électromagnétique. La régulation de ces deux variables est réalisée à partir de deux régulateurs à hystérésis. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible.

Dans ce chapitre on exposera les principes du contrôle direct de couple, puis on développera l'estimation des deux grandeurs utilisées (correcteurs à hystérésis) ainsi que la structure générale et la simulation numérique de cette commande.

III.2. Principes généraux de La commande directe du couple

La commande DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur, [33].

L'objectif d'une commande « DTC » est de 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. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique, [32].

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont, [34] :

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

La commande par DTC de la MSAP, peut être schématisée par la figure suivante :

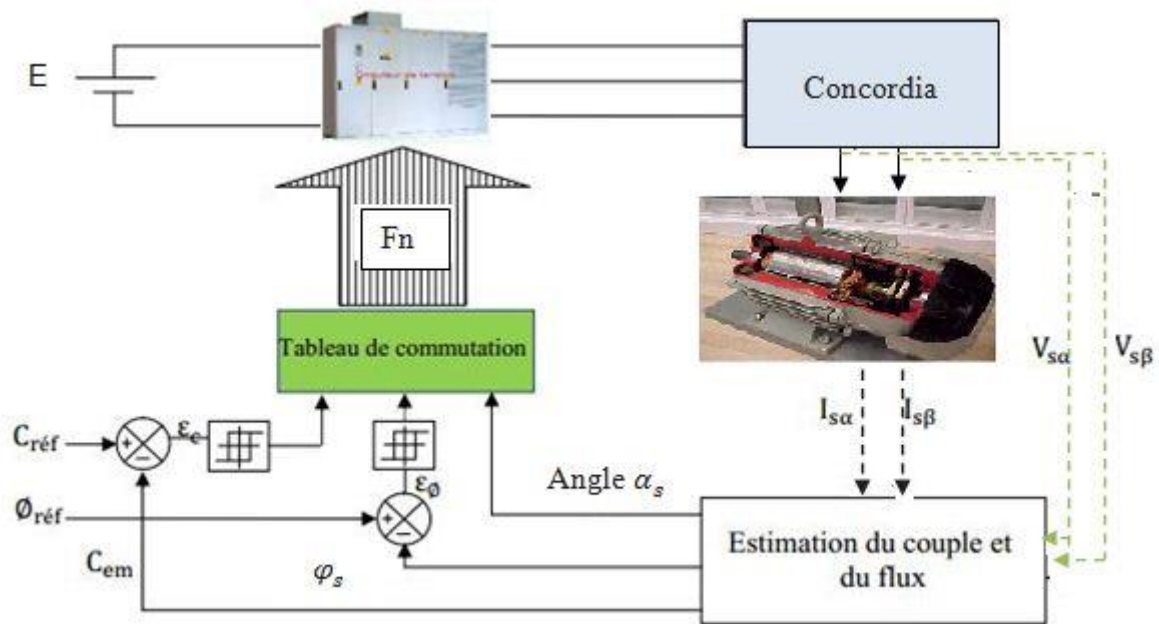


Figure III.1 Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP.

III.3. Stratégie de commande directe de couple et de flux

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui basée sur l'algorithme suivant, [35] :

- 1)- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e .
- 2)- Pour chaque coupe d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de machine synchrone à aimant permanent.
- 3)- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.

4)- On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.

5)- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique.

III.4. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

Dans le plan complexe constitué des axes (α , β), le vecteur de tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante, [33] :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{sa} + V_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{III.1})$$

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{sa} - \frac{1}{2} \cdot V_{sb} - \frac{1}{2} \cdot V_{sc} \right] \quad (\text{III.2})$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot [V_{sb} - V_{sc}] \quad (\text{III.3})$$

Où :

V_{sa} V_{sb} V_{sc} : sont les tensions simples à la sortie de l'onduleur.

Chaque tension (V_s) est défini par un arrangement des trois états :

V0: (000); V1: (100); V2: (110); V3: (010); V4: (011); V5: (001); V6: (101); V7: (111).

III.5. Contrôle de flux et de couple

III.5.1. Contrôle du flux statorique

La tension statorique dans un repère (α - β) liés au stator est donnée par l'équation suivante, [36] :

$$\bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{III.4})$$

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{III.5})$$

Si la chute de la tension due à la résistance du stator est négligée, le flux statorique dépendra seulement du vecteur de tension de sortie de l'onduleur, l'expression du flux deviendra :

$$\bar{\varphi}_s(t) \approx \bar{\varphi}_s(0) + \int_0^t \bar{V}_s \cdot dt \quad (\text{III.6})$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e , soit un intervalle de temps $[0, T_e]$. On applique un vecteur de tension non nul à la machine, on aura l'équation (III.5), [37]:

$$\bar{\varphi}_s(K + 1) \approx \bar{\varphi}_s(K) + \bar{V}_s T_e \tag{III.7}$$

On encore:

$$\bar{\varphi}_s(T_e) \approx \bar{\varphi}_s(0) + \bar{V}_s T_e \tag{III.8}$$

$$\Delta\bar{\varphi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad \bar{V}_s \{ \bar{V}_0, \dots, \bar{V}_7 \}$$

$\bar{\varphi}_s(K)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage k.

$\bar{\varphi}_s(K + 1)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage k+1.

$\Delta\bar{\varphi}_s$: La variation du vecteur flux statorique.

T_e : La période d'échantillonnage.

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes, $\bar{\varphi}_s$ devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique, [5]. Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta\bar{\varphi}_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du MSAP.

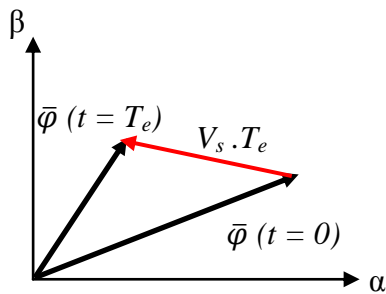


Figure III.2 Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique

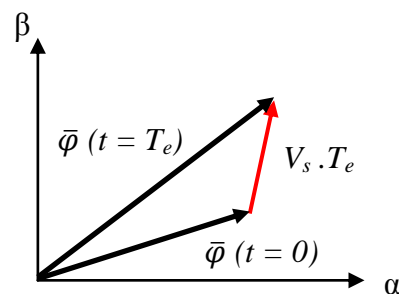


Figure III.3 Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique

- change de la position du vecteur flux.

Théoriquement, en appliquant successivement et de manière appropriée les différents vecteurs tensions, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée pour fonctionner avec un module de flux pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est pas possible que si la période d'échantillonnage est très faible devant la période de rotation du flux. En plus la composante de flux des vecteurs tensions appliqués doit être minimum et au contraire celle de la composante du couple doit être maximum. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante, [5].

III.5.2. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante, [11] :

$$C_e = K(\overline{\varphi}_s \cdot \overline{\varphi}'_r) = K \|\overline{\varphi}_s\| \|\overline{\varphi}'_r\| \sin(\gamma) \tag{III.9}$$

Tel que: $K = \frac{p}{L_q}$

Avec :

$\overline{\varphi}_s$: Le vecteur de flux satoriques.

$\overline{\varphi}'_r$: Le vecteur de flux rotorique ramené au stator.

γ : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\varphi}_s$ et $\overline{\varphi}'_r$ et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\varphi}_s$ (à partir de \overline{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\overline{\varphi}_s$, et le couple électromagnétique de façon découplée, [5],[11].

Afin d'augmenter rapidement l'angle (γ_0), et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif. En figure (III.4), on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature retard figure (III.5).

l'application du vecteur nul a pour effet de stopper la rotation du vecteur flux statorique. Toute fois, le flux rotorique poursuit son évolution soumise à la constante de temps rotorique et tend à rattraper le flux statorique. Ainsi l'angle qui existe entre le flux statorique et le flux rotorique va diminuer et le couple électromagnétique diminue lentement figure (III.6).

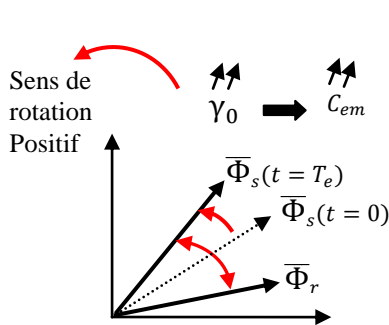


Figure III.4 Application d'un vecteur actif

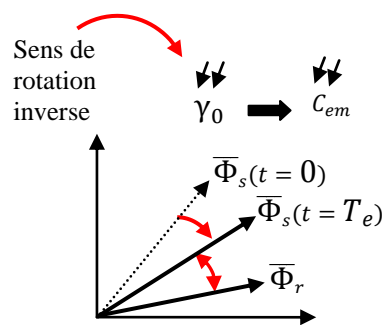


Figure III.5 Application d'un vecteur actif

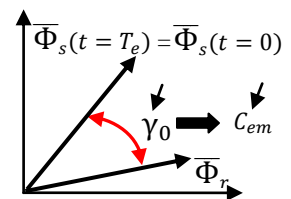


Figure III.6 Application d'un vecteur nul

III.6. Sélection du vecteur tension

Le choix du vecteur tension V_s , dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\bar{\phi}_s$, de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution $\bar{\phi}_s$ de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles, [12]. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes.

Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté ($i= 1,2, \dots ,6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants, [33] :

Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.

Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croit.

Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et celle du couple décroît.

Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si \bar{V}_0 ou Si \bar{V}_7 est sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croit si la vitesse est négative, [12], [15].

Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (III.7).

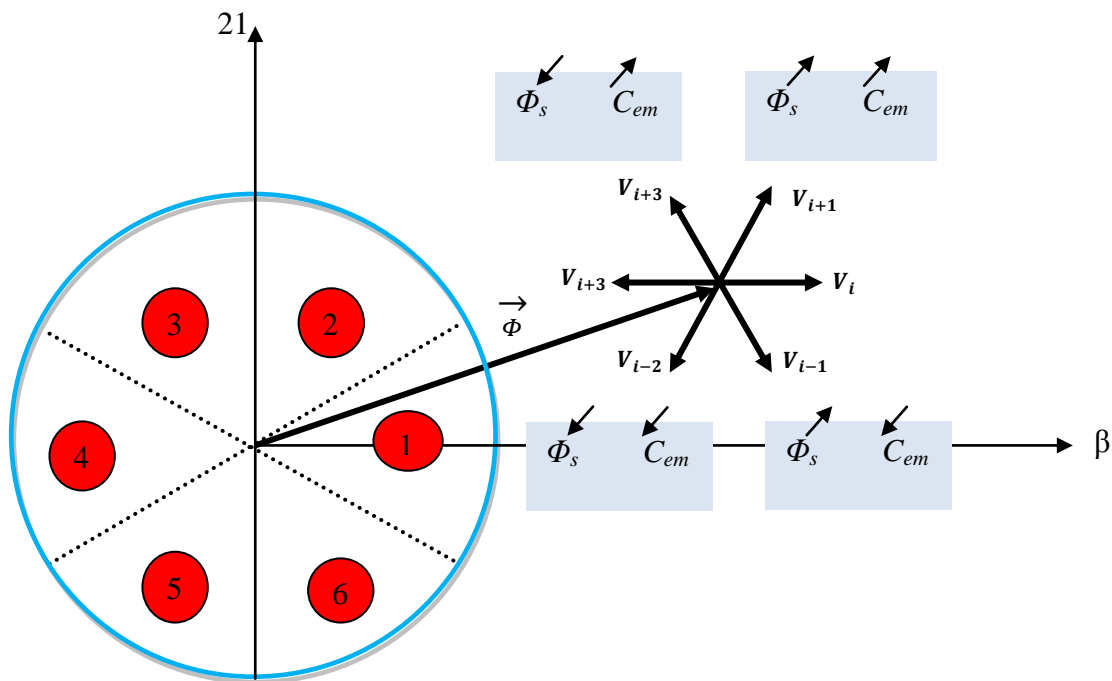


Figure III.7 Choix du vecteur tension.

Le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone i .

Au début de la zone i , les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} sont perpendiculaires à $\bar{\phi}_s$, d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone,

l'évolution est inversé. Alors aux vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\varphi}_s$ au début de la zone i alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire.

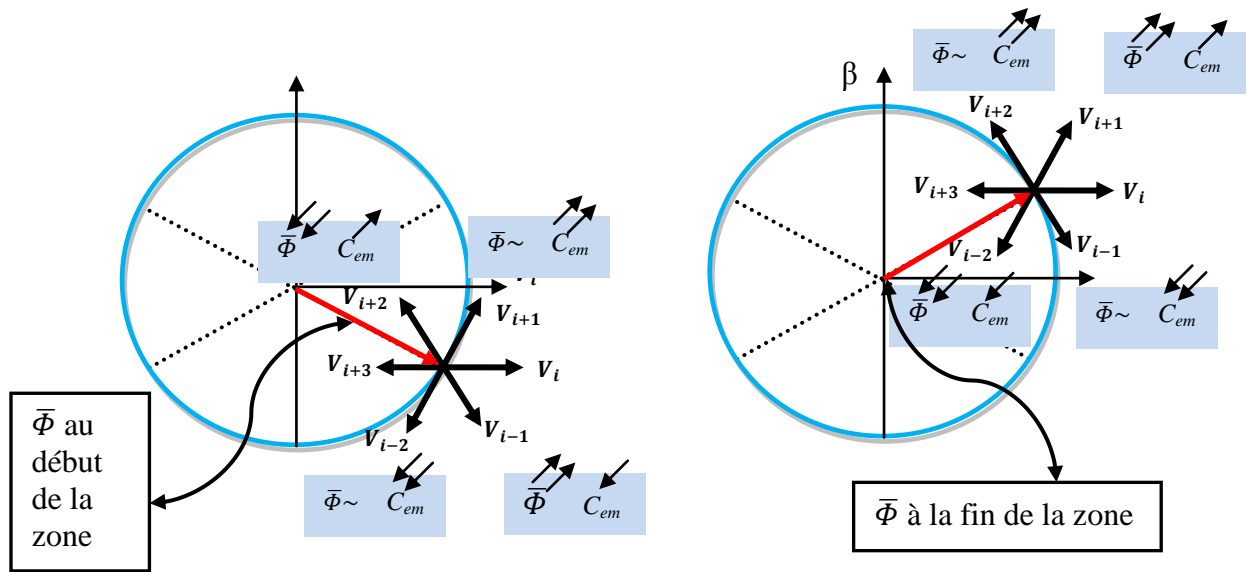


Figure III.8 Les différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i, les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de $\bar{\varphi}_s$ dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone, [33].

Le vecteur de tension statorique \bar{V}_s à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur $\bar{\varphi}_s$, [38].

III.7. Estimateurs

III.7.1. Estimation du flux statorique

La structure DTC exige l'estimation du flux et du couple. Le flux statorique peut être estimé par différentes techniques dépendant ou non de la vitesse angulaire du rotor (ou la position), mesurée ou non. L'estimateur classique du " modèle tension " est couramment utilisé. Ainsi l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes, [38] :

$$\bar{\varphi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \tag{III.10}$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α , β), tel que

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s\alpha} + j \bar{\varphi}_{s\beta} \tag{III.11}$$

Avec:

$$\bar{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (\bar{V}_{s\alpha} - R_s \bar{I}_{s\alpha}) dt \tag{III.12}$$

$$\bar{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (\bar{V}_{s\beta} - R_s \bar{I}_{s\beta}) dt \quad (III.12)$$

Après la transformation de Concordai, les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, composées de V_s , sont obtenues à partir de la tension mesurée E à l'entrée de l'onduleur, et des états de commande (T_a, T_b, T_c), [33].

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (III.13)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E (F_a - \frac{1}{2} (F_b + F_c)) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} (F_b - F_c) \end{cases} \quad (III.14)$$

Les vecteurs courants statoriques $\bar{I}_{s\alpha}$ et $\bar{I}_{s\beta}$ sont obtenues par l'application de la transformation de concordia aux courants mesurés, [15].

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (III.15)$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (III.16)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (III.17)$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux $\bar{\varphi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$.

L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\bar{\varphi}_s$ est égale :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (III.18)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur cette dernière est négligeable, [12].

III.7.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = p(\varphi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (III.19)$$

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes du courant et celles de la tension statoriques. Elle est retenue dans le cas d'une commande non linéaire appliquée à la MSAP en particulier et surtout la commande par DTC, [5].

III.8. Elaboration des contrôleurs

III.8.1. Contrôleur de flux à deux niveaux

Le but de contrôleur de flux est de maintenir l'extrémité du vecteur flux $\bar{\varphi}_s$ dans un maillon circulaire, comme le montre la figure (III.9), la sortie de correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\varphi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant, [33], [34], [35].

Pour cela un simple contrôleur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques, [37].

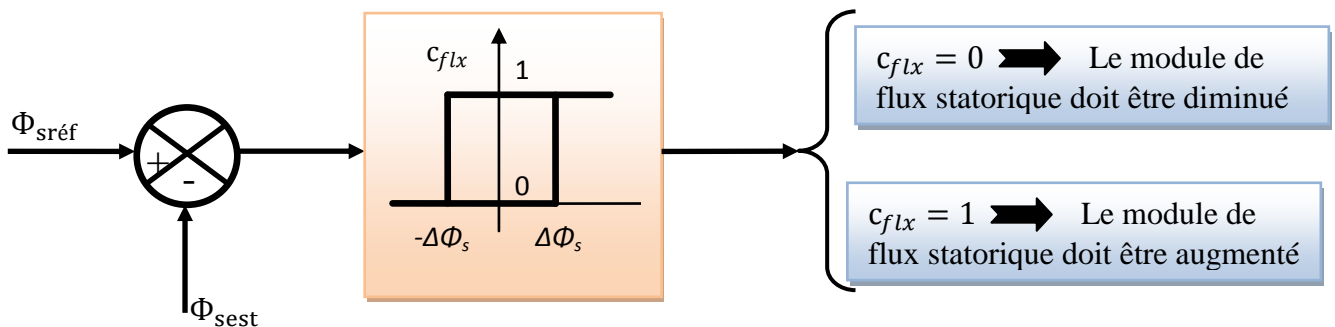


Figure III.9 Contrôle à hystérésis à deux niveaux.

La sortie du correcteur à hystérésis, représentée par une variable booléenne indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($c_{flx}=1$) ou diminuée ($c_{flx}=0$). Ce comparateur permet de respecter, [11] :

$$|\bar{\varphi}_{ref} - \bar{\varphi}_s| \leq \Delta\bar{\varphi}_s \tag{III.20}$$

Avec :

$\bar{\varphi}_{ref}$: la consigne de flux

$\Delta\bar{\varphi}_s$: l'écart d'hystérésis du contrôleur.

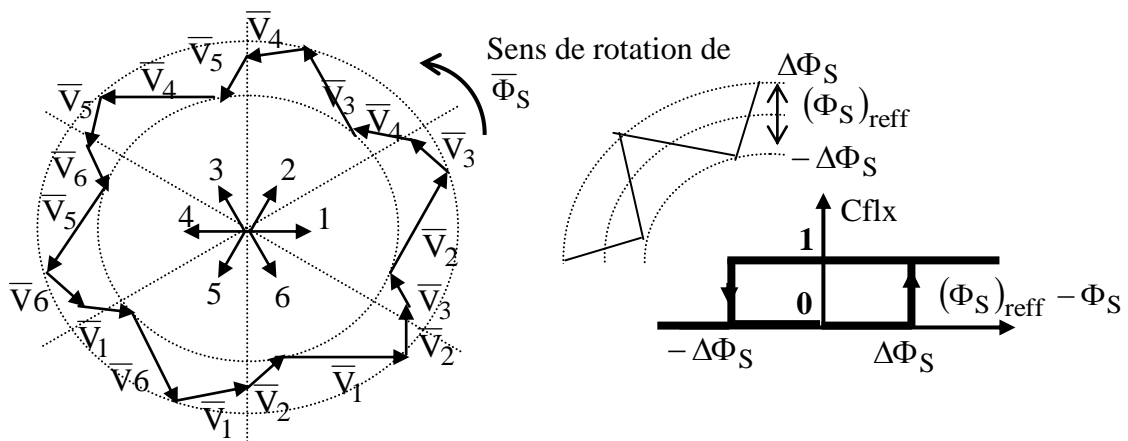


Figure III.10 Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions.

On peut écrire ainsi [33] :

Si $\Delta\bar{\varphi}_s > \varepsilon_\varphi$		alors $C_{flx} = 1$
Si $0 \leq \Delta\bar{\varphi}_s \leq \varepsilon_\varphi$	et $\frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0$	alors $C_{flx} = 0$
Si $0 \leq \Delta\bar{\varphi}_s \leq \varepsilon_\varphi$	et $\frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0$	alors $C_{flx} = 1$
Si $\Delta\bar{\varphi}_s \leq -\varepsilon_\varphi$		alors $C_{flx} = 0$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\bar{\varphi}_s$, entre le flux de référence et le flux estimé dans un correcteur à hystérésis à deux niveaux, celui-ci génère à sa sortie la valeur ($c_{flx}= 1$) pour augmenter le flux et ($c_{flx}= 0$) pour le réduire, cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique $\bar{\varphi}_s$.

Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux $\bar{\varphi}_s$. Ainsi, pour aller en « marche arrière », on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur, [39].

III.8.2. Contrôleur du couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites de façon à maintenir, [33].

$$|\hat{C}_{em} - C_{em}| = \Delta C_{em} \tag{III.21}$$

\hat{C}_{em} : La référence de couple.

ΔC_{em} : La bande d'hystérésis du correcteur.

La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux.

Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux statorique figure (III.11), il présente l'avantage de la simplicité d'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation; donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter, [11]. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur, [39].

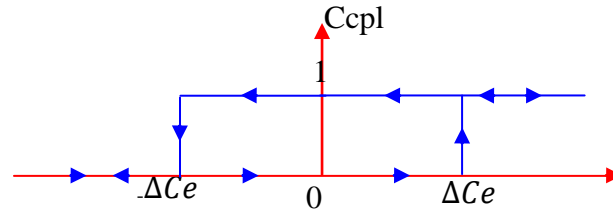


Figure III.11 Correcteur à hystérésis à deux niveaux.

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux (-1,0,1), permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif, [38]. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme (III.22), tels que ccpl représente l'état de sortie du comparateur et ϵ_{cem} la limite de la bande d'hystérésis (voir figure III.12) :

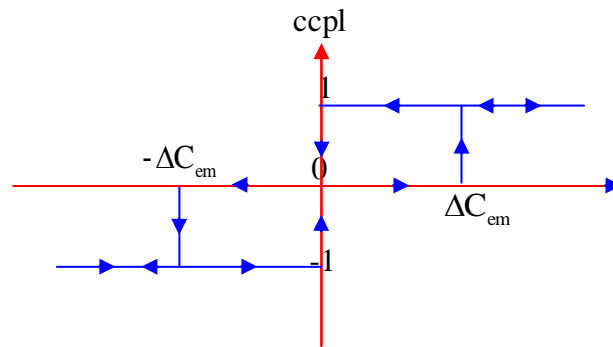


Figure III.12 Correcteur à hystérésis à trois niveaux

$$\left\{ \begin{array}{lll}
 \epsilon_{cem} < \Delta C_{em} & & \text{alors } ccpl = 1 \\
 0 \leq \Delta C_{em} \leq \epsilon_{cem} & \text{et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0 & \text{alors } ccpl = 0 \\
 0 \leq \Delta C_{em} \leq \epsilon_{cem} & \text{et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0 & \text{alors } ccpl = 1 \\
 -\epsilon_{cem} > \Delta C_{em} & & \text{alors } ccpl = -1 \\
 -\epsilon_{cem} \leq \Delta C_{em} < 0 & \text{et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0 & \text{alors } ccpl = 0 \\
 -\epsilon_{cem} \leq \Delta C_{em} < 0 & \text{et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0 & \text{alors } ccpl = -1
 \end{array} \right. \quad (III.22)$$

En introduisant l'écart ΔC_{em} entre le couple électromagnétique de référence et celui estimé dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (voir figure. III.12), celui-ci génère la valeur ($ccpl=1$) pour augmenter le couple, ($ccpl= -1$) pour le réduire et ($ccpl = 0$) pour le maintenir constant dans une bande ϵ_{cem} autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux, [38].

III.9. Elaboration des tables de commutation

III.9.1. Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux $\Delta\phi_s$ et du couple ΔC_{em} et selon la position du vecteur de flux statorique N (1,..., 6).

Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s$ et ΔC_{em} suivant la logique de comportement du flux et couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique, [11], [33], [39].

Le tableau (III.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique, [40].

	V_{i-2}	V_{i-1}	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_0, V_7
ϕ_s	↓	↑	↑ ↑	↑	↓	↓ ↓	↓ ↑
C_{em} ($\Omega > 0$)	↓ ↓	↓ ↓	↓	↑	↑	↓	↑
C_{em} ($\Omega < 0$)	↓	↓	↑	↑ ↑	↑ ↑	↑	↑

Tableau III.1 Table de commutation généralisée

III.9.2. Table de commande du flux

La table de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\ \phi_s\ $ ↑	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$
$\ \phi_s\ $ ↓	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$

Tableau III.2 Table de commande du flux

III.9.3. Table de commande du couple

La table de commande du couple montre les séquences de tensions actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple. Nous verrons que les séquences de tension nulle contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement.

N	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	$V_2 V_3$	$V_3 V_4$	$V_4 V_5$	$V_5 V_6$	$V_6 V_1$	$V_1 V_2$
$C_{em} \downarrow$	$V_5 V_6$	$V_6 V_1$	$V_1 V_2$	$V_2 V_3$	$V_3 V_4$	$V_4 V_5$

Tableau III.3 Table de commande du Couple

III.9.4. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d’une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension active et la deuxième avec vecteurs tension nuls :

III.9.4.1 Table de commutation avec les vecteurs tension actifs

Comme on a déjà vu précédemment le correcteur à trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La variation de l’erreur du couple est représentée dans la figure (III.19).

Flux	couple	N=1	N =2	N =3	N =4	N =5	N=6	Contrôleur
cflx=0	ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux niveaux
	ccpl=0	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	
	ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	trios niveaux
cflx =1	ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux niveaux
	ccpl=0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	trois niveaux

Tableau III.4 Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tension non nuls

III.9.4.2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension nuls

Le tableau (III.5) représente l’évolution du comportement de la commande par l’utilisation des tensions nulles dans les quatre quadrants. Les résultats de simulation de la DTC améliorée par l’utilisation des comparateurs d’hystérésis à trois niveaux avec des tensions nulles sont regroupés dans la figure (III.17). On remarque une amélioration de la réponse du couple (minimisation des ondulations) et une bonne poursuite vers la valeur de référence.

Flux	couple	N=1	N =2	N =3	N =4	N =5	N=6	Contrôleur
cflx=0	ccpl=1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	Deux niveaux
	ccpl=0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	
	ccpl=-1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	trios niveaux
cflx =1	ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	Deux niveaux
	ccpl=0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	
	ccpl=-1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	trois niveaux

Tableau III.5 Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tensions nuls.

III.10. Structure générale du contrôle direct du couple

La figure (III.13) représente le schéma global de la commande directe de couple avec l'utilisation des tables basées sur des tensions nul. Il y a deux boucles de régulation l'une pour le couple et l'autre pour le flux. Les valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes. Les erreurs obtenues sont introduits dans des régulateurs d'hystérésis, qui donnent des variables logiques avec la position du module de flux statorique. Ils sont utilisés pour déterminer les vecteurs de tensions correspondants à la commande.

C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage T_e est très petite par rapport aux constantes de temps de la machine. Le choix de vecteur tension et effectué à chaque période d'échantillonnage. Les consignes d'entrées du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du vecteur flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs.

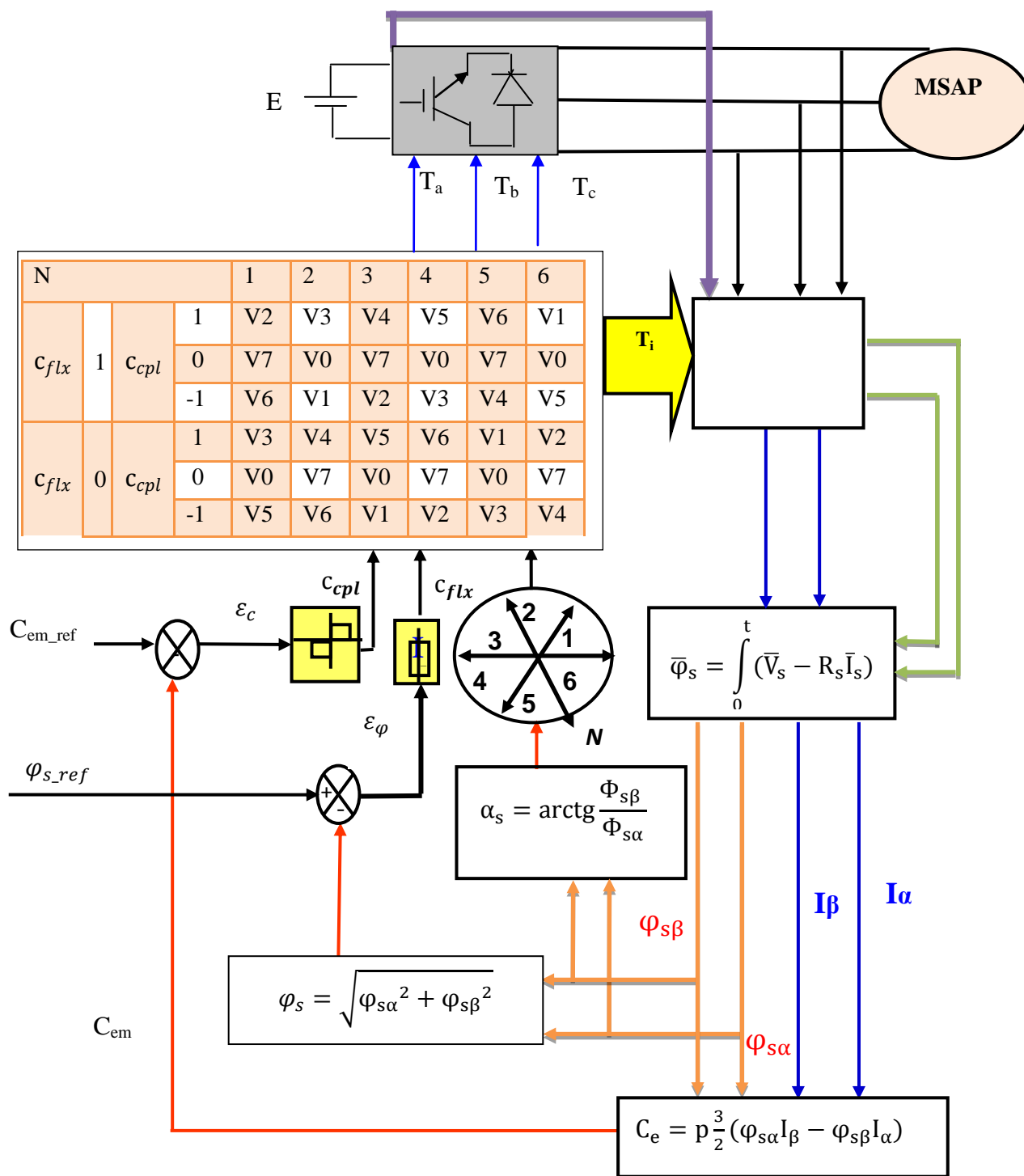


Figure III.13 Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

III.11. Réglage de vitesse de la MSAP

Plusieurs types de réglage peuvent être appliqués. Le plus simple est le réglage classique avec un régulateur PI, [16].

D’où le diagramme fonctionnel de réglage de vitesse (figure III.14).

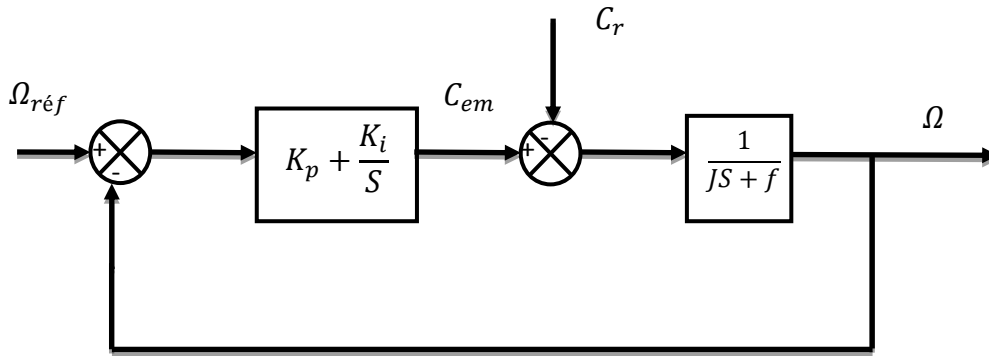


Figure III.14 Régulation de la vitesse.

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence nécessaire à la commande directe du couple afin que la vitesse puisse suivre la référence voulue. La fonction de transfert de ce régulateur est donnée par :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{III.23}$$

La détermination des paramètres du régulateur PI est basée sur l'équation mécanique du moteur. En effet cette équation a la forme suivante dans le plan de Laplace :

$$\Omega(s) = \frac{1}{f+js} (C_{em}(s) - C_r(s)) \tag{III.24}$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors ($C_r(s)=0$):

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{J} \cdot s + \frac{K_i}{J}}{s^2 + \left(\frac{f+K_p}{J}\right) \cdot s + \frac{K_i}{J}} \tag{III.25}$$

$$F(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \tag{III.26}$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI :

$$K_i = \omega^2 J \quad , \quad K_p = 2\xi\omega J - f$$

ω : Fréquence propre d'oscillation

ξ : Coefficient d'amortissement

J : Moment d'inertie

Pour un amortissement critique ($\xi = 0.8$) et ($\omega = 240$) on obtient :

$$K_i = 101,37 \quad , \quad K_p = 0.67$$

Le réglage PI présente un dépassement par rapport à la grandeur de consigne, dû au changement brutal de cette dernière. Le dépassement peut être amorti, en introduisant un filtre (correcteur) pour la grandeur de consigne afin de modérer l'impact de sa variation brusque.

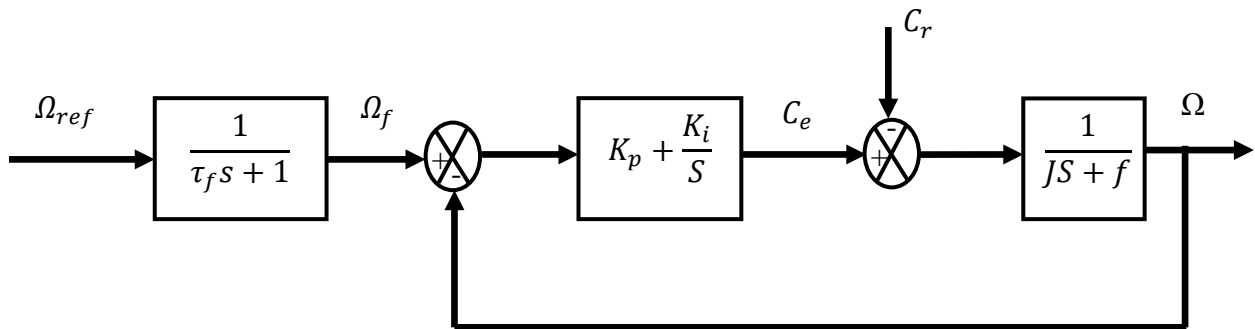


Figure III.15 Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert à prévoir dans notre cas est donnée par :

$$\frac{\Omega_f}{\Omega_{réf}} = \frac{1}{\tau_f s + 1} \tag{III. 27}$$

τ_f : est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne

III.12. Schéma de simulation de la commande DTC

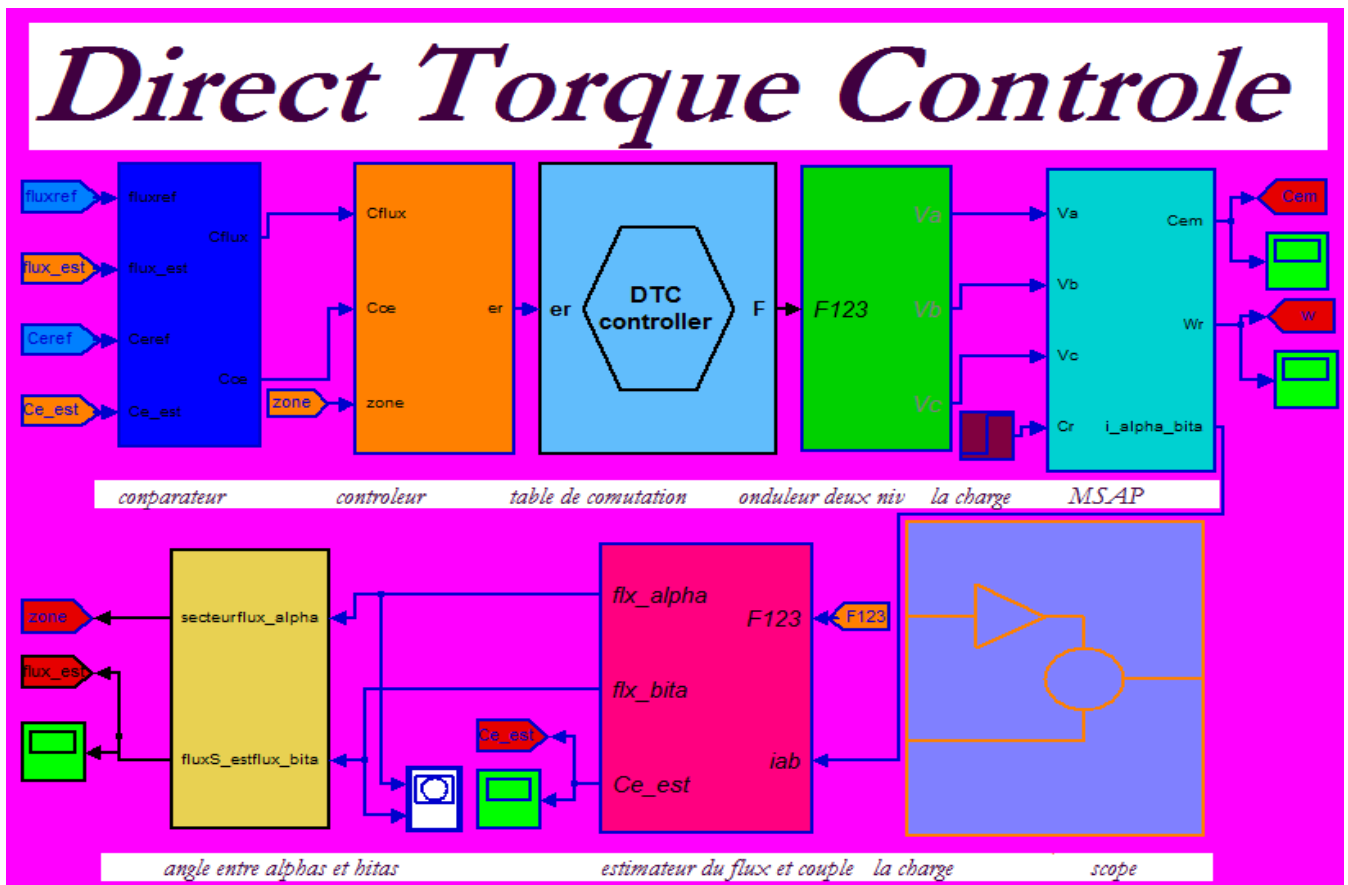


Figure III.16 Schéma de simulation de la DTC

III.12.1. Résultats de la simulation

On présente dans cette partie les résultats de simulation, illustrant le comportement de la structure de contrôle direct de couple appliquée à un modèle de machine MSAP alimentée par un onduleur de tension (à deux niveau). Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations, sont récapitulés dans une annexe placée à la fin de ce mémoire. On a effectuée des simulations pour les régimes de fonctionnements suivants:

- ✓ Fonctionnement en charge nominale après un démarrage à vide (appliquée les vecteurs actifs).
- ✓ Fonctionnement en charge avec variation du sens de rotation.
- ✓ Fonctionnement en charge nominale après un démarrage à vide (appliquée les vecteurs nuls).

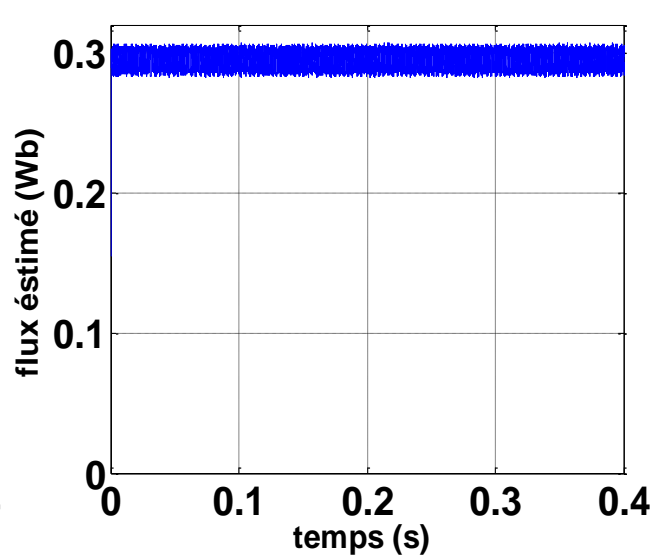
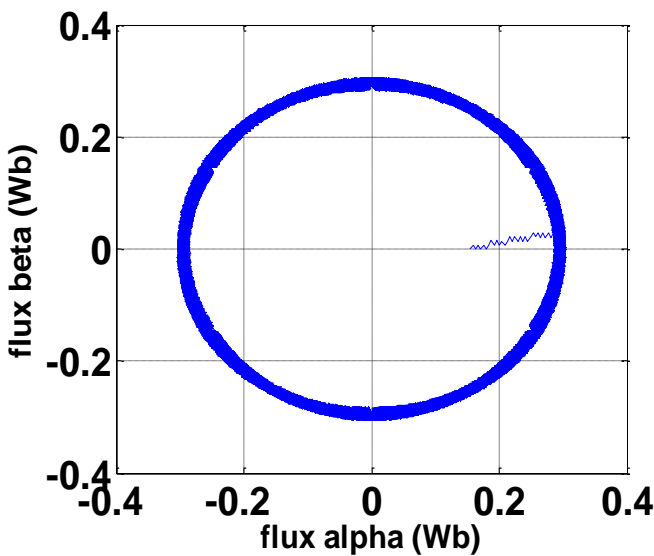
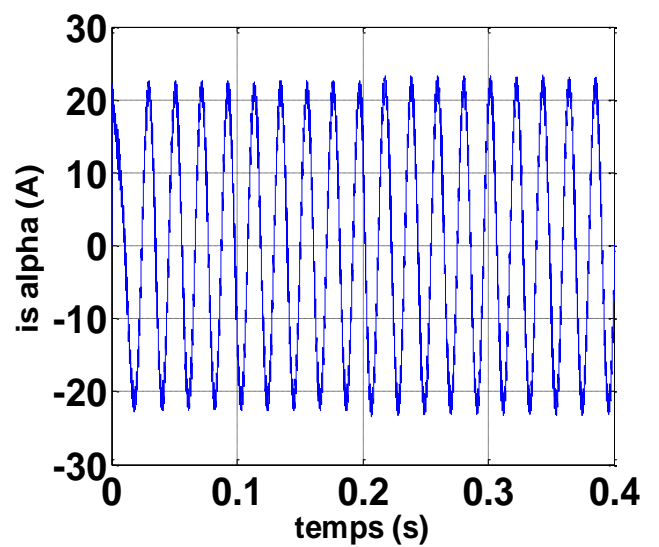
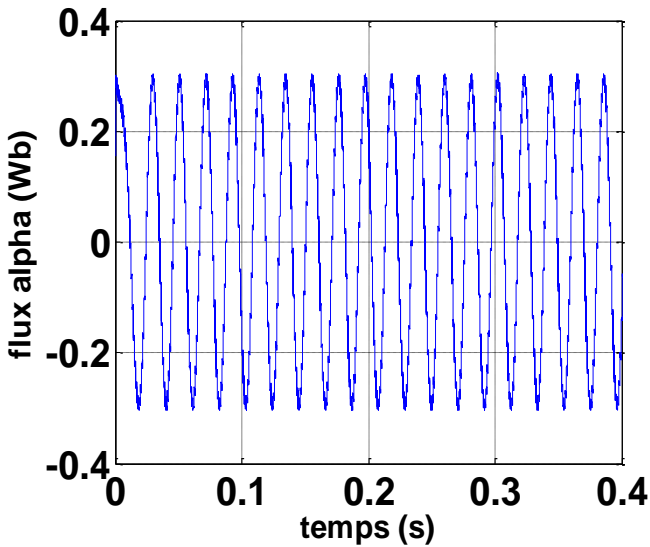
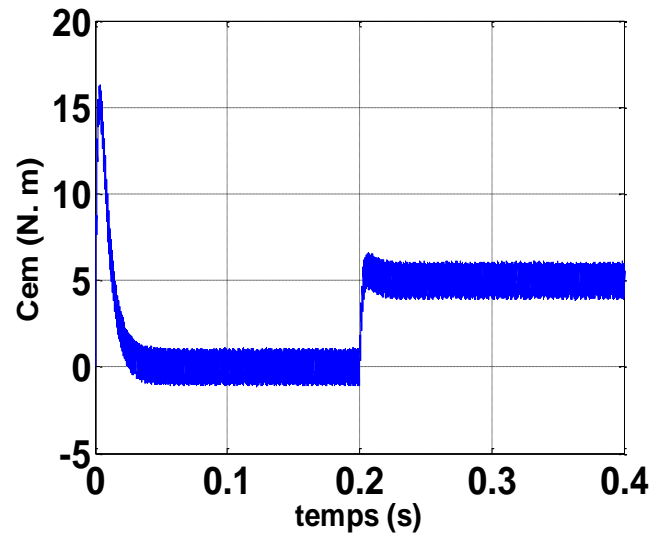
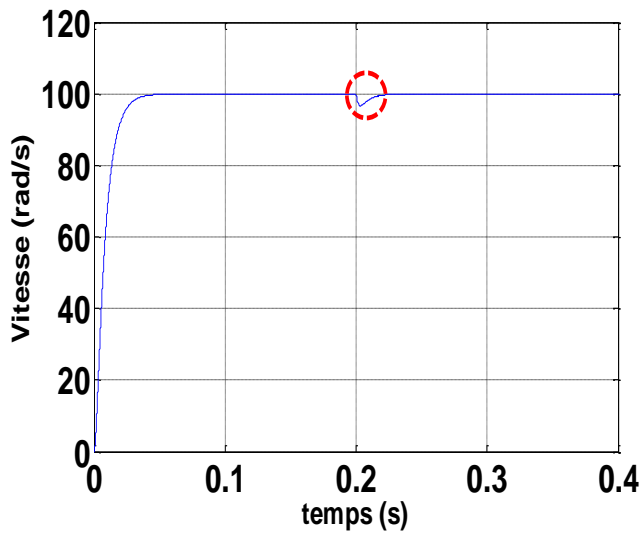
Le choix de largeur des bandes d'hystérésis des comparateurs du couple et du flux doit être toujours dans des limites admissibles pour les grandeurs contrôlées; En effet, le choix d'une bande assez étroite devient trop exigeant et moins intéressant.

La simulation ont été faite avec une consigne de flux $\varphi_{sref} = 0.3\text{Wb}$, une bande d'hystérésis pour le correcteur de flux de 0.01 [Wb], et une bande d'hystérésis pour le correcteur de couple de 0.01 [Nm]. Nous avons utilisé la table de sélection (Tableau (III.4) et Tableau (III.5)).

Les simulations sont effectuées pour un temps d'échantillonnage égale à 100 μs . Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine. Ainsi, on applique un échelon de couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = 0.2$ s.

Les différents résultats de simulation montrent que le flux statorique est commandé à sa référence et le couple électromagnétique suit bien sa valeur de référence, ainsi la trajectoire du flux décrit un cercle comme prévu.

III.12.1.1 Simulation en charge après un démarrage à vide



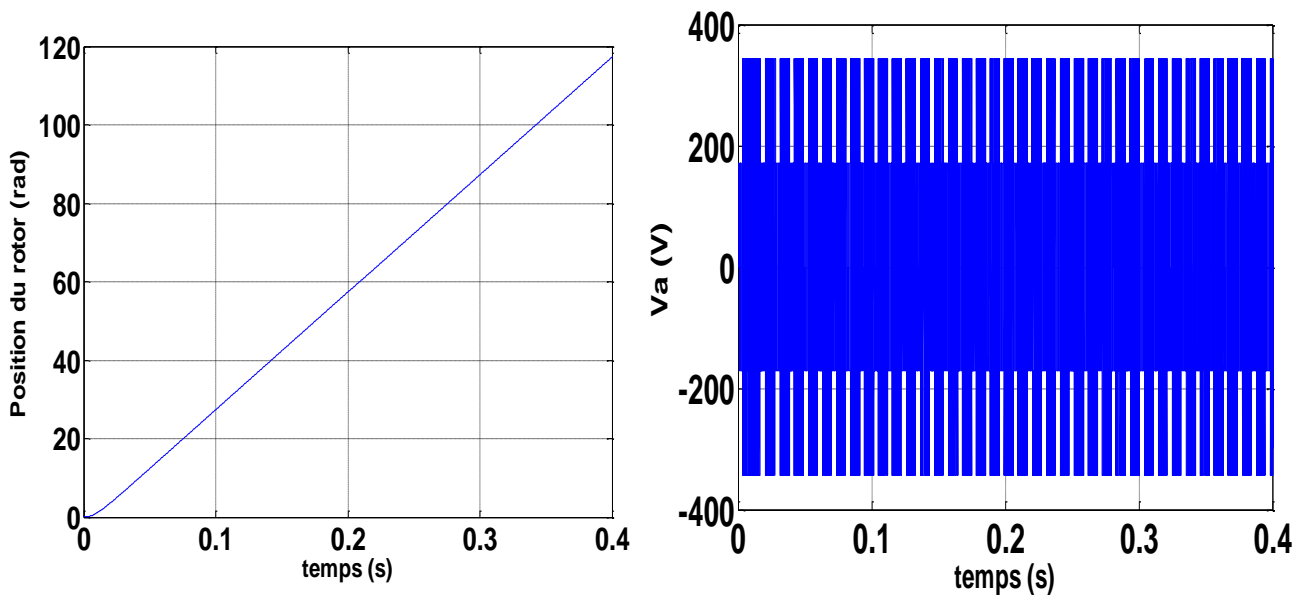


Figure III.17 Résultats de simulation avec vecteurs tensions nuls (Tableaux III.5).

Interprétation

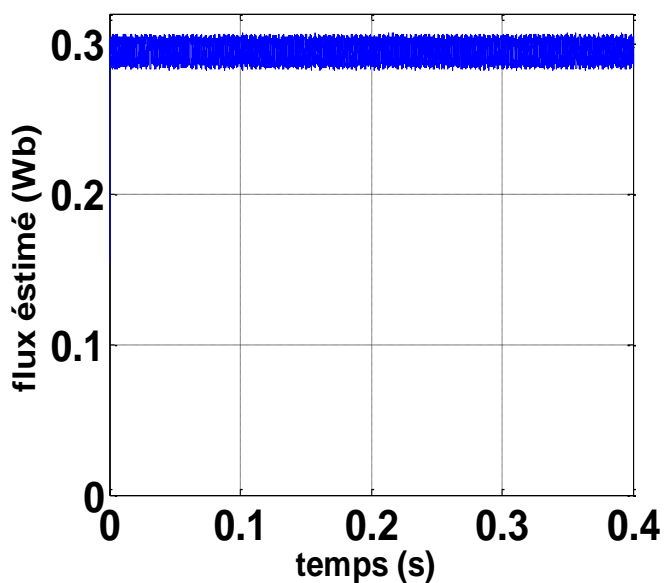
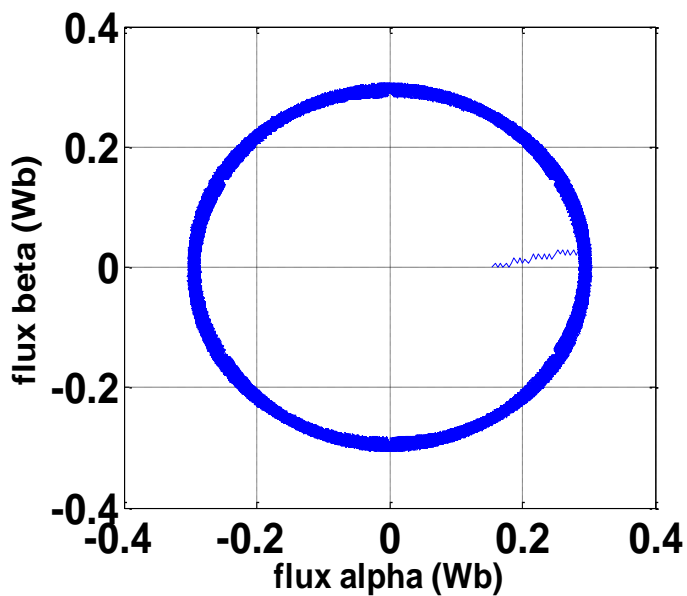
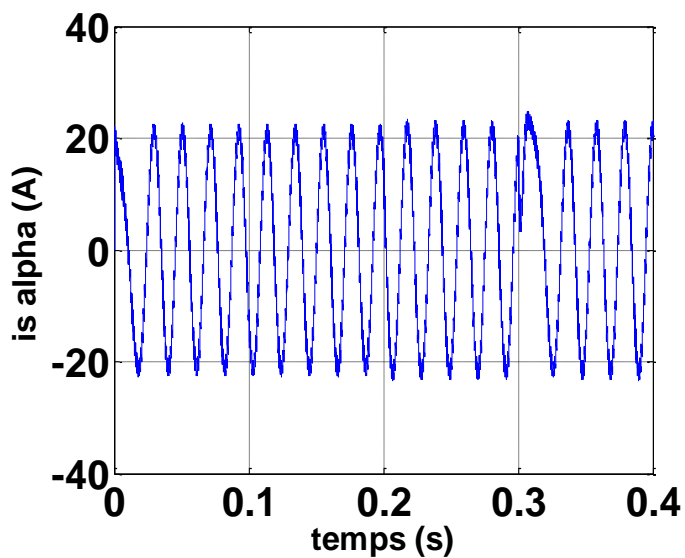
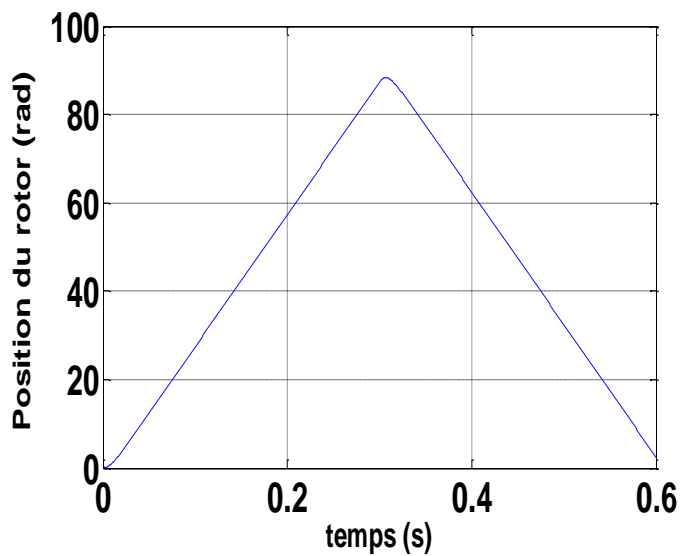
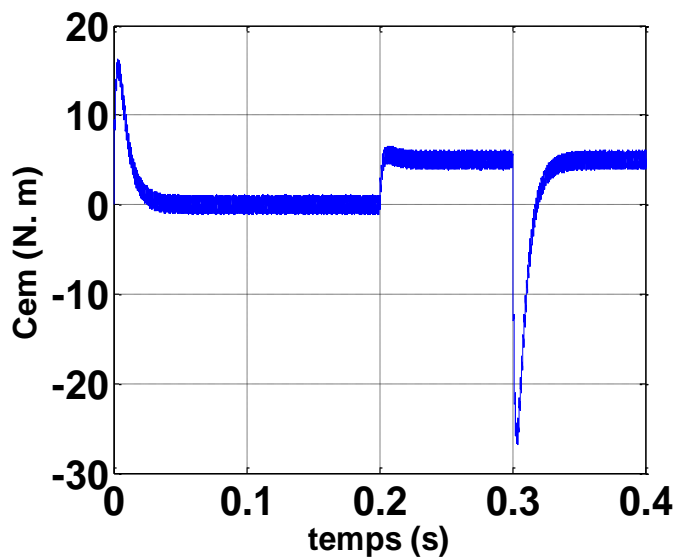
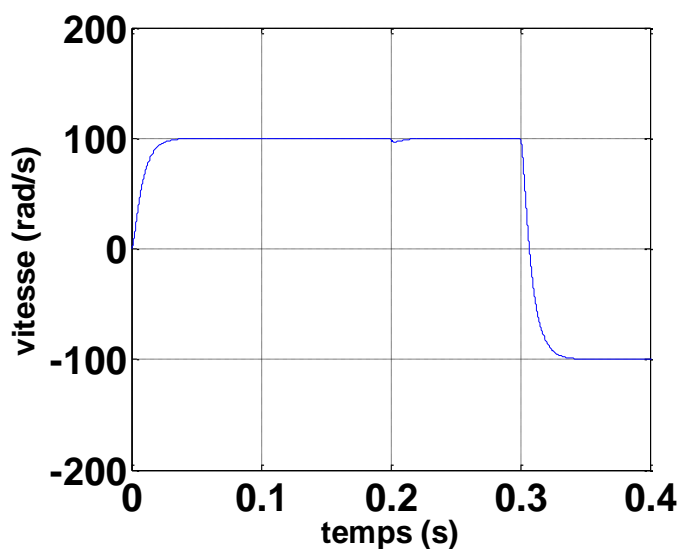
La figure (III.17) représente la réponse du système de contrôle au démarrage à vide suivie d'une application de charge ($C_r=6 \text{ N. m}$), pour une vitesse de référence de 100 rad/s . Pour cette essai on a utilisé une table de commutation avec vecteurs nuls pour réduire le nombre de commutation de l'onduleur à deux niveaux. On remarque une bonne réponse du couple qui représente une bonne performance et bien suit de sa valeur de référence et nous remarquons que le couple électromagnétique repent au démarrage à vide avec un pic de 16 N.m et se stabilise après environ 0.2s à une valeur 6N.m .

Pendant le régime transitoire le courant et le flux statorique présentent des oscillations puis elles diminuent en régime permanent avec une rapidité de réponse. La vitesse présente un accroissement presque linéaire, puis elle atteint sa référence et elle diminue pendant l'application de la charge.

On peut remarquer aussi que le comparateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique dans la bande d'hystérésis d'où la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.

III.12.1.2. Test avec inversion de sens de rotation

La Figure (III.18) présente les résultats de simulation du système pour l'inversion de sens de rotation de la machine lors d'une variation de 100 rad/s à -100 rad/s à l'instant 0.3s après un démarrage à vide suivie d'une application de charge.



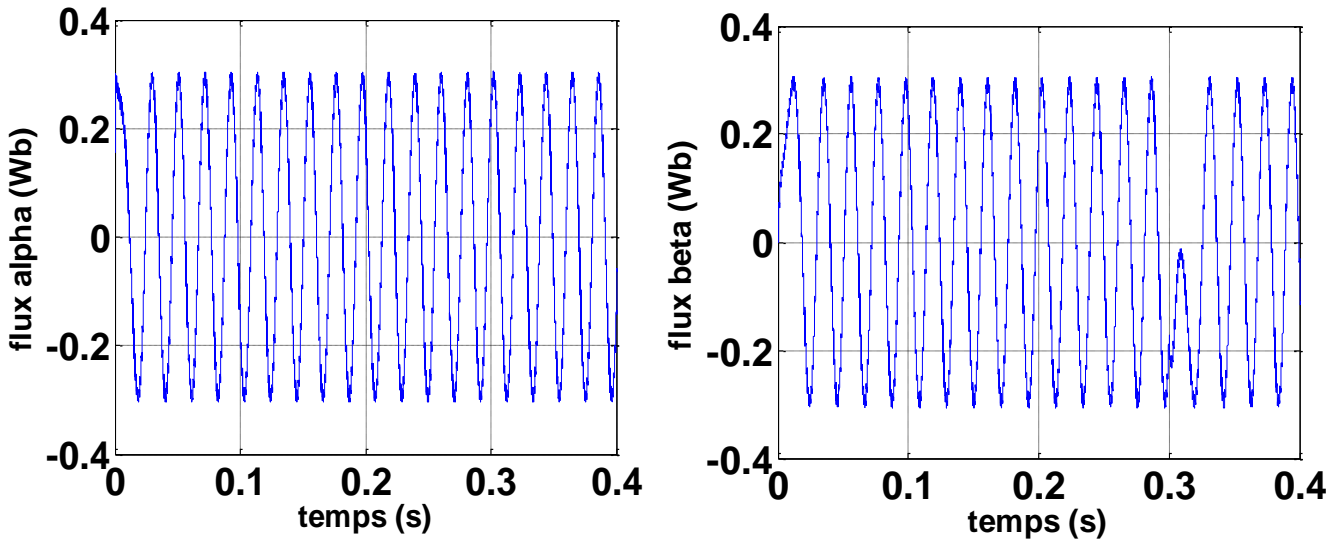


Figure III.18 Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec inversion de sens de rotation.

Interprétation

La figure III.18 présente la réponse du moteur à l'inversion de vitesse. Dans ce cas, on va utiliser une table de commutations à trois niveaux puisque le moteur tourne dans les deux sens de rotation. En réponse à ce changement, le couple prend la valeur minimale puis remonte à la valeur du couple résistant. Il force le moteur à changer son sens de rotation. Un changement instantané et observé sur le courant et sur la vitesse.

Afin de tester la robustesse du contrôle directe du couple vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de -100 rad/s à 100rad/s à l'instant $t=0.3s$ après un démarrage à vide suivie d'une application de charge. La vitesse s'effectue mais avec un dépassement, de même pour le couple qui subit lui aussi un dépassement avant de se stabiliser. Les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse la valeur du pic au démarrage. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement des bornes de la bande de contrôle.

III.12.1.3 Simulation en charge après un démarrage à vide (vecteur actif)

La Figure (III.19) présente les résultats de simulation du système on fonctionnement en charge nominale après un démarrage à vide (appliquée les vecteurs actif).

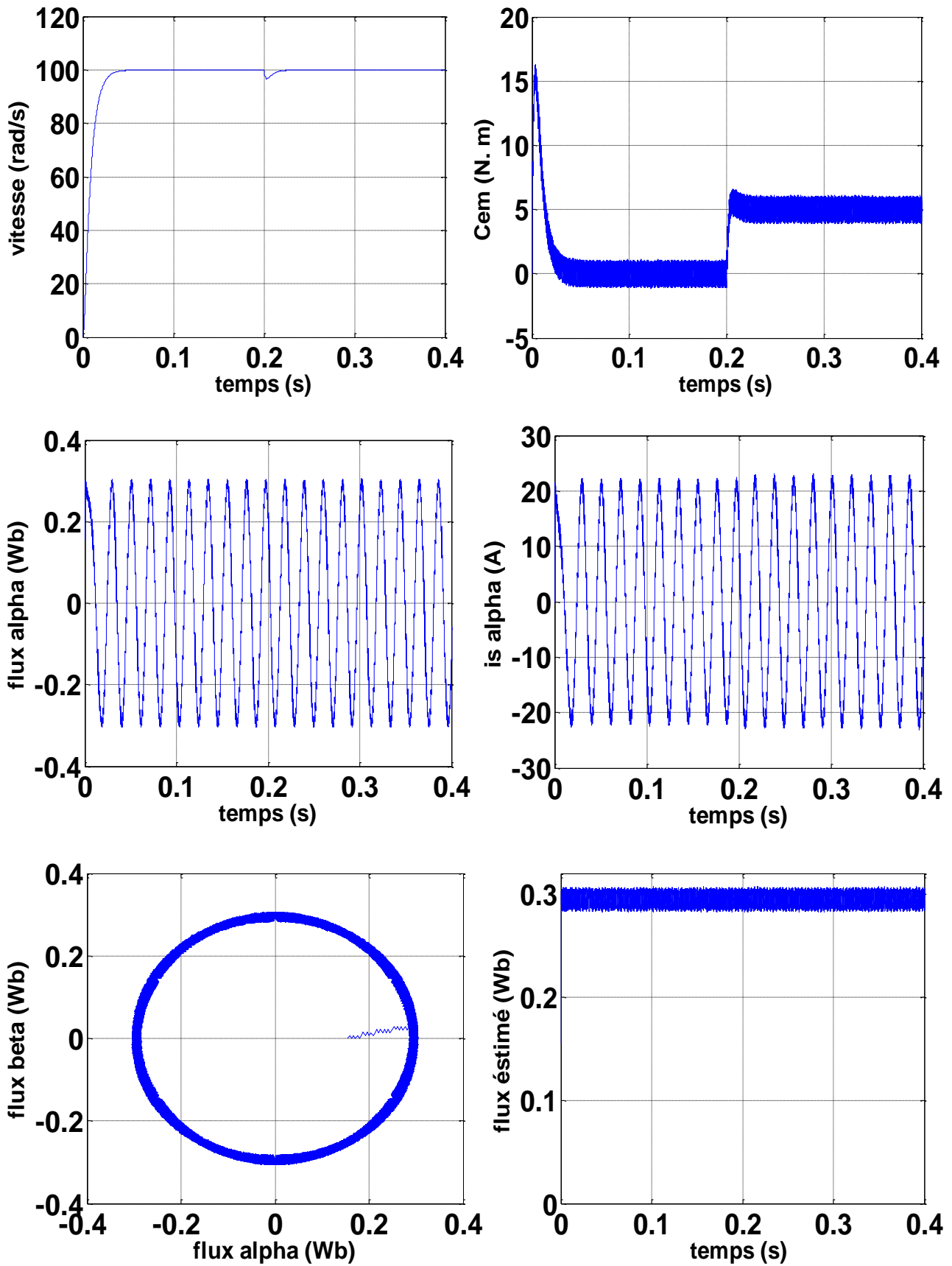
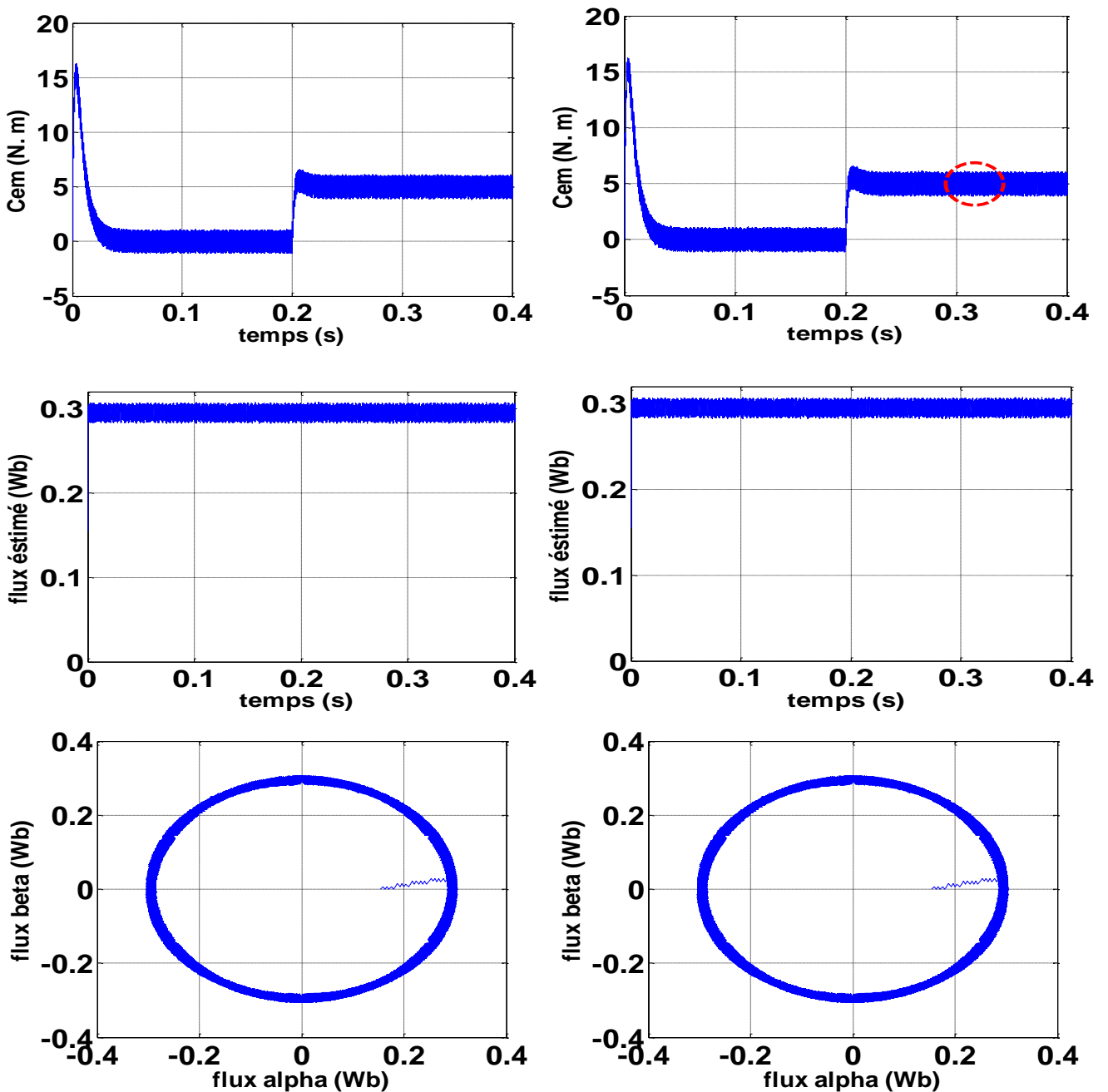


Figure III.19 Résultats de simulation avec vecteurs tensions sans nuls (Tableaux III.4).

Interprétation

La figure (III.19) représente la réponse du couple électromagnétique, flux, courant statorique et la vitesse de rotation pour un comparateur à trois niveau sans des vecteurs tension nuls. Ces résultats montre une bonne performance et faible oscillation du couple, ainsi la réponse du flux est améliorée par rapport à celle de la précédentes, avec un temps de réponse minimal et trajectoire conserve la forme pratiquement circulaire.

III.12.1.4. Etude comparative entre les deux techniques :



a) : DTC sans vecteurs nuls.

b) : DTC avec vecteurs nuls.

Figure III.20 Comparative entre deux technique de commande.

🔗 Interprétation

Nous avons appliqué une vitesse de référence (100 rad/s), au système de contrôle avec l'application d'une table de commutation avec vecteurs nuls (tab (III.5)), en fin une table de commutation sans vecteurs nuls (tab (III.4)). En comparant les résultats obtenus sur la figure (III.20), on peut remarquer que :

- La dynamique de la réponse du système est la même pour les deux stratégies de contrôle.
- Les ondulations au niveau du couple sont plus importantes qu'on applique la table sans vecteurs nuls, et très réduites lorsqu'on applique la table avec vecteurs nuls.

III.13. Avantages de la commande directe du couple

- ❖ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI);
- ❖ La réponse dynamique du couple est très rapide;
- ❖ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques;
- ❖ Absence de circuits de découplage;
- ❖ Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique;
- ❖ La dynamique rapide de couple et du flux;

III.14. Inconvénients de la commande directe du couple

- ❖ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple;
- ❖ L'existence des oscillations de couple;
- ❖ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis);
- ❖ Difficulté à contrôler le couple et le flux à très faible vitesse;
- ❖ Niveau de bruit élevé à basse vitesse;

III.15. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts généraux de la commande directe du couple d'une machine asynchrone MSAP. L'étude principe de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, cette technique apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse. Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger la qualité de la commande. La commande DTC permet d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne où oscillations transitoires.

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique surtout la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux, une approche est étudiée et simulée dans le chapitre qui suit pour minimiser les pulsations du couple et de flux.

Strategies De Réduction Des Fluctuations
Du Couple et Du Flux D'un MSAP
commande par **DTC**

CHAPITRE IV

IV.1. Introduction

Comme toute autre commande, la DTC a des inconvénients dont on cite la sensibilité face à la variation et les fluctuations de couple causées par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné. Par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable qui augmente les risques d'excitation des résonances mécaniques ou acoustiques. L'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo-aléatoire de la bande d'hystérésis. Différentes alternatives ont été utilisées pour surmonter ces problèmes, [41].

L'objectif de ce chapitre, consiste à améliorer les performances de la commande directe du couple classique, cette amélioration réside dans la réduction des fluctuations du couple électromagnétique et flux statorique par la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation.

Ce chapitre permettra d'étudier quelques structures d'amélioration des performances de la commande DTC classique telle que la DTC modifiée, la DTC à 12 secteurs, on terminera par la DTC de la MSAP alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux, pour but de minimiser les ondulations du couple et du flux, avec une maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur.

Des résultats de simulation seront présentés dans ce chapitre pour juger ces différentes méthodes

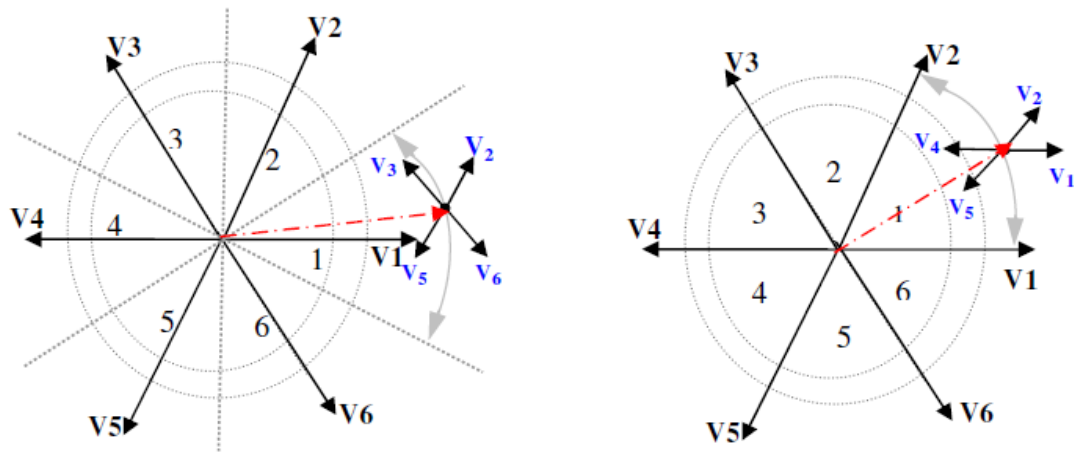
IV.2. Réduction des fluctuations du couple électromagnétique et de flux

Dans cette partie, on va réduire les fluctuations du couple électromagnétique et de flux d'un moteur synchrone à aimant contrôlé par la commande directe du couple en utilisant des techniques améliorées pour sélectionner les états des interrupteurs d'un onduleur de tension. Pour cela, on présente dans ce qui suit quelques stratégies de commande qui minimisent ces ondulations.

IV.2.1. Le contrôle direct du couple modifiée

Dans cette partie l'idée est de changer la table de vérité à partir d'une modification des secteurs de la DTC classique, tels qu'au lieu de prendre le premier secteur de -30° à 30° , il est pris de 0° à 60° .

La figure (IV.1) montre cette nouvelle position des zones, dans ce cas-ci, les vecteurs non utilisés dans la première zone seront V_3 et V_6 au lieu de V_1 et de V_4 .



a. DTC classique

b. DTC modifiée

Figure IV.1 Définition des secteurs utilisés dans la DTC

D'après la Figure (IV.1), on peut réaliser un tableau de comparaison entre les effets des tensions sélectionnées sur le couple et le flux pour les deux techniques :

	DTC_Classique [-30° , 30°]	DTC_Modifiée [0° , 60°]
V ₁	-30 ° → 30° Couple indéterminé	0 ° → 60 ° DC , AF
V ₂	30 ° → 90° AC , AF	60 ° → 120° AC , AF
V ₃	90 ° → 150° AC , DF	120 ° → 180° Flux indéterminé
V ₄	150 ° → -150° Couple indéterminé	180 ° → -120° AC , DF
V ₅	-150 ° → -90° DC , DF	-120 ° → -60° DC , DF
V ₆	-90 ° → -30° DC , AF	-60 ° → 0° Flux indéterminé

Tableau IV.1 Comparaison entre la DTC_classique et la DTC_modifiée.

Le tableau précédent représente le comportement du couple et du flux pour toutes les vecteurs de tension sélectionnées pour la DTC classique et la DTC modifiée pour le premier secteur, avec :

AC/DC : Augmente Couple / Diminue.

AF/DF : Augmente Flux / Diminue.

On voit bien que les tensions V₁ et V₄ ne sont pas utilisées dans la DTC classique pour le premier secteur, puisque ils peuvent augmenter ou diminuer le couple selon la position du flux dans le même secteur.

Dans la DTC modifiée c'est V₃ et V₆ qui ne sont pas utilisées, puisque dans ce cas l'ambiguïté est dans le flux. Ce point est un avantage pour la DTC modifiée puisque l'objectif essentiel est d'abord

de contrôler le couple. Par conséquent, il est préférable de perdre l'usage de deux états pour réduire et maîtriser la fréquence de commutation.

La table de commutation de la DTC modifiée est donnée par la Table IV.2, [41].

Flu x Cflx	couple Ccple	Secteur Ni					
		i=1	i=2	i=3	i=4	i=5	i=6
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	-1	V1	V2	V3	V4	V5	V6
0	1	V4	V5	V6	V1	V2	V3
	0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Tableau IV.2 La table de vérité de la DTC _ modifiée.

IV.2.1.1 Résultats de la simulation et interprétation

Les résultats de simulation comparés entre la DTC_ modifiée et la DTC_ classique sont montrés sur les figures IV.2, cela étant pour un fonctionnement à vitesse de 100 rad/s.

Il es noté que le flux de la DTC modifier s'établit plus rapidement que celui de la DTC classique. Et l'évolution de flux dans le plan (α, β), est parfaitement circulaire, donc l'effet du terme résistif est éliminé par cette nouvelle table modifier.

Cet établissement rapide du flux (presque instantané) diminue les transitoires du courant et améliore nettement la dynamique lors du démarrage de la machine. Nous signalons de passage que, les simulations effectuées, pour des points de fonctionnement proches des conditions nominales, ont montrés que la DTC modifiée présente une très faible dynamique du couple. Les ondulations du couple sont réduites par rapport à celle dans le cas du DTC classique.

La DTC modifiée présente une très faible dynamique du couple. Ces résultats indiquent que la DTC modifiée ne peut être fonctionnelle normalement pour les grandes variations de couple ou de vitesse. Donc, il est clair qu'on peut composer une stratégie de commande combinant à la fois la DTC modifiée pour les faibles vitesse et la DTC classique pour les grandes vitesses.

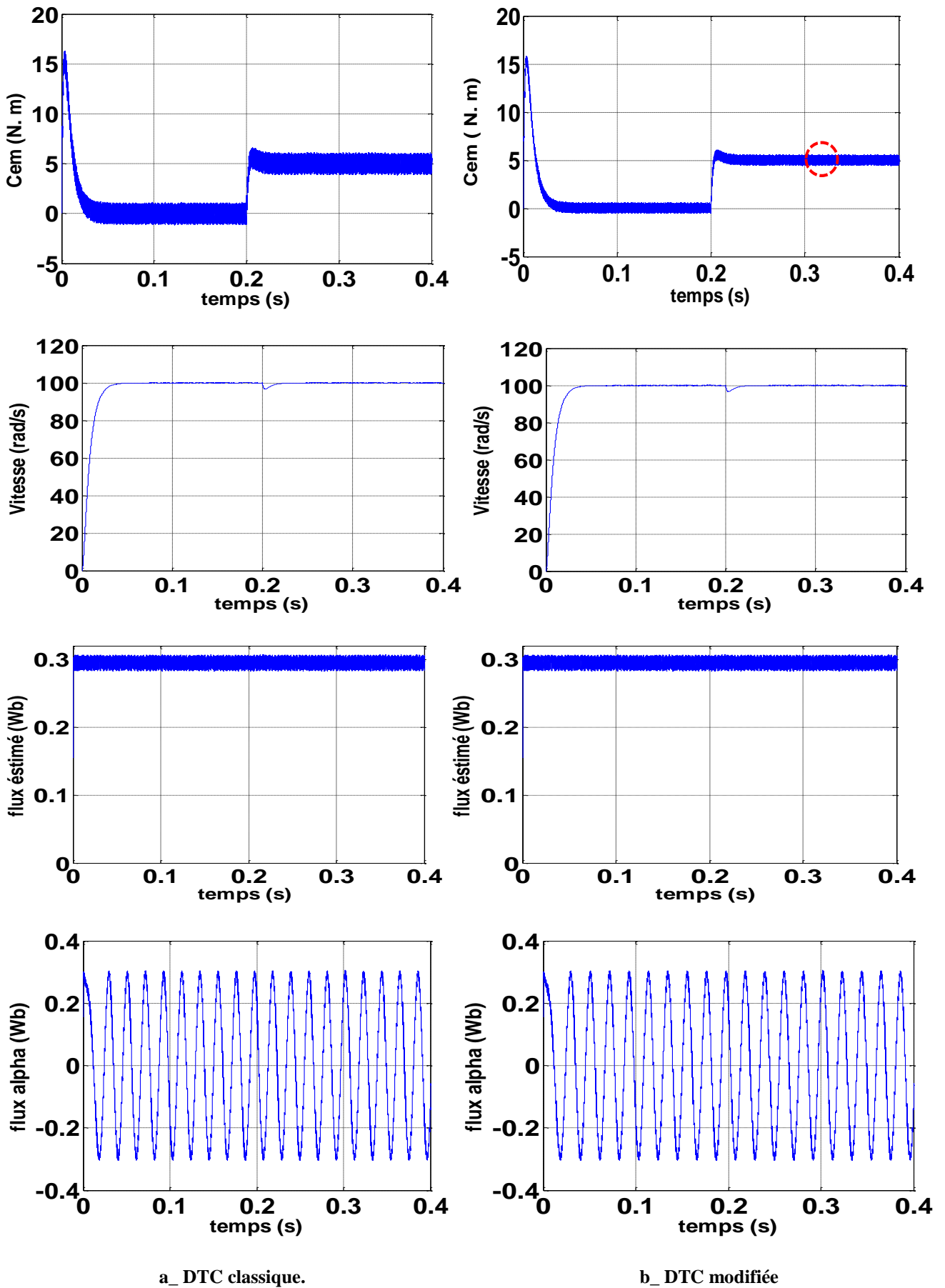


Figure IV.2 Résultats de simulation d' une commande par DTC_ modifiée et DTC_ classique.

IV.2.2. Le contrôle direct du couple douze secteurs

Dans les stratégies précédentes on a deux vecteurs de tension non utilisables pour chaque secteur ou se positionne le vecteur de flux, [42]. Donc ils ne sont pas utilisés (V_i, V_{i+1}) par ce qu'ils introduisent une ambiguïté dans le contrôle de couple.

Pour résoudre le problème d'ambiguïté dans le couple et le flux on va diviser la position du flux statorique en 12 secteurs au lieu de six vecteurs, la ou les six vecteurs actifs seront utilisés pour le même secteur. Ce pendant, la composante tangentielle du vecteur tension est très faible par conséquent la variation du couple sera aussi faible, pour cela il faut introduit l'idée de la petite augmentation du couple.

La nouvelle partition est donnée par la figure IV.3. Notons que pour une position donnée de flux dans le premier secteur, la tension V_1 est appliquée pour diminuer un peu le couple et augmenter le flux, alors que la tension V_4 sera à augmenter un peu le couple et diminuer le flux. Cette procédure sera inversée si le vecteur de flux se trouve dans le secteur 6. en effet, l'application de V_1 diminue un peu le couple et l'application de V_4 sert à une petite augmentation de couple, [42].

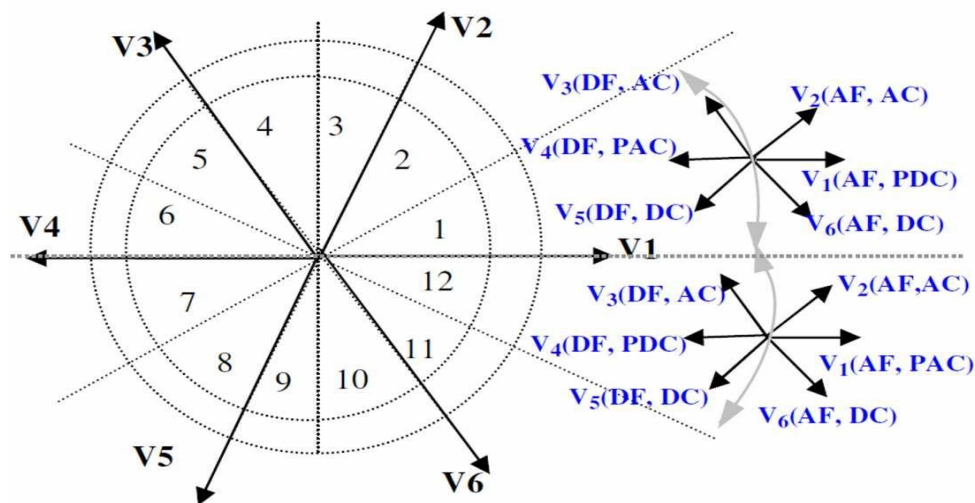


Figure IV.3 Partition du plan (α, β) en douze secteurs angulaires $S_i = 1 \dots 12$.

DPC : Diminuer Peu le Couple.

APC : Augmenter Peu le Couple.

DC : Diminuer le couple.

DF : Diminuer le flux.

AC : Augmenter le couple

AF : Augmenter le flux.

Le tableau IV.3. Représente les cas où l'on peut appliquer les six vecteurs tension pour les secteurs S_1 et S_{12} .

		Secteur_ S_1	Secteur_ S_{12}
Flux	Augmenter	V_1, V_2 et V_6	V_1, V_2 et V_6
	Diminuer	V_3, V_4 et V_5	V_3, V_4 et V_5
Couple	Augmenter	V_2, V_3 et V_4	V_1, V_2 et V_3
	Diminuer	V_5, V_6 et V_1	V_4, V_5 et V_6

Tableau IV.3 Effet des vecteurs tension pour le DTC 12 secteurs.

Pour mieux exploiter ces tensions, il est nécessaire de définir les petites et les grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes tensions selon leur déphasage par rapport aux limites des secteurs, par exemple, il est évident que V_1 peut produire une grande augmentation dans le flux et une faible augmentation dans le couple pour le secteur 12; par contre dans le même secteur, V_2 augmente fortement le couple et légèrement le flux, [2].

Dans notre cas on s'intéresse beaucoup plus au couple, donc pour tenir compte des faibles et des grandes variations du couple on a utilisé un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le couple et un hystérésis à deux niveaux pour le flux, figure IV.4.

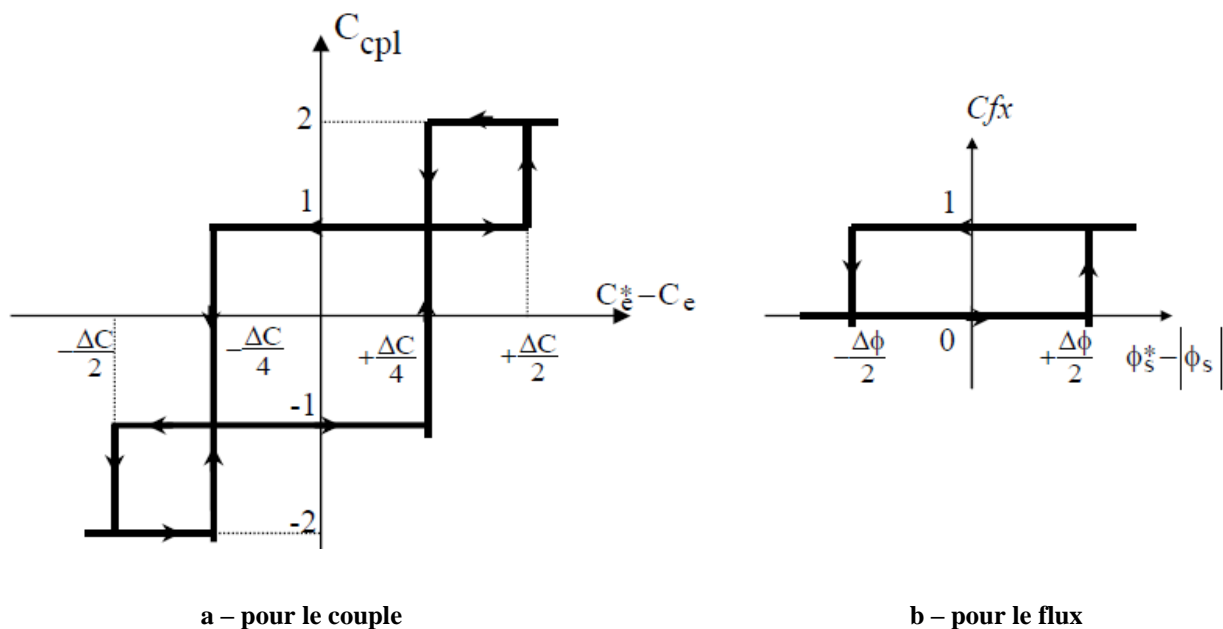


Figure IV.4 Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le couple et flux dans le cas de la table de 12 secteurs

Finalement la table de sélection pour cette technique est donnée par le tableau IV.4, [43].

<i>cflx</i>	<i>Cce</i>	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	S10	S11	S12
1	2	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂
	1	*V ₂	V ₂	*V ₃	V ₃	*V ₄	V ₄	*V ₅	V ₅	*V ₆	V ₆	*V ₁	V ₁
	-1	V ₁	*V ₁	V ₂	*V ₂	V ₃	*V ₃	V ₄	*V ₄	V ₅	*V ₅	V ₆	*V ₆
	-2	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆
0	2	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃
	1	V ₄	*V ₄	V ₅	*V ₅	V ₆	*V ₆	V ₁	*V ₁	V ₂	*V ₂	V ₃	*V ₃
	-1	V ₇	V ₅	V ₀	V ₆	V ₇	V ₁	V ₀	V ₂	V ₇	V ₃	V ₀	V ₄
	-2	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅

Tableau IV.4 Table de commande de la DTC 12 secteurs.

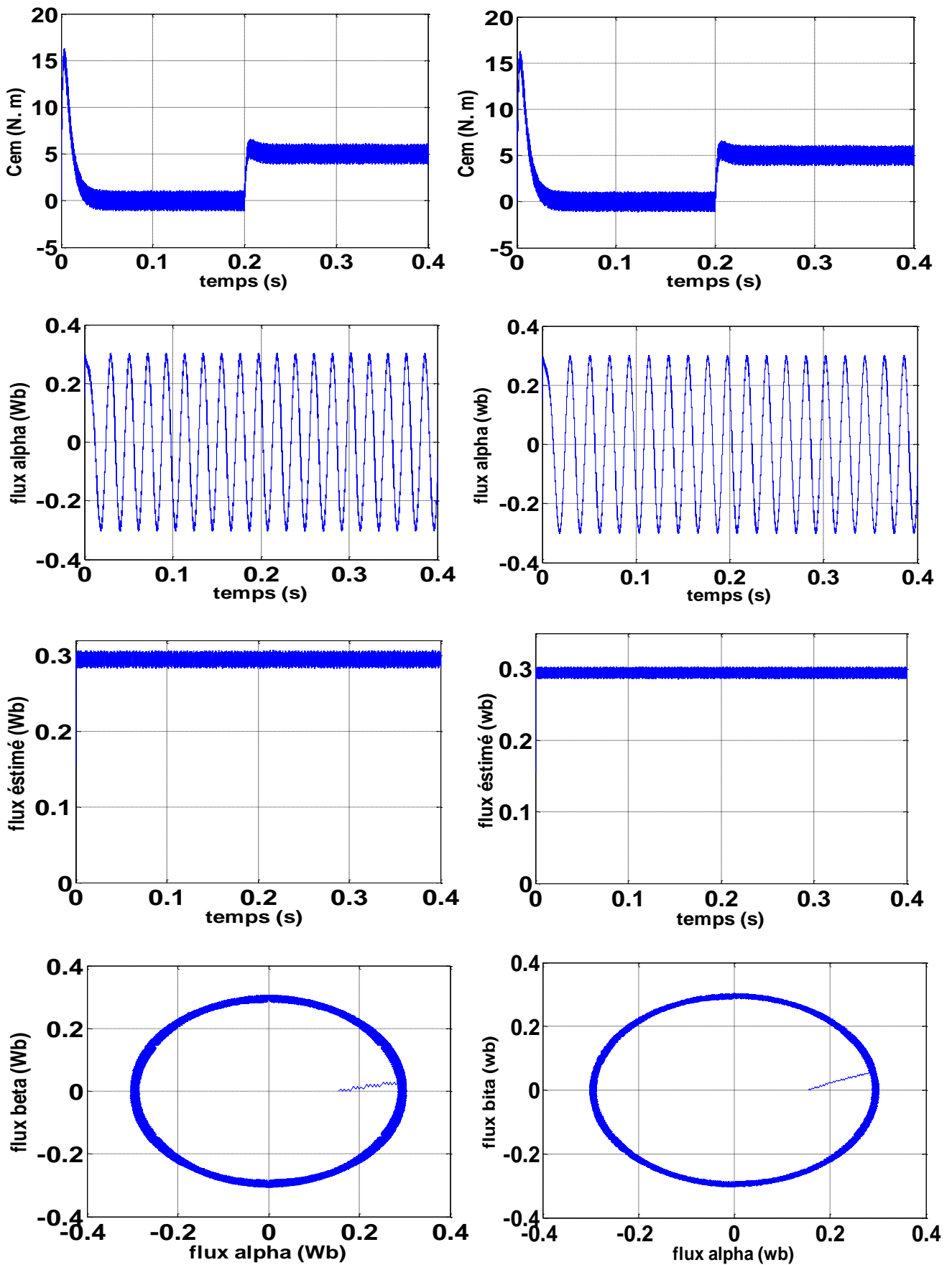
(-2,2) : grande diminution ou augmentation du couple. (-1,1): petite diminution ou augmentation du couple. (*) séquence non désirée (pas de petite variation du couple) [41].

IV.2.2.1 Résultats de simulation et interprétation

La figure (IV.4) présente le comportement de la structure du contrôle direct du couple 12 secteurs appliquée à la machine synchrone à aimants alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux pour une table de commutation à quatre niveaux du correcteur du couple et deux niveaux pour le flux statorique.

Les résultats de simulation comparés entre la DTC_ 12 secteurs et la DTC_ classique sont montrés sur les figures (IV.5).

La figure IV.5, nous montre que la DTC-12 secteurs améliore nettement la forme du couple dans le régime permanent et elle présente les mêmes dynamiques de réponses que la DTC classique. néanmoins, on remarque que Les ondulations du flux statorique (alpha et beta) sont réduites par rapport à celle dans le cas du DTC classique et s'établit plus rapidement avec une réduction optimale des oscillations sur leur module. On peut noter la trajectoire du vecteur flux statorique est parfaitement circulaire; par conséquent le courant statorique à moins de pics au démarrage et une forme sinusoïdale au régime permanent. De plus la DTC -12 secteurs s'intéresse beaucoup plus au couple du fait qu'elle utilise un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le contrôle du couple.



a_ DTC classique.

b_ DTC 12 secteurs

Figure IV.5 Résultats de simulation d' une commande par DTC_12 secteur et DTC_classique

Par ailleurs, l'algorithme DTC présenté dans cette partie, qualifié de « DTC classique », est une synthèse de la méthode de **TAKAHASHI** développée pour un onduleur à deux niveaux. Une autre stratégie de commutation dérivée de la stratégie de **I.Takahashi**, consiste à commander le couple en deux tables selon que sa dérivée est positive ou négative. En plus, le domaine d'application de très forte puissance exige une alimentation de plus en plus grande. Ainsi, dans la suite de ce chapitre nous présenterons une investigation dans le concept DTC afin de l'adapter à un onduleur à trois niveaux.

IV.2.3. Amélioration de la commande DTC par Application d'un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC

Dans le contrôle direct du couple conventionnel (à deux niveaux de tension) les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutation sans distinguer entre une erreur très grande ou relativement petit. Par ailleurs l'état de commutation choisie pour une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation des consignes du couple et du flux et la même que dans le fonctionnement normal. Cela implique évidemment une réponse médiocre, les performance du système peuvent être amélioré si on sélection un vecteur tension selon la valeur de l'erreur du couple et du flux ainsi que la position du flux dans l'espace de son évolution, [44]. L'alimentation par onduleur NPC à trois niveaux permet de délivrer 27 vecteurs tension figure (IV.6).

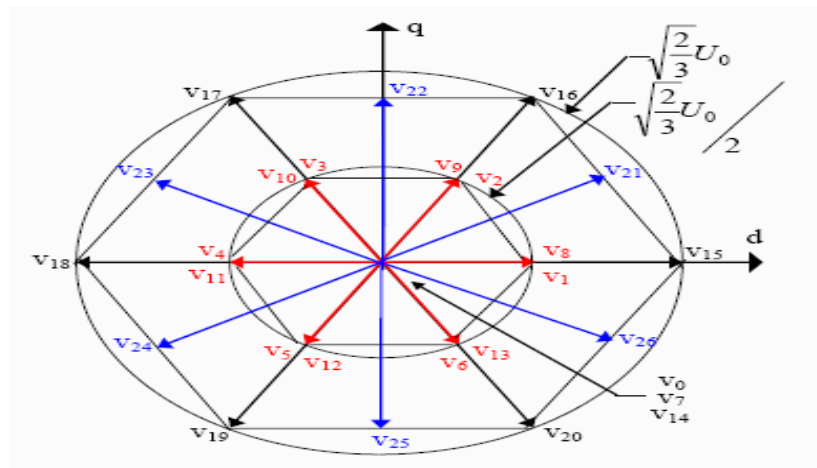


Figure IV.6 Vecteurs tension que peut fournir l'onduleur à 3-niveaux de tension, [44].

IV.2.3.1 Détermination des secteurs angulaires

Dans la structure précédente, la position du flux est détectée dans l'espace de son évolution, décomposée en six secteurs symétriques. Par ailleurs, nous allons étudier une structure améliorée du contrôle et ceci en améliorant la procédure de détection de la position du flux en définissant douze secteurs $\theta = (1...12)$ symétriques dans l'espace d'évolution du flux statorique " ϕ_s ", figure (IV.7).

Ainsi nous établissons une table de commutation avec plus de règles et le vecteur tension sera plus optimal, [45].

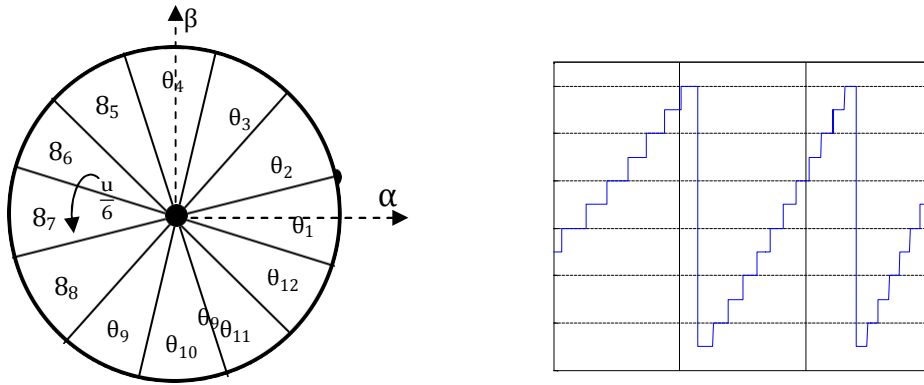


Figure IV.7 Représentation des 12 secteurs.

IV.2.3.2 Description de la structure du contrôle directe du couple à trois niveaux

Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant l'un des 27 vecteurs tensions cités figure (IV.6), le choix des grands vecteurs entraîne une large variation du couple et du flux, les moyens vecteurs pour des moyennes variations et les petits vecteurs pour les petites variations du flux et du couple, [45].

Lorsque par exemple le vecteur $\bar{\varphi}_s$ se trouve dans la zone (θ_1) et on désire une grande variation du couple et du flux, la figure (IV.8) montre l'effet de chaque'un des grands vecteurs tensions sur les composantes de flux et du couple, [46].

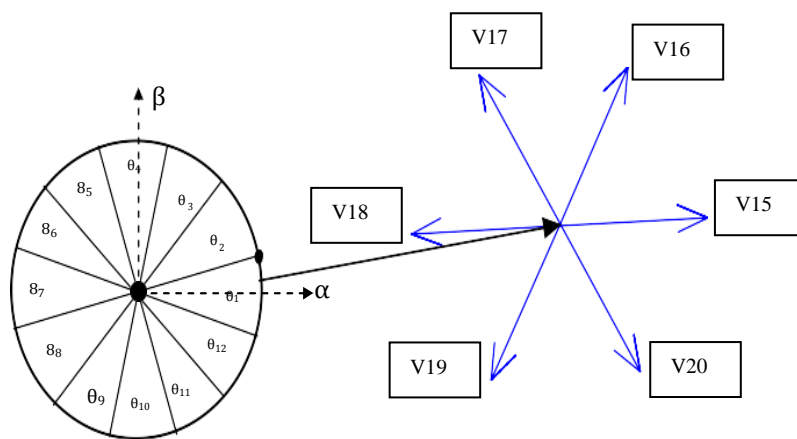


Figure IV.8 Représentations des grands vecteurs de tension.

- ☒ (V₁₅) est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et le couple décroît.
- ☒ (V₁₆) est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et le couple croit
- ☒ (V₁₇) est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et le couple croit.
- ☒ (V₁₈) est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et le couple croit.
- ☒ (V₁₉) est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- ☒ (V₂₀) est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.

IV.2.3.3 Élaboration du contrôle amélioré du flux et du couple électromagnétique

Le contrôle du couple et du flux a été étudié en détail précédemment, notre principal objectif est de définir les règles de sélection optimales des valeurs de tensions basées sur l'erreur du couple et du flux définies précédemment. Pour le contrôle du flux, l'erreur ε_ϕ est localisée dans l'un des trois intervalles associés et qui sont fixés par les contraintes, [44]. On peut écrire ainsi, [47] :

Si $\Delta\bar{\varphi}_s > \varepsilon_\phi$		alors Cflx = +1
Si $0 \leq \Delta\bar{\varphi}_s \leq \varepsilon_\phi$	et $\frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0$	alors Cflx = 0
Si $0 \leq \Delta\bar{\varphi}_s \leq \varepsilon_\phi$	et $\frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0$	alors Cflx = +1
Si $-\varepsilon_\phi \leq \Delta\bar{\varphi}_s \leq 0$	et $\frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0$	alors Cflx = -1
Si $-\varepsilon_\phi \leq \Delta\bar{\varphi}_s \leq 0$	et $\frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0$	alors Cflx = 0
Si $\Delta\bar{\varphi}_s \leq -\varepsilon_\phi$		alors Cflx = -1

Alors le niveau du flux convenable est borné entre $-\varepsilon_\phi$ et ε_ϕ , il est contrôlé par un comparateur à hystérésis à deux niveaux. Ainsi les trois intervalles sont notés comme suit :

P = erreur de flux est positive

EZ = erreur de flux est environ zéro

N = erreur de flux est négative

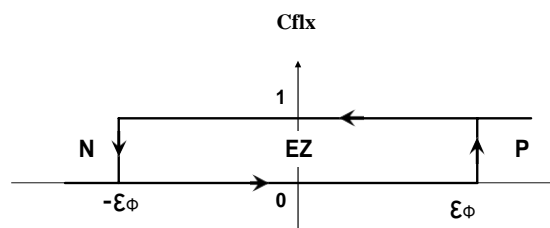


Figure IV.9 Fonction de sortie du correcteur du flux.

Le couple électromagnétique est égal au couple de charge dans le régime établi, il est alors la variable la plus importante pour les considérations électromagnétiques d'un entraînement. Par conséquent, des hautes performances pour le contrôle du couple sont exigées. Pour améliorer le contrôle du couple on associe à l'erreur du couple cinq régions définies par les contraintes suivantes, [44], [45] :

- $\epsilon_{ce} < \epsilon_{ce\ min2}$
- $\epsilon_{c\ min2} \leq \epsilon_{ce} \leq \epsilon_{c\ min1}$
- $\epsilon_{c\ min1} \leq \epsilon_{ce} \leq \epsilon_{c\ max1}$
- $\epsilon_{c\ max1} \leq \epsilon_{ce} \leq \epsilon_{c\ max2}$
- $\epsilon_{ce} > \epsilon_{c\ max2}$

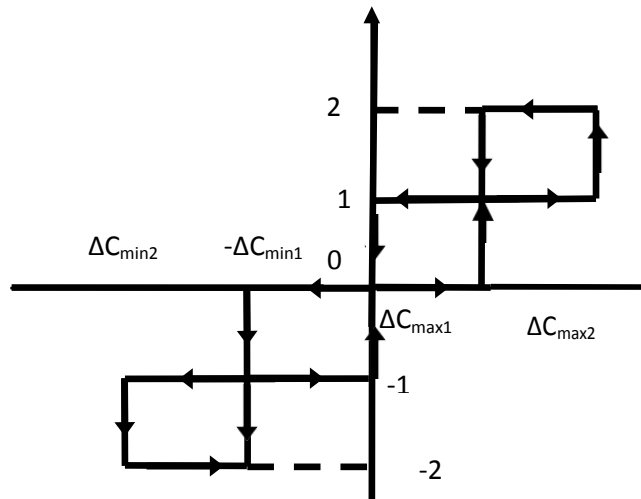


Figure IV.10 Fonction de sortie du correcteur du couple.

Le contrôle du couple est alors assuré par un comparateur à hystérésis à deux bandes supérieures ($\epsilon_{c_{max1}}, \epsilon_{c_{max2}}$) et deux bandes inférieures ($\epsilon_{c_{min1}}, \epsilon_{c_{min2}}$) illustrées par la figure (IV.10). La meilleure marge de contrôle du couple est celle localisée par ($\epsilon_{c_{min1}}, \epsilon_{c_{max1}}$) et la région bornée par ($\epsilon_{c_{min2}}, \epsilon_{c_{max2}}$) devrait donner des valeurs utiles du couple. Ces cinq intervalles définis pour l'écart du couple sont cependant notés comme suit [45] :

- ⊗ **PL**= erreur de couple est positive large ;
- ⊗ **PM**= erreur de couple est positive moyenne ;
- ⊗ **EZ**= erreur de couple est environ zéro ;
- ⊗ **NM**= erreur de couple est négative moyenne ;
- ⊗ **NL**= erreur de couple est négative large.

IV.2.3.4. les vecteurs de tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux de tension

L' ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à trois niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentés dans la figure.IV.6.

- ✎ **Le groupe des vecteurs " tension nulle "** : Ils sont obtenus par trois combinaisons différentes des états des 3 bras: (1,1,1), (-1,-1,-1) et (0,0,0), et qu'on a nommé respectivement V_7 , V_{14} et V_0 . Ils n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu de l'onduleur [48].
- ✎ **Le groupe des vecteurs "demie tension"** : on peut décomposer ce groupe en 2 autres sous-groupes:
 - ⊕ Le premier est constitué des vecteurs nommés V_1 , V_2 , V_3 , V_4 , V_5 et V_6 .
 - ⊕ L'autre est constitué des vecteurs V_8 , V_9 , V_{10} , V_{11} , V_{12} et V_{13} .
- ✎ **Le groupe des vecteurs "pleine tension"** : Ce groupe contient les vecteurs tension nommés V_{15} , V_{16} , V_{17} , V_{18} , V_{19} et V_{20} .
- ✎ **Le groupe des vecteurs "tension intermédiaire"** : les vecteurs tension de ce groupe se nomment V_{21} , V_{22} , V_{23} , V_{24} , V_{25} et V_{26} .

IV.2.3.5. Approche de sélection des vecteurs tension

Les règles de commande sont formulées du diagramme vectoriel. Ainsi, les vecteurs 16, 20, 21, 26 et 4 augmentent le flux alors que 17, 23, 24, 19 et 5, le diminuent. De même les vecteurs 16, 17, 21, 23 et 2 augmentent le couple alors que les vecteurs 3, 26, 24, 5, et 19 le diminuent. Pour une augmentation large du flux et faible pour le couple vecteur 21 est sélectionné. Pour une augmentation faible du flux et large du couple vecteur 2 est sélectionné. Pour une diminution faible du flux et une augmentation faible du couple vecteur 23 est sélectionné. Pour une diminution grande du flux et faible pour le couple vecteur 12 est sélectionné. Pour une diminution faible du flux et large du couple vecteur 4 est sélectionné. Pour une augmentation faible du flux et diminution large pour le couple vecteur 20 est sélectionné. Pour une augmentation large du flux et large pour le couple l'état 16 est sélectionné. Pour une diminution grande du flux et grande pour le couple vecteur 19 est sélectionné. Pour une diminution grande du flux et augmentation large pour le couple vecteur 17 est sélectionné. Pour une augmentation faible du flux et diminution faible pour le couple vecteur 26 est sélectionné [44].

Pour une diminution faible du couple et flux constant l'état 0 est sélectionné. Ces états changent avec la variation de la position du vecteur flux. Le nombre total des règles est 180, elles sont illustrées par les tableaux ci-dessous. Chaque cellule représente le meilleur état de commutation pour un angle donné.

Le convertisseur de puissance est ainsi commandé de manière à imposer aux enroulements de la machine un choix judicieux du vecteur tension. La table qui suit à été élaborée en sélectionnant parmi les différentes groupes de tensions définies précédemment.

IV.2.3.6. DTC de la machine MSAP alimentée par un onduleur de tension 3_niveaux

Afin de réaliser le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur 3_niveaux de tension de structure NPC, nous devons élaborer la table de commutation mettant en oeuvre au mieux les possibilités de l'onduleur. Nous inspirant des parties précédemment développées dans ce chapitre, nous considérerons certains mécanismes comme acquis, [43]. Certains points, redondant avec l'étude du contrôle appliqué à la machine MSAP alimentée par un onduleur à 2_niveaux de tension, ne seront pas repris si les conclusions sont identiques. Ainsi seuls l'apport de l'utilisation d'un onduleur à 3_niveaux de tension sera traité. Nous exposerons par la suite la construction de la table de commutation qui a été envisagées dans ce travail.

IV.2.3.7. Table de commutation d'un onduleur NPC à trois niveaux :

La sélection du vecteur tension, basée sur des règles de commande avec trois entrées et une sortie. Les entrées sont des erreurs ε_{ce} et ε_{φ} le rang $\theta = (1 \dots 12 \text{ secteurs})$, et les ordres de commutations T_a , T_b , T_c (logique) de l'onduleur à trois niveaux de type NPC sont les paramètres de sortie, cette table de commande est valable dans les deux sens de rotation de la machine, [45].

θ_1			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V16	V2	V17
PM	V21	V2	V22
EZ	V0	V0	V0
NM	V26	V0	V25
NL	V20	V5	V19

θ_2			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V16	V2	V17
PM	V22	V3	V23
EZ	V0	V0	V0
NM	V26	V0	V25
NL	V15	V6	V20

θ_3			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V17	V3	V18
PM	V22	V3	V23
EZ	V0	V0	V0
NM	V21	V0	V26
NL	V15	V6	V20

θ_4			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V17	V3	V18
PM	V23	V4	V24
EZ	V0	V0	V0
NM	V21	V0	V26
NL	V16	V16	V15

θ_5			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V18	V4	V19
PM	V23	V4	V24
EZ	V0	V0	V0
NM	V22	V0	V21
NL	V16	V1	V15

θ_6			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V18	V4	V19
PM	V24	V5	V25
EZ	V0	V0	V0
NM	V22	V0	V21
NL	V17	V2	V16

θ_7			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V19	V5	V20
PM	V24	V5	V25
EZ	V0	V0	V0
NM	V23	V0	V22
NL	V17	V2	V16

θ_8			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V19	V5	V20
PM	V25	V6	V26
EZ	V0	V0	V0
NM	V23	V0	V22
NL	V18	V3	V17

θ_9			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V20	V6	V15
PM	V25	V6	V26
EZ	V0	V0	V0
NM	V24	V0	V23
NL	V18	V3	V17

θ_{10}			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V20	V6	V15
PM	V26	V1	V21
EZ	V0	V0	V0
NM	V24	V0	V23
NL	V19	V4	V18

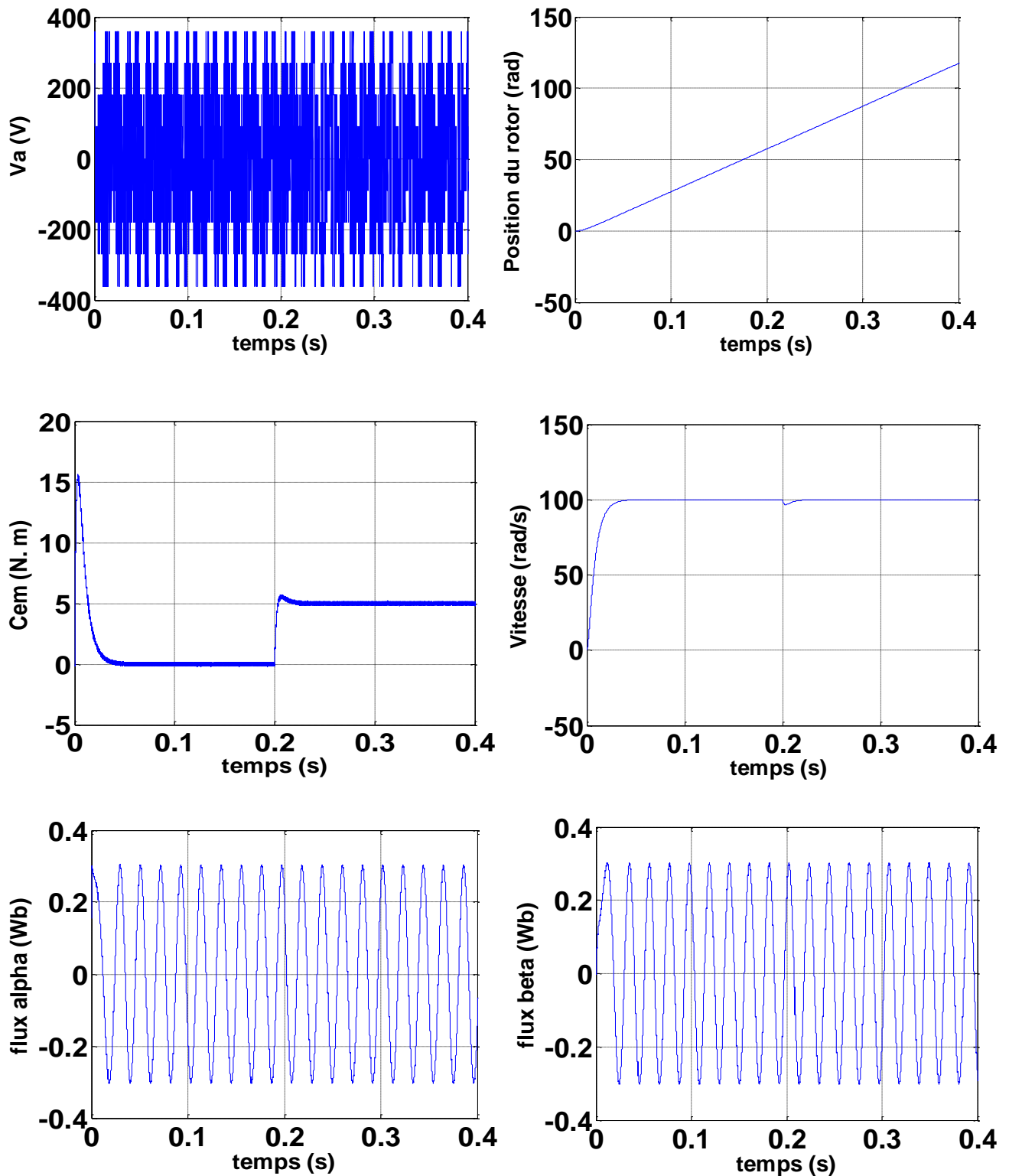
θ_{11}			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V15	V1	V16
PM	V26	V1	V21
EZ	V0	V0	V0
NM	V25	V0	V24
NL	V19	V4	V18

θ_{12}			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V15	V1	V16
PM	V21	V2	V22
EZ	V0	V0	V0
NM	V25	V0	V24
NL	V20	V5	V19

Tableau IV.5 Localisation pour le réglage du flux et le couple

IV.2.3.8. Résultats de simulation MSAP alimentée par un onduleur à trois niveaux de tension

La figure (IV.11) présente le comportement de la structure du contrôle direct du couple appliquée à la machine MSAP alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux pour une table de commutation à cinq niveaux du correcteur du couple et de trois niveaux pour le flux statorique.



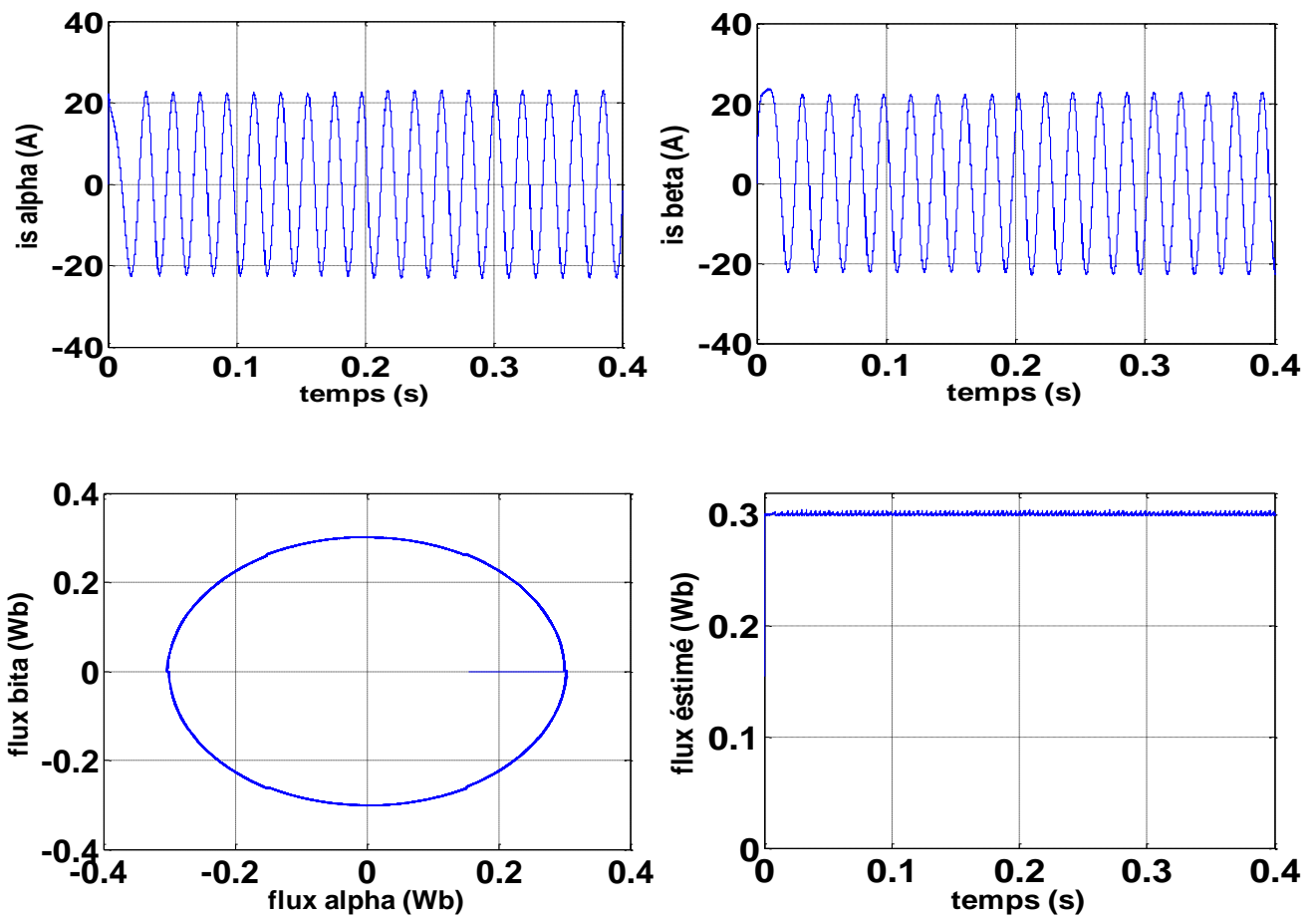


Figure IV.11 Résultats de simulation de la commande DTC par onduleur de tension à trois niveaux

IV.2.3.9. Interprétation des résultats

On remarque la bonne dynamique du couple avec une réduction considérable des fluctuations du couple. Notamment on observe que la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, donc son amplitude reste constante, et le flux statorique est un peu plus lent que celui de la DTC classique, mais au régime permanent le module de flux présente une bonne réponse ce qui est bien montré. De plus, l'utilisation de l'onduleur 3-Niveaux entraîne une diminution des ondulations du courant statorique, et dans le régime établi le courant devient purement sinusoïdal. Donc à partir des résultats de simulation montrent que l'utilisation des onduleurs Multi niveaux permettent d'améliorer certaines performances de la DTC classique, tels que ondulations du couple, et fréquence de commutation.

IV.2.4. Le contrôle direct du couple modifiée à trois niveaux application sur un onduleur de tension NPC

Au lieu de prendre le premier secteur de -15° à 15° , comme dans le cas du DTC classique, il est pris de 0° à 30° . La nouvelle table de vérité sera donnée comme suit :

θ_1				θ_2				θ_3			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N	$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N	$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V21	V22	V17	PL	V16	V17	V23	PL	V22	V23	V18
PM	V21	V22	V3	PM	V2	V3	V23	PM	V22	V23	V4
EZ	V0	V0	V5	EZ	V0	V0	V25	EZ	V0	V0	V6
NM	V26	V25	V0	NM	V1	V6	V0	NM	V21	V26	V0
NL	V26	V25	V19	NL	V15	V20	V25	NL	V21	V26	V20

θ_4				θ_5				θ_6			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N	$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N	$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V17	V18	V24	PL	V23	V24	V19	PL	V18	V19	V25
PM	V3	V4	V24	PM	V23	V24	V5	PM	V4	V5	V25
EZ	V0	V0	V26	EZ	V0	V0	V1	EZ	V0	V0	V21
NM	V2	V1	V0	NM	V22	V21	V0	NM	V3	V2	V0
NL	V16	V15	V26	NL	V22	V21	V15	NL	V17	V16	V21

θ_7				θ_8				θ_9			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N	$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N	$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V24	V25	V20	PL	V19	V20	V26	PL	V25	V26	V15
PM	V24	V25	V6	PM	V5	V6	V26	PM	V25	V26	V1
EZ	V0	V0	V2	EZ	V0	V0	V22	EZ	V0	V0	V3
NM	V23	V22	V0	NM	V4	V3	V0	NM	V24	V23	V0
NL	V23	V22	V16	NL	V18	V17	V22	NL	V24	V23	V17

θ_{10}				θ_{11}				θ_{12}			
$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N	$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N	$\varepsilon_\varphi \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V20	V18	V21	PL	V26	V21	V16	PL	V15	V16	V22
PM	V6	V1	V21	PM	V26	V21	V2	PM	V1	V2	V22
EZ	V0	V0	V23	EZ	V0	V0	V4	EZ	V0	V0	V24
NM	V5	V4	V0	NM	V25	V24	V0	NM	V6	V5	V0
NL	V19	V18	V23	NL	V25	V24	V18	NL	V20	V19	V24

Tableau IV.6 Table de commutation de la DTC modifiée.

IV.2.4.1 Résultats de la simulation et interprétation

Les résultats de simulation comparés entre la DTC_ modifiée sont montrés sur les figures IV.12, cela étant pour un fonctionnement à vitesse de 100 rad/s.

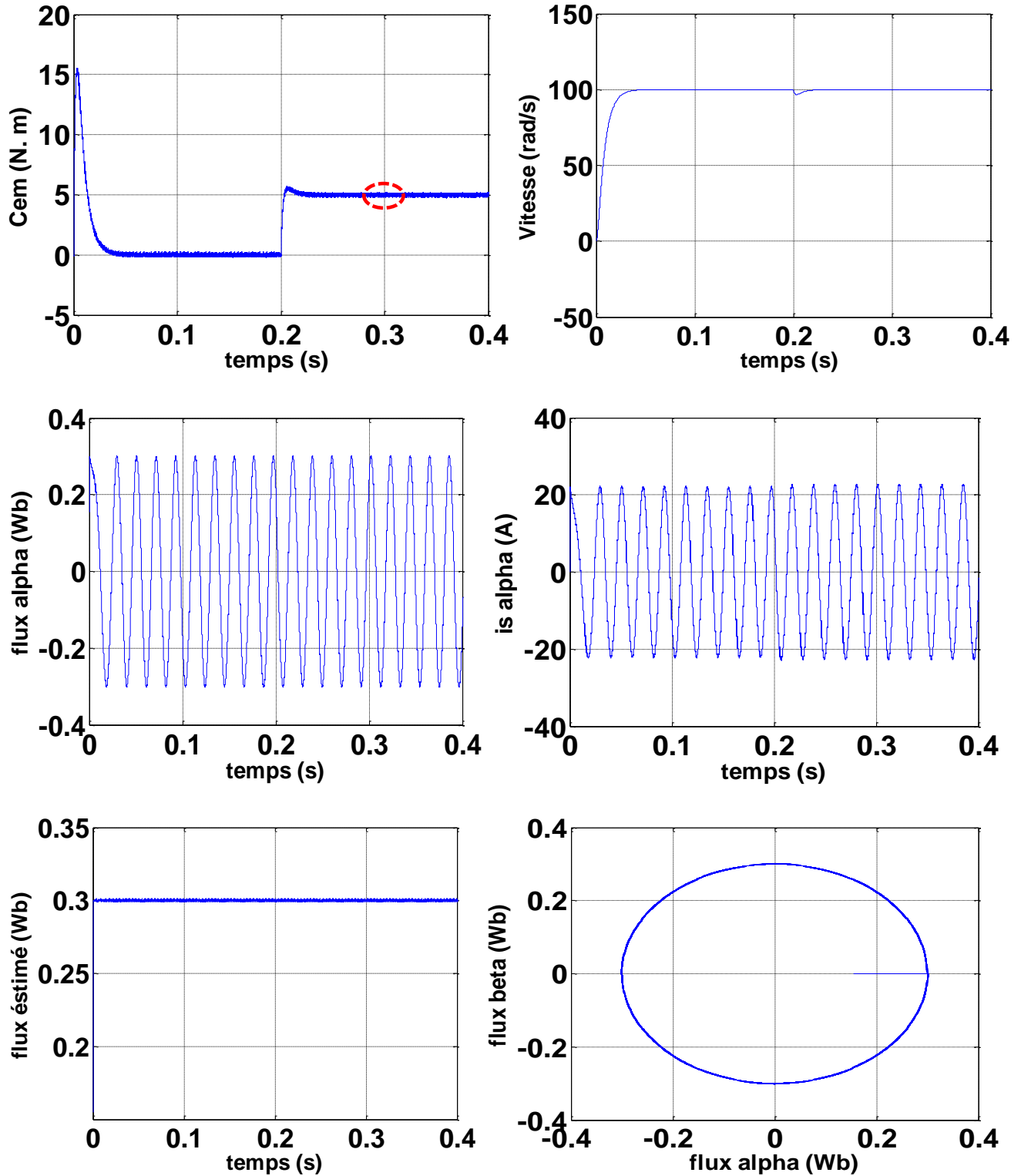


Figure IV.12 Résultats de simulation de la commande DTC modifiée par onduleur de tension à trois niveaux.

🔗 Interprétation des résultats

Il est noté que le flux de la DTC modifiée s'établit plus rapidement que celui de la DTC classique. Et l'évolution de flux dans le plan (α, β) , est parfaitement circulaire, donc l'effet du terme résistif est éliminé par cette nouvelle table modifiée.

Cet établissement rapide du flux (presque instantané) diminue les transitoires du courant et améliore nettement la dynamique lors du démarrage de la machine. Nous signalons de passage que, les simulations effectuées, pour des points de fonctionnement proches des conditions nominales, ont montrés que la DTC modifiée présente une très faible dynamique du couple. Les ondulations du couple sont réduites par rapport à celle dans le cas du DTC classique et le module de flux présente à une bonne réponse ce qui est bien montré.

IV.3. Conclusion

Dans ce chapitre deux approches ont été exposées pour l'amélioration des performances de la DTC dont les principaux problèmes sont l'évolution de la fréquence de commutation, les ondulations sur le couple, sur le flux et sur le courant. En effet, nous avons commencé par un changement de tables de vérité qui est effectué avec une modification sur les zones par rapport à la DTC. La technique résultante dite DTC modifiée a la même simplicité de la DTC classique (présenté de bonnes réponses du flux et du couple), mais elle ne peut pas travailler pour des points de fonctionnement proches au point nominal. Ce qui nous a conduit à utiliser une autre table plus précise qui est la DTC 12 secteurs. Cette technique améliore nettement la forme du couple par la minimisation de ses ondulations tout en conservant la même dynamique de la DTC classique.

Dans la deuxième approche, améliorations des performances de la DTC classique ont été étudiées telle que la DTC par onduleur 3-Niveaux (DTC_3N), les simulations numériques nous ont donné les bonnes performances par rapport à celles obtenues dans la DTC classique, car ces stratégies de commande nous ont permis de réduire les ondulations du couple, flux, et courant statorique, et de maîtriser la fréquence de commutation. Ensuite nous avons qualifié de « DTC modifiée par onduleur NPC », pour améliorer le temps de réponse et réduire les ondulations du couple et du flux.

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique surtout la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux, une approche est étudiée et simulée dans le chapitre qui suit pour minimiser les pulsations du couple et de flux par la DTC-SVM.

Association de la Commande DTC
Par La Technique Modulation
Vectorielle SVM

CHAPITRE V

V.1. Introduction

Les principes du contrôle direct du couple ont été établis dans le chapitre trois, ou on a supposé que la vitesse de la machine MSAP est assez élevée, pour négliger l'influence du terme résistif. Ces hypothèses ne sont plus vérifiées, si l'on se place dans des conditions de fonctionnement à basses vitesses. On examinera les problèmes liés à l'établissement des grandeurs flux statorique et couple électromagnétique durant le fonctionnement en régime transitoire magnétique et on développera une étude du fonctionnement en régime magnétique établi. On se penchera sur l'influence du terme résistif, pour pouvoir relever les défauts de progression du flux et du couple qui apparaissent à basses vitesses. Une partie sera consacrée, à l'étude de la robustesse de la structure DTC. Ainsi on analysera les performances du contrôle sur le couple, en tenant compte de l'écart existant entre la résistance statorique estimée et celle effective dans la machine. Afin de surmonter les inconvénients mentionnés, nous allons étudier quelques améliorations de la commande DTC classique telle que DTC basée sur la MLI vectorielle DTC_SVM, [49].

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 à la machine pour un entraînement à courant alternatif performant on préfère une stratégie de commande évoluée.

Dans ce chapitre, on présentera la méthode DTC à fréquence de modulation constante qui sera appliquée à une machine MSAP, cette nouvelle méthode à savoir la DTC à fréquence constante améliore d'une façon significative les oscillations du couple, tout en réduisant les contraintes de calcul en temps réel par rapport à une commande DTC classique.

V.2. Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation donnant huit configurations possibles. Ces huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan α - β par 8 vecteurs de tensions (notés de V_0 à V_7) ; parmi ces vecteurs, deux sont nuls, les autres étant équidistribués tous les 60° .

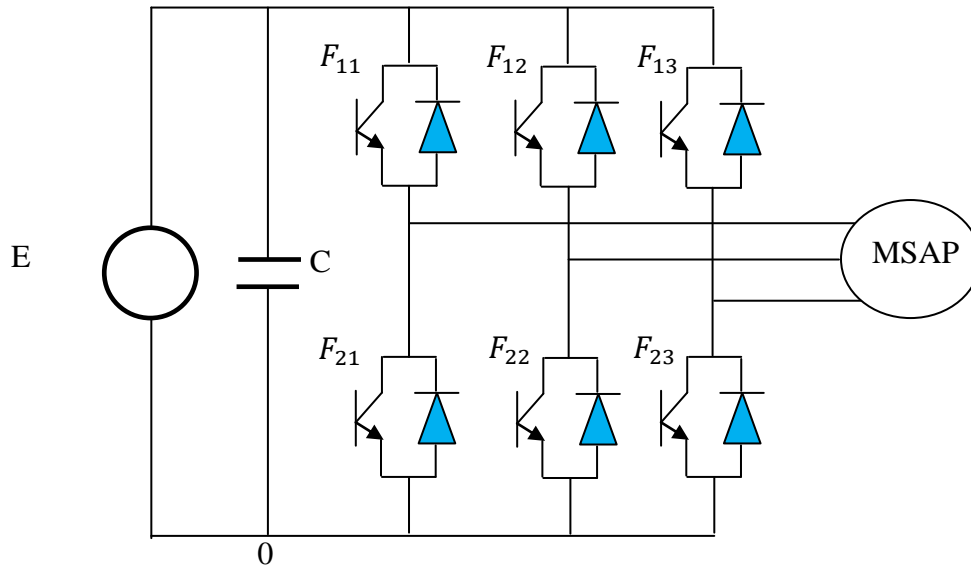
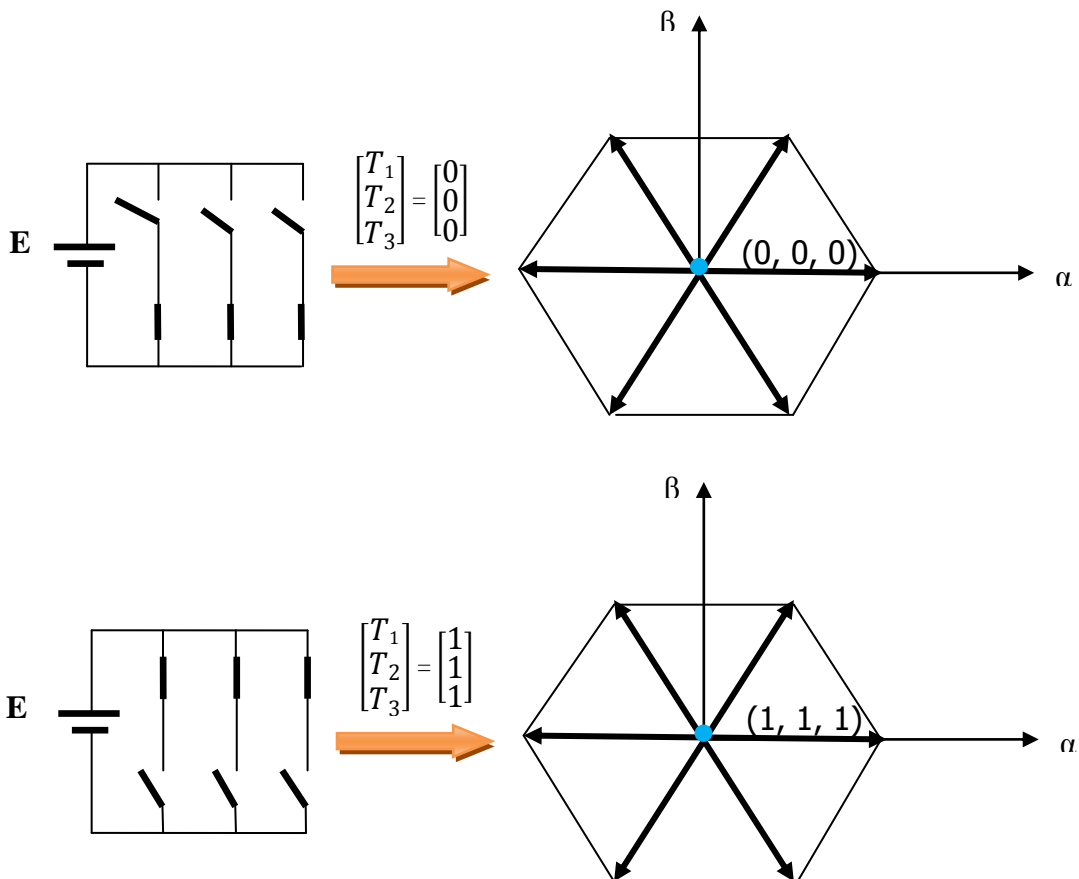
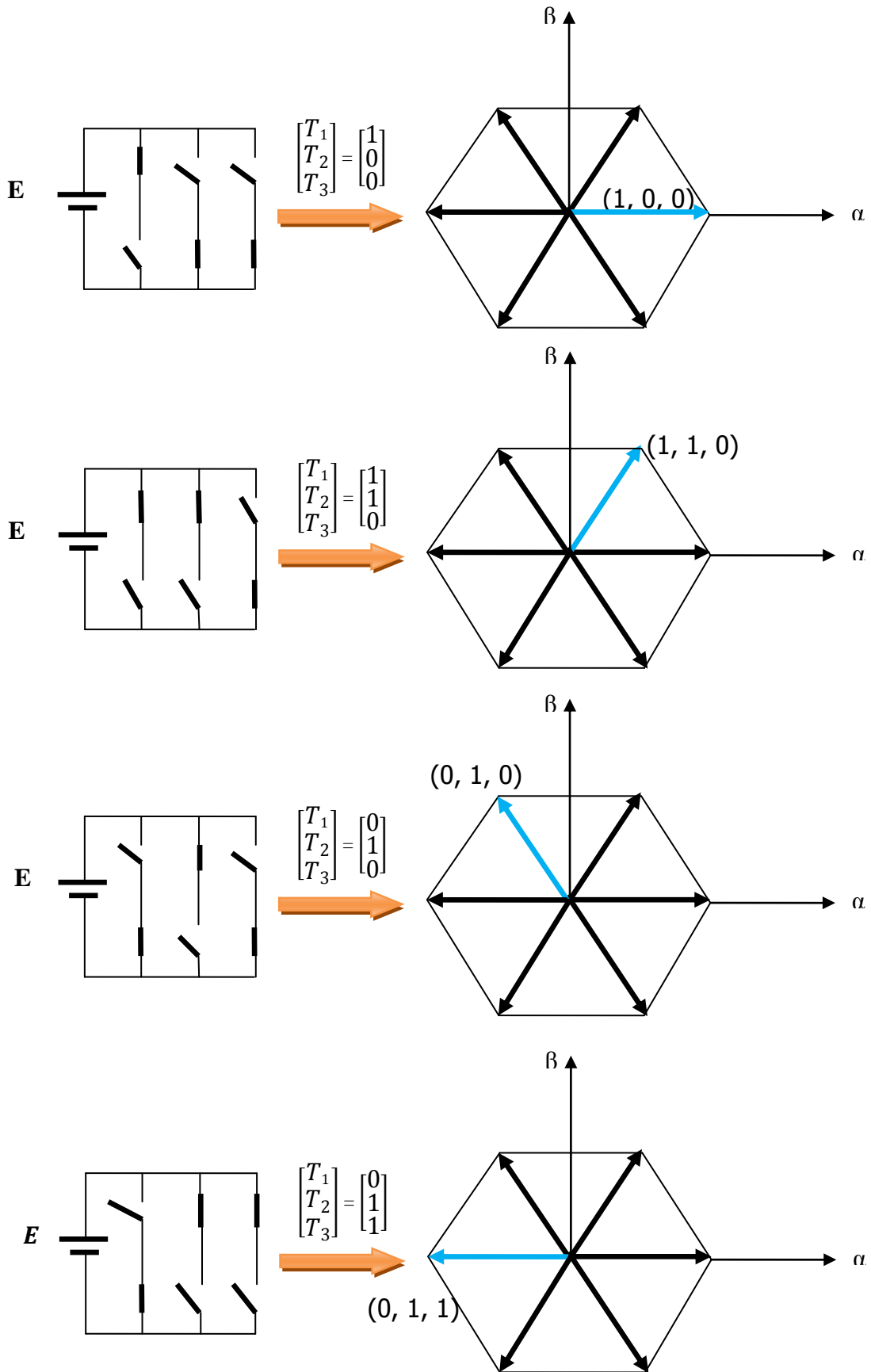


Figure V.1 Structure de l'onduleur à deux niveaux.

La figure suivante (Fig.V.2) fait le lien entre les différentes séquences de commutation, les vecteurs de tension et l'état des interrupteurs formant l'onduleur.





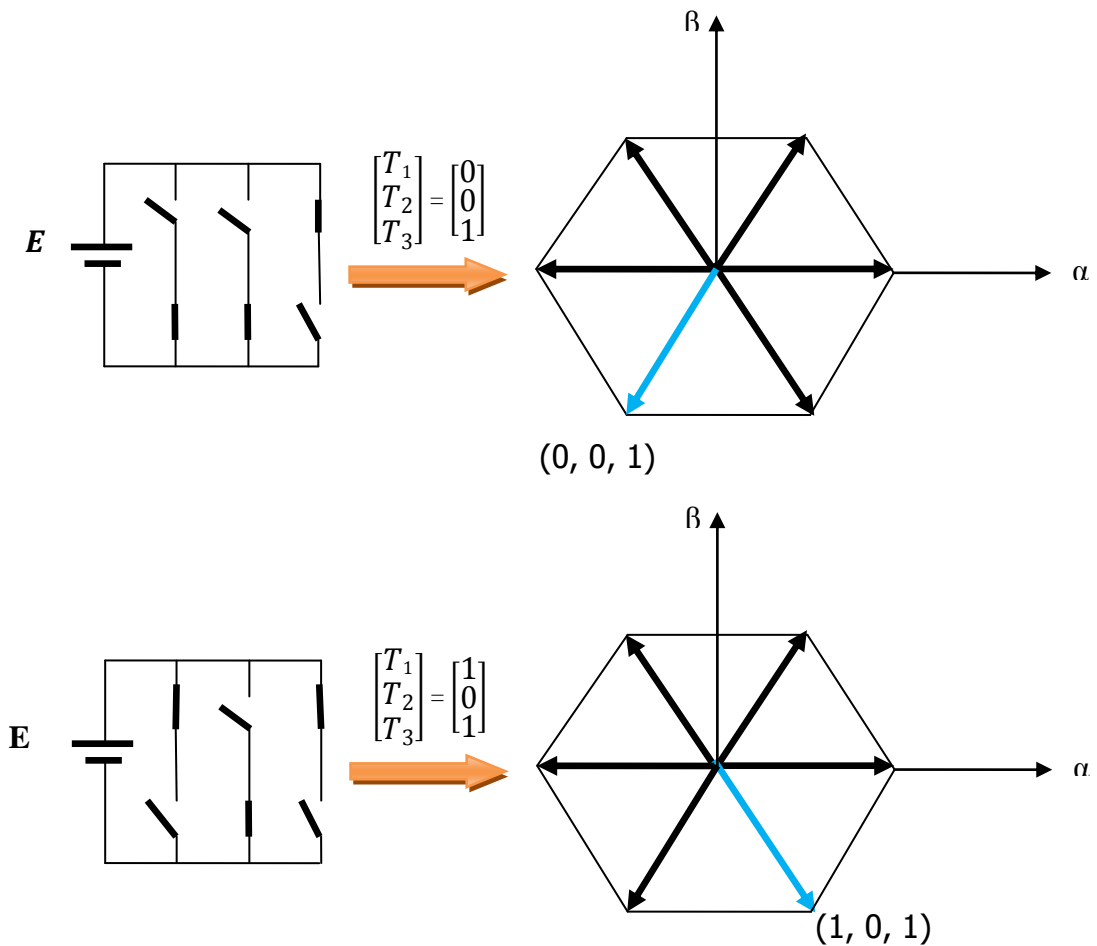


Figure V.2 Etat des interrupteurs pour chaque vecteur de tension

Pour MLI vectorielle (SVM Space vector modulation en anglais), on représente par seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteur complémentaires. Cette MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation T_e , [50].

V.3. Principe de la MLI vectorielle

Le principe de MLI vectorielle, consiste à projeter le vecteur V_s de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur les valeurs de ces projections assurant le calcul des temps de commutation désirées correspondant à deux états non nuls de commutation de l'onduleur, si nous notons T_1 et T_{i+1} . Ces deux temps, leur somme doit être inférieurs à la période T_m , de commutation de l'onduleur.

Pour maintenir le fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_m , [2].

V.4. Définition du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence)

Un vecteur tension de référence $V_{s,ref}$ est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_m par un vecteur tension moyen V_{moy} , ce dernier est élaboré par l'application des vecteur tension adjacents et des vecteur nuls V_0 et V_7 . Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la figure V.3, [2].

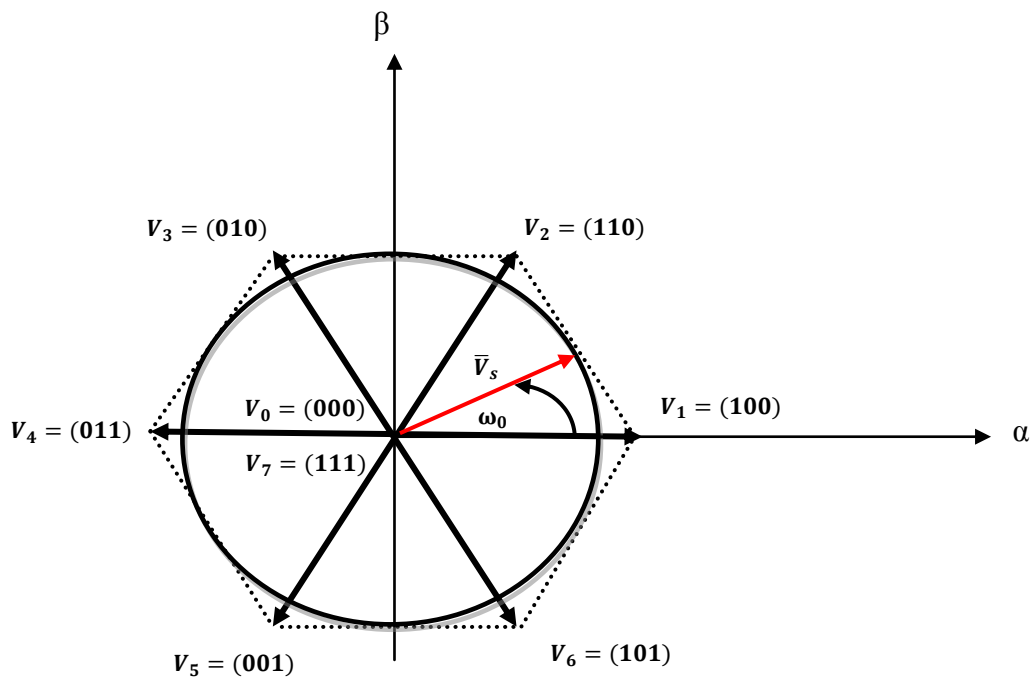


Figure V.3 Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur et de référence dans le repère stationnaire

V.5. Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle

Par conséquent, la MLI vectorielle (SVM) peut être mis en application par les étapes suivantes, [50] :

- ✘ **Etape 1** : détermination des tension de références.
- ✘ **Etape 2** : détermination des secteur.
- ✘ **Etape 3** : calcule les temps d'application des états de l'onduleur.
- ✘ **Etape 4** : calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur.
- ✘ **Etape 5** : création des impulsion de commutation de chaque transistor .

étape 1 : détermination des tensions de référence (V_α, V_β)

A partir de la relation II.3 nous pouvons définir les tension aux bornes des enroulements du moteur . pour obtenir ces tensions dans le repère (α, β) nous utiliserons l'équation II.6, ce qui, pour les huit vecteurs de commutation de l'onduleur, fournira le résultat tableau V.1, [51].

Vecteur	T _a	T _b	T _c	V _α	V _β	V _s
V ₀	0	0	0	0	0	0
V ₁	1	0	0	$\sqrt{2/3} E$	0	$\sqrt{2/3} E$
V ₂	1	1	0	$\sqrt{1/6} E$	$\sqrt{1/2} E$	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{\pi}{3})}$
V ₃	0	1	0	$-\sqrt{1/6} E$	$\sqrt{1/2} E$	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{2\pi}{3})}$
V ₄	0	1	1	$-\sqrt{2/3} E$	0	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\pi)}$
V ₅	0	0	1	$-\sqrt{1/6} E$	$-\sqrt{1/2} E$	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{4\pi}{3})}$
V ₆	1	0	1	$\sqrt{1/6} E$	$-\sqrt{1/2} E$	$\sqrt{2/3} E. e^{(j\frac{5\pi}{3})}$
V ₇	1	1	1	0	0	0

Tableau V.1 Tension statoriques.

étape 2 : détermination des secteurs

Le secteur est déterminé selon la position du vecteur V_{s,réf}, dans le plan complexe (α , β) tel que cette position présente la phase δ de ce vecteur définie comme suite :

$$\delta = \tan^{-1} \frac{V_{\alpha}}{V_{\beta}} \tag{V.1}$$

La table V.2 détermine le secteur S_i (i = 1,.....,6) pour les différents angles δ :

δ	$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi$	$\pi \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq 2\pi$
S _i	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆

Tableau V.2 Identification du secteur

Ces vecteurs sont appelés vecteurs d’espace et ils sont donnée par la relation suivante :

$$V_i = \sqrt{\frac{2}{3}} E \begin{bmatrix} \cos \left[\frac{\pi}{3} (i - 1) \right] \\ \sin \left[\frac{\pi}{3} (i - 1) \right] \end{bmatrix} \quad (V.2)$$

Avec : $i=1, \dots, 6$

Le vecteur de référence $V_{s,ref}$ peut s'écrire d'argument α ;

$$V_{sref} = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} \quad (V.3)$$

Où : V_{ref} , le module du vecteur tension de référence, et α son argument.

$$V_{ref} = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \text{ avec : } \alpha = [0 \dots 60^\circ]$$

étape 3 : calcule les temps d'application des état de l'onduleur

Suivant le représentation vectorielle , le principe consiste à considérer un vecteur tension quelconque comme étant, dans un intervalle de temps T_m . la combinaison de deux vecteur adjacents et du vecteur nul. Autrement dit (voir figure V.4), il est équivalent d'appliquer, [16].

- ✓ La tension V_i pendant le temps T_i .
- ✓ La tension V_{i+1} pendant le temps T_{i+1} .
- ✓ Une tension nulle V_0 et V_7 pendant les temps T_0 et T_7 .

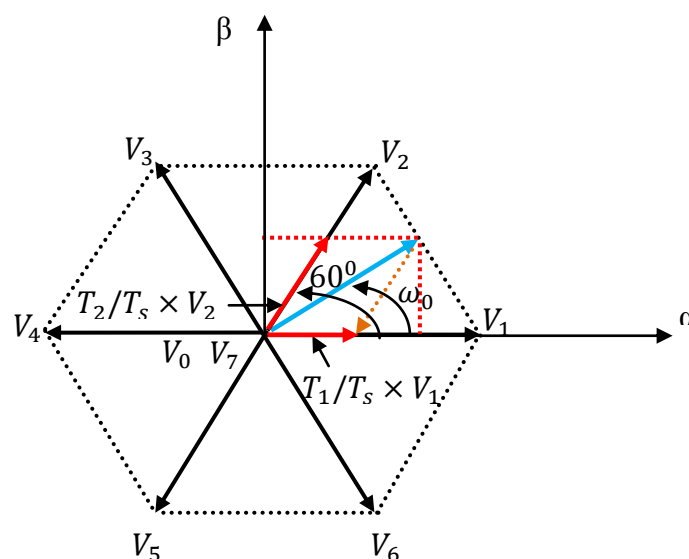


Figure V.4 Définition du vecteur d'espace

En supposant qu'initialement , le vecteur $V_{s,réf}$ coïncide avec le vecteur V_1 , deux séquences sont actives. La séquence qui correspond au vecteur V_1 est appliquée durant la durée T_1 la séquence de roue libre est appliquée durant T_0 . La séquence qui correspond au vecteur V_2 est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur $V_{s,réf}$ s'éloigne du vecteur V_1 et on s'approche du vecteur V_2 , augmente, quand le vecteur $V_{s,réf}$, atteint le vecteur V_2 , T_1 sera nul et T_2 sera maximal, [2].

On aura alors :

$$T_{i+1} + T_i + T_0 = T_m/2 \tag{V.4}$$

L'équation du vecteur de référence devient :

$$\bar{V}_{sréf} = \frac{T_i}{T_m} \bar{V}_i + \frac{T_{i+1}}{T_m} \bar{V}_{i+1} + \frac{T_0}{T_m} \bar{V}_0 + \frac{T_7}{T_m} \bar{V}_7 \tag{V.5}$$

En tenant compte que $V_0 = V_7 = 0$ et que $V_{s,réf}$ est constant pendant la période de commutation, et la relation (V.5) est réduite à ceci :

$$\bar{V}_{sréf} = \frac{T_i}{T_m} \bar{V}_i + \frac{T_{i+1}}{T_m} \bar{V}_{i+1} \tag{V.6}$$

Pour illustrer la méthodologie, considérons ici le vecteur de tension \bar{V}_s entre les vecteurs \bar{V}_1 et \bar{V}_2 qui correspondent aux commutations V_1 et V_1 .

$$\bar{V}_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} E e^{j.0} \tag{V.7}$$

$$\bar{V}_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} E e^{j.\frac{\pi}{3}} \tag{V.8}$$

On exprimant le vecteur tension dans le plan (α, β) nous aurons :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \frac{T_1}{T_m} \bar{V}_1 + \frac{T_2}{T_m} \bar{V}_2 \tag{V.9}$$

$$V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \frac{T_1}{T_m} \sqrt{\frac{2}{3}} E (\cos(0) + j \sin(0)) + \frac{T_2}{T_m} \sqrt{\frac{2}{3}} E (\cos(\frac{\pi}{3}) + j \sin(\frac{\pi}{3})) \tag{V.10}$$

Après résolution nous obtenons :

$$T_1 = \left(\sqrt{\frac{2}{3}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{E} \tag{V.11}$$

$$T_2 = \sqrt{2}V_{s\beta} \frac{T_m}{E} \tag{V.12}$$

T_m : représente la période de modulation

$T_1 T_2$: sont les durées de modulation liées aux séquences correspondant aux vecteurs V_1 et V_2 .

Si nous faisons les mêmes calculs pour les six secteurs, les temps de conduction obtenus sont les suivants :

SECTEUR (I = 1)	SECTEUR (I = 2)	SECTEUR (I = 3)
$T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{S\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{S\beta} \right) \frac{T_m}{E}$ $T_2 = \sqrt{2}V_{s\beta} \frac{T_m}{E}$	$T_2 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{S\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{S\beta} \right) \frac{T_m}{E}$ $T_3 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{S\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{S\beta} \right) \frac{T_m}{E}$	$T_3 = \sqrt{2}V_{s\beta} \frac{T_m}{E}$ $T_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{S\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{S\beta} \right) \frac{T_m}{E}$
SECTEUR (I = 4)	SECTEUR (I = 5)	SECTEUR (I = 6)
$T_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{S\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{S\beta} \right) \frac{T_m}{E}$ $T_5 = -\sqrt{2}V_{s\beta} \frac{T_m}{E}$	$T_5 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{S\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{S\beta} \right) \frac{T_m}{E}$ $T_6 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{S\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{S\beta} \right) \frac{T_m}{E}$	$T_6 = -\sqrt{2}V_{s\beta} \frac{T_m}{E}$ $T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{S\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{S\beta} \right) \frac{T_m}{E}$

Tableau V.3 Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls

étape 4 : calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur :

Les rapport cycliques des vecteurs actifs et des vecteurs nuls (les rapports entre les temps d'application et les période de commutation), [52].

Le calcul des commutation sera définit à partir des rapports cycliques :

$$d_i = \frac{T_i}{T_m} \tag{V.13}$$

Avec : $i = 1, \dots, 6$

En opérant de la même façon pour les autre secteurs les résultats sont donnes par :

Secteur (i = 1)	Secteur (i = 2)	Secteur (i = 3)
$d_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{E}$ $d_2 = \sqrt{2} V_{s\beta} \frac{1}{E}$	$d_2 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{E}$ $d_3 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{E}$	$d_3 = \sqrt{2} V_{s\beta} \frac{1}{E}$ $d_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{E}$
Secteur (i = 4)	Secteur (i = 5)	Secteur (i = 6)
$d_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{E}$ $d_5 = -\sqrt{2} V_{s\beta} \frac{1}{E}$	$d_5 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{E}$ $d_6 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{E}$	$d_6 = -\sqrt{2} V_{s\beta} \frac{1}{E}$ $d_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{E}$

Tableau V.4 Calcul des rapports cycliques

étape 5 : Création des impulsion de commutation de chaque transistor :

Durant une période de modulation, l’onduleur aura trois états distincts, deux premiers correspondent aux temps de conduction assurant l’obtention de la tension, Si la somme des durées d’application de ces deux vecteurs est inférieure à T_m , ($T_i + T_{i+1} < T_m$), dans ce cas, on complète la séquence de commutation par les vecteurs nuls V_0 et V_7 . Une fois les durées d’application de vecteurs calculées, il faut déterminer les instants de commutation des plusieurs séquences de commutations des interrupteur, qui correspondant aux temps calculé, [2].

Afin d’obtenir de performance optimum en harmoniques (moins d’harmoniques en sorite), et une fréquence de commutation minimum pour chaque composants de puissance, l’ordre des états est arrangé tels que la transistor d’un état au prochain est exécuté en commutant seulement un bras de l’onduleur, [2], [16].

Pour cela , le modèle d’impulsion symétrique ou méthode à états nuls symétriques , est utilisées ainsi pour les secteur impaire (i = 1, 3, 5), la séquence est la suivante : $V_0, V_i, V_{i+1}, V_7, V_{i+1}, V_i, V_0$, et pour les secteurs paire (i = 2, 4, 6), la séquence est $V_0, V_{i+1}, V_i, V_7, V_i, V_{i+1}, V_0$, [52], que l’obtention d’une fréquence de commutation constante nécessite d’appliquer les vecteur dans cet ordre.

Le figure ci-dessous donne la séquence des vecteurs appliqués , les impulsions de commande générées et les différentes durées calculées pour chaque secteur, [16].

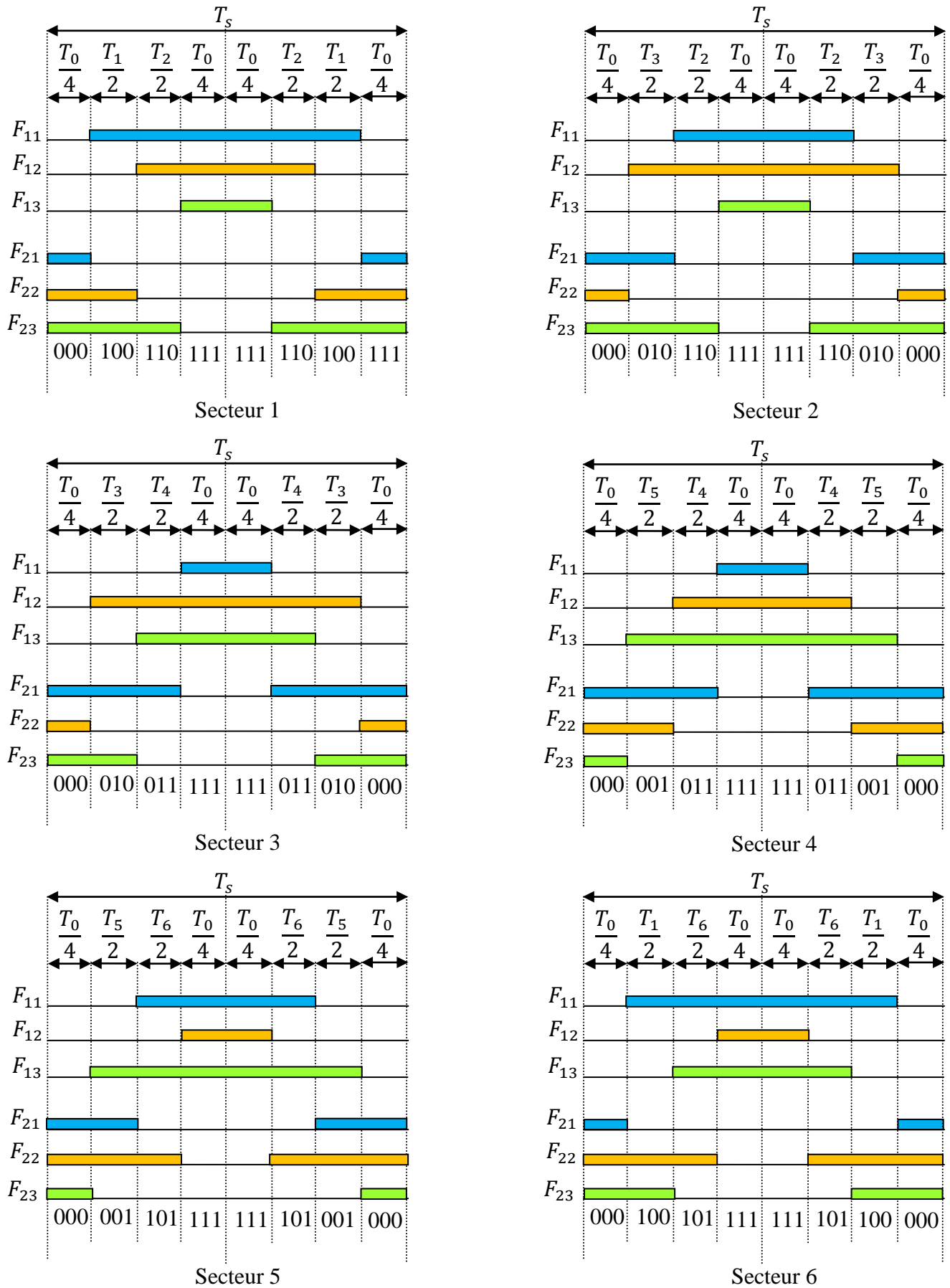


Figure V.5 Signaux de commande pour chaque secteur.

V.6. Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension SVM

Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink. La figure (V.6) illustre le schema de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par la MLI vectorielle :

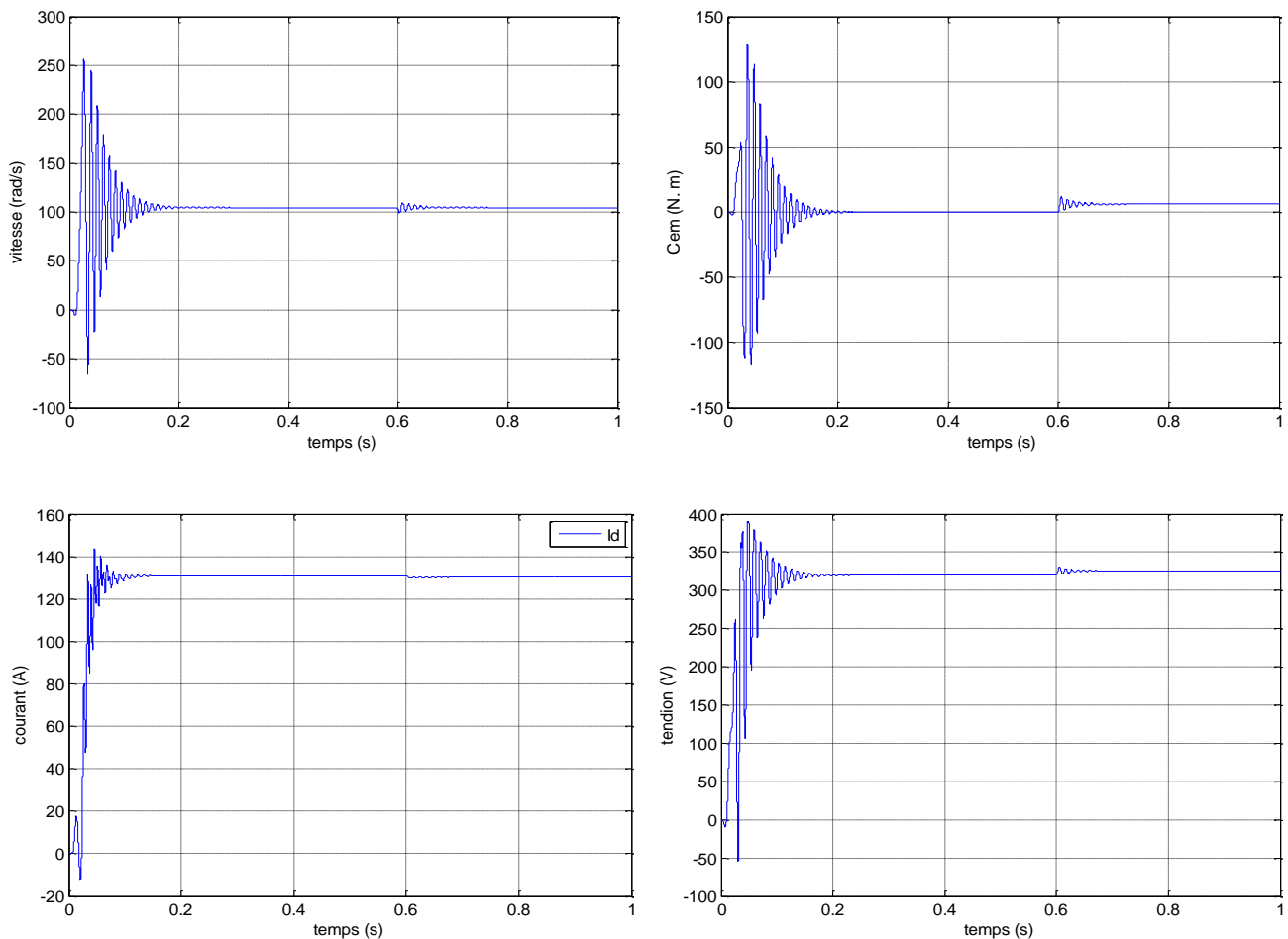


Figure V.6 Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension à SVM démarrage à vide suivi d'une application de charge de 6N.m à t=0.6 sec.

V.6.1. Interprétation des résultats

On constate que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, ce régime qui prend presque 0.18 s, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale de 105 rad/s en régime permanent pour un couple nul. L'allure du couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court avec un pic de 130 N.m, puis tendre vers le régime permanent avec des faibles oscillations .

D'autre part, pour l'allures des courants présentent on constate au démarrage des pics assez importants pendant un temps très court, puis s'établissent à leurs valeurs en régime permanent avec des faibles oscillations.

V.7. La commande DTC_SVM basée sur des régulateurs PI

Cette partie est consacrée pour l’implantation de la commande directe du couple (DTC) de la machine synchrone à aimants permanents par la technique de vecteur d’espace de tension.

Pour réduire les ondulations du flux et du couple électromagnétique on utilise une nouvelle approche c’est la DTC avec la technique de la MLI vectorielle (SVPWM), [16]. Cette méthode proposé conserve l’idée de base de la méthode DTC. Pour cela, la technique d’orientation du flux statorique est utilisée. Ainsi, les tensions de commande peuvent être générées par des régulateurs **PI** et imposées par la technique (SVPWM) [2].

Cette structure de commande possède les avantages du contrôle vectoriel et du contrôle direct du couple et permet de surpasser les problèmes de la DTC classique. On a utilisé un régulateur proportionnel intégral après les comparateurs de flux et du couple respectivement, à la sortie de chaque contrôleur on génère les deux tensions V_{sd} l’image de la composante flux et V_{sq} l’image de la composante du couple ces deux dernières sont transformées du référentiel (d,q) au référentiel (α,β), [50].

Le schéma bloc de la structure de contrôle est illustré par la figure (V.7).

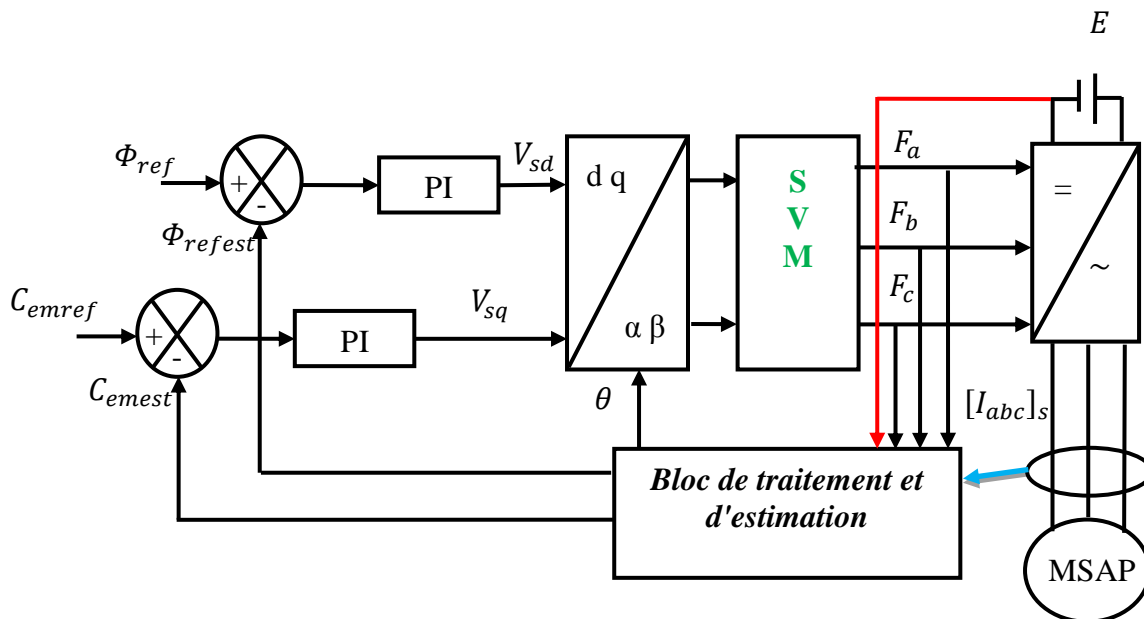


Figure V.7 Schéma de la commande direct du couple et du flux d’un MSAP basé sur des régulateurs PI.

V.7.1. Résultats de simulation de la commande du MSAP par DTC_SVM

Nous avons simulé notre machine alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par la MLI vectorielle (SVM). Les simulations ont été effectuées sous Matlab- Simulink Les paramètres de la machine sont donnés dans annexe.

V.7.1.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation par DTC-SVM, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/sec), puis la réponse à un échelon de couple ($C_r=6$ Nm) appliqué à l'instant $t=0.15$ sec.

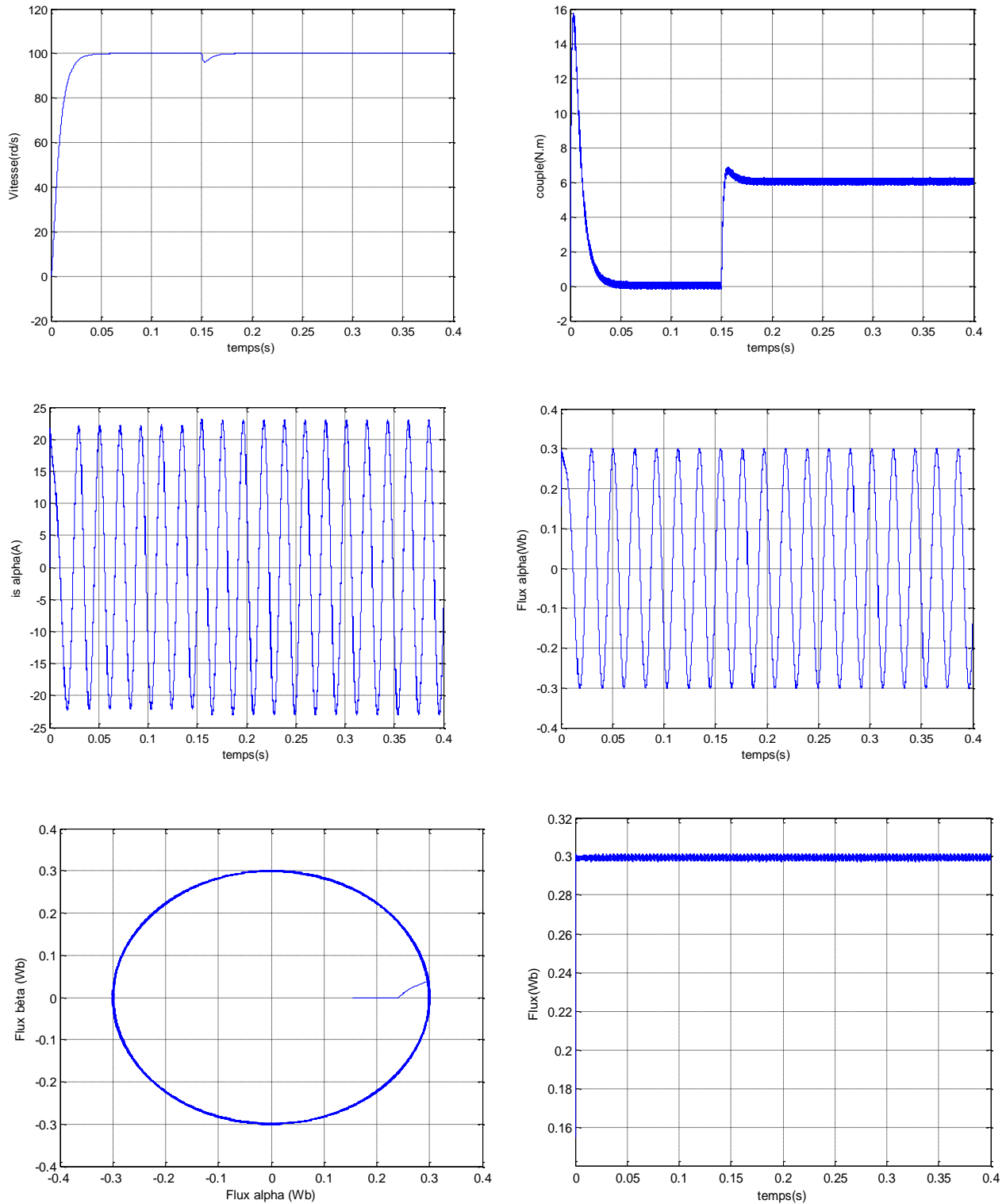


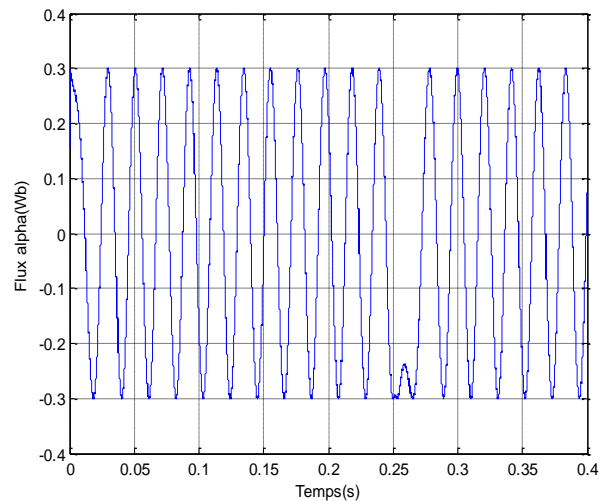
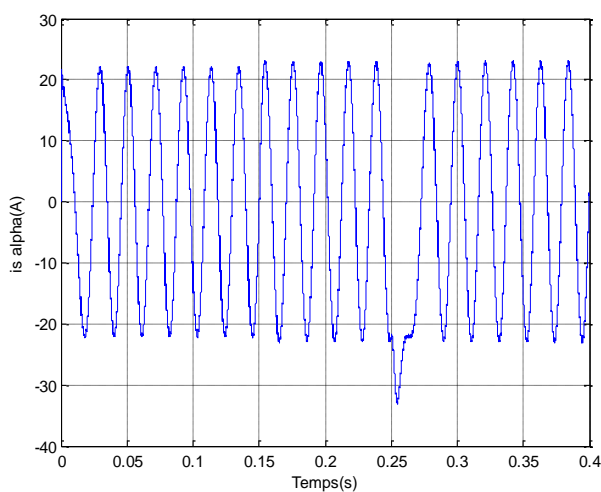
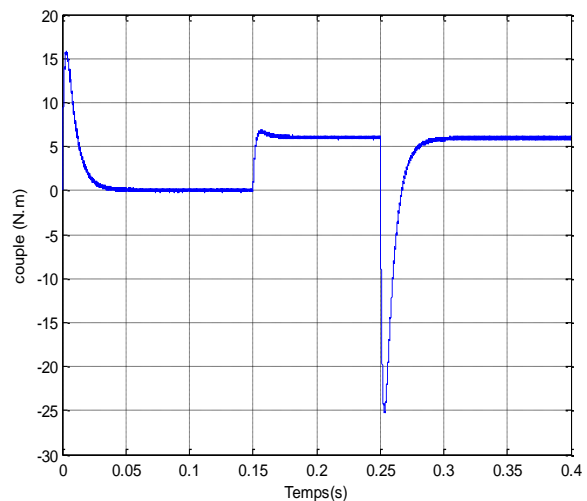
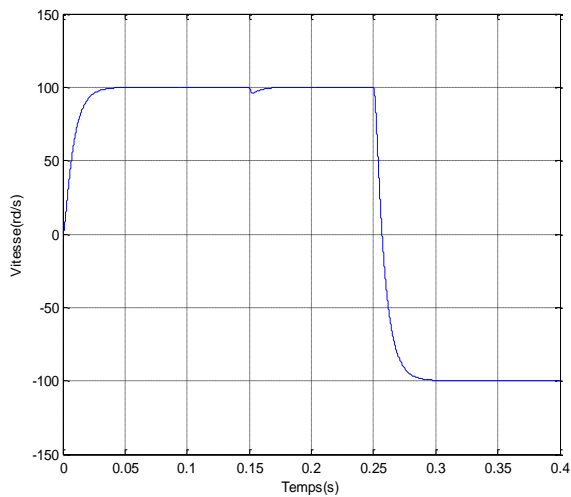
Figure V.8 Résultats de simulation de la DTC-SVM, démarrage à vide suivie d'une application de charge de 6 N.m à $t = 0.15$ ses.

Interprétation des résultats

Montre une très bonne réponse du couple, où celui-ci suit parfaitement sa référence, une bonne réduction des ondulations du couple ce qui entraîne la diminution de vibrations mécanique, par conséquent la réduction du bruit acoustique. On remarque que le flux à une bonne réponse dynamique et statique avec un régime transitoire un peu plus rapide que celui de la DTC classique, et il suit convenablement ça référence, la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire. Le courant statorique présente moins de pics au démarrage, avec une forme sinusoïdale. En effet la DTC-SVM présente des dynamiques semblables à celles de la DTC classique, mais diminuant considérablement les ondulations du couple, du courant et du flux.

V.7.1.2. Test de robustesse pour l'inversion du sens de rotation de la machine :

Pour avérer l'avantage de la robustesse de la commande vis-à-vis des variations de référence de la vitesse, on introduit dans la figure V.9, un changement de consigne de vitesse réduite de 100 rad/sec à - 100 rad/sec à l'instant $t=0,25s$, après une charge de 6 Nm à $t=0.15s$.



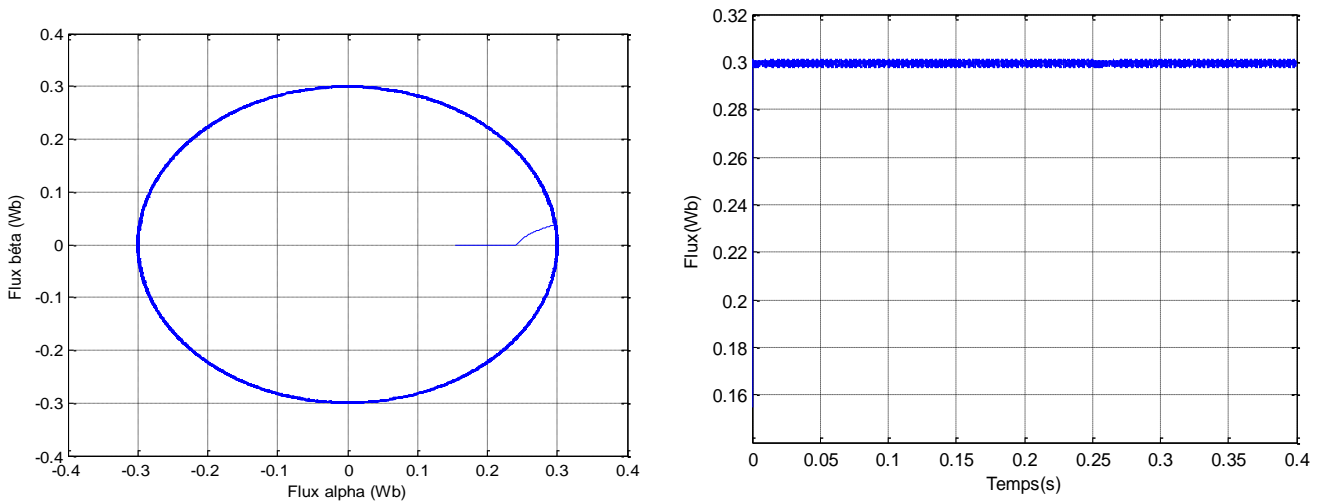


Figure V.9 Inversion de sens de rotation en charge de vitesse (100/-100 rad/s à t=0.25s)

Interprétation des résultats

On constate d’après les résultats de simulation de la figure V.9 . A l’inversion de vitesse on peut dire que la poursuite en vitesse s’effectue normalement avec un léger dépassement, qui montre la dynamique de flux de la machine, la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement des bornes de la bande de contrôle, la tension et le courant statorique ont donc une forme d’onde d’allure sinusoïdale, seulement ils sont affectés à l’instant d’inversion et progressivement le système retrouve sa stabilité.

V.8. Conclusion

On a conclu aussi que la méthode (DTC_SVM) est capable de travailler avec une fréquence de commutation constante du convertisseur de puissance. Ce fonctionnement est assuré par l'utilisation d'une modulation vectorielle pour laquelle, à chaque période de modulation, sont appliqués deux vecteurs actifs de tension et un vecteur nul. De plus, la DTC_SVM, est simple et facilement réglable. En effet, les tables de vérité permettent la sélection des vecteurs de tension optimaux, Les régulateurs PI et la technique SVM ont été utilisés afin de fixer la fréquence de commutation et pour réduire les ondulations du couple. Suivant les résultats obtenus la DTC_SVM fournit une solution en évitant les inconvénients de la DTC classique.

La comparaison entre la DTC classique et la DTC_SVM, cette dernière est simple et facilement réglable, les tables de vérité de sélection de vecteur optimaux et les régulateurs d’hystérésis ont été éliminées, ainsi cet algorithme à l'avantage de réduire les harmoniques, ce qui réduit largement les pertes de commutation dans l'onduleur, le choix des composants de puissance à utiliser, d'un autre coté, cela réduit les pertes d'harmoniques et l'échauffement dans la machine électrique.

Etude Comparative
Entre
Les Méthode Proposées

Les outils Stratégie	Correcteur	Secteurs	Vecteurs tension	Onduleur	Résultats de simulation
DTC_Classique	CCPL-3N	6 Secteurs	Actifs	OND-2N	Couple électromagnétique 😐
	CFLX-2N				Flux statorique 😐
DTC_Classique	CCPL-3N	6 Secteurs	Nuls	OND-2N	Couple électromagnétique 😐
	CFLX-2N				Flux statorique 😐
DTC_Modifiée	CCPL-3N	6 Secteurs	Actifs et Nuls	OND-2N	Couple électromagnétique 😊
DTC-12 secteur	CCPL-4N	12 Secteurs	Actifs et Nuls	OND-2N	Flux statorique 😊
	CFLX-2N				Courant statorique 😊
DTC_3 niveaux	CCPL-5N	12 Secteurs	Actifs et Nuls	OND-3N	Couple électromagnétique 😊
	CFLX-3N				Flux statorique 😊
DTC_Modifiée	CCPL-5N	12 Secteurs	Actifs et Nuls	OND-3N	Courant statorique 😊
	CFLX-3N				Flux statorique 😊
DTC_SVM	PI	X	X	OND-2N	Couple électromagnétique 😊

😐 -Moyenne;

😊 -Bien;

😄 -Très bien.

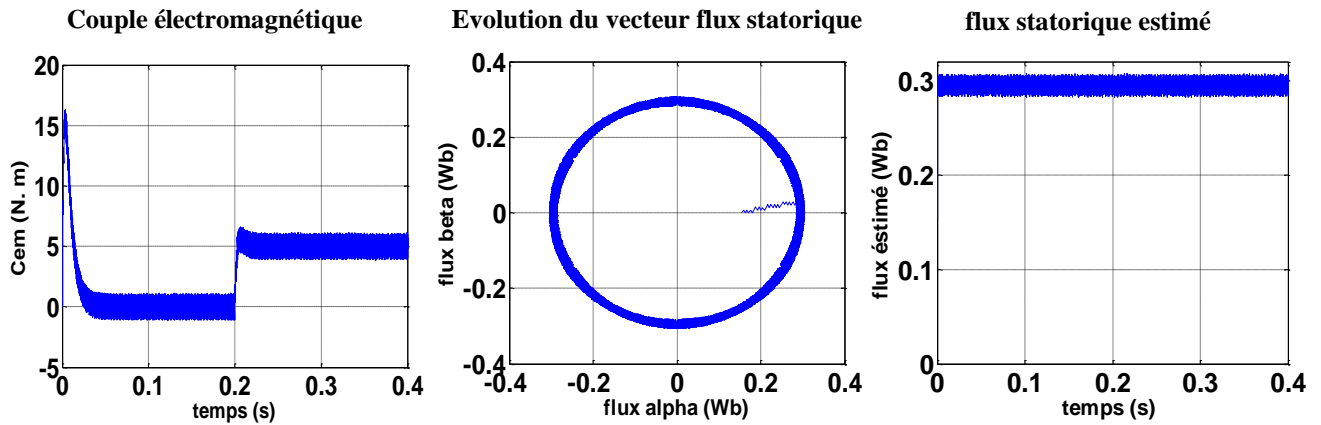
CCPL: Correcteur de Couple;

CFLX: Correcteur de Flux.

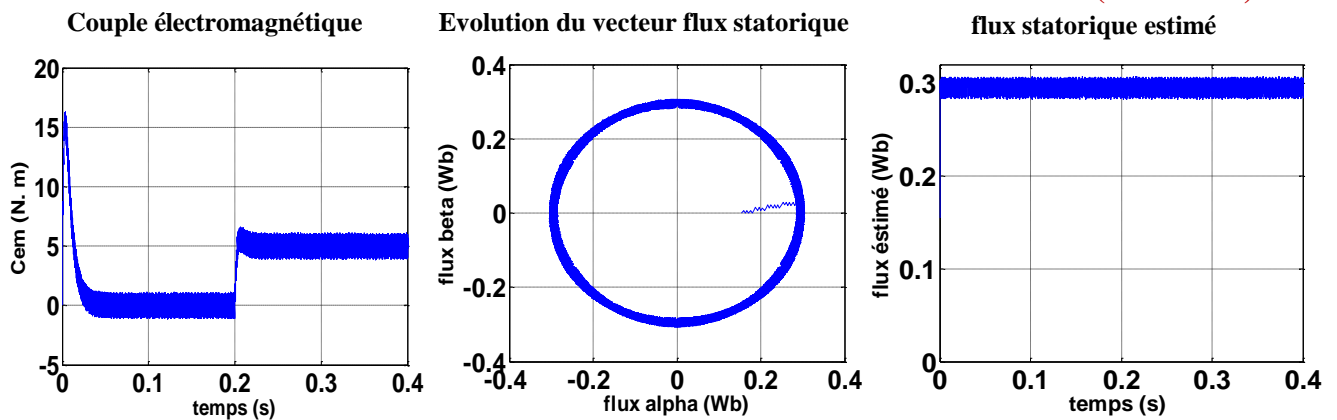
Tableau V.5 Tableau d'étude comparative entre les méthodes proposées.

Etude comparative entre les méthodes proposées

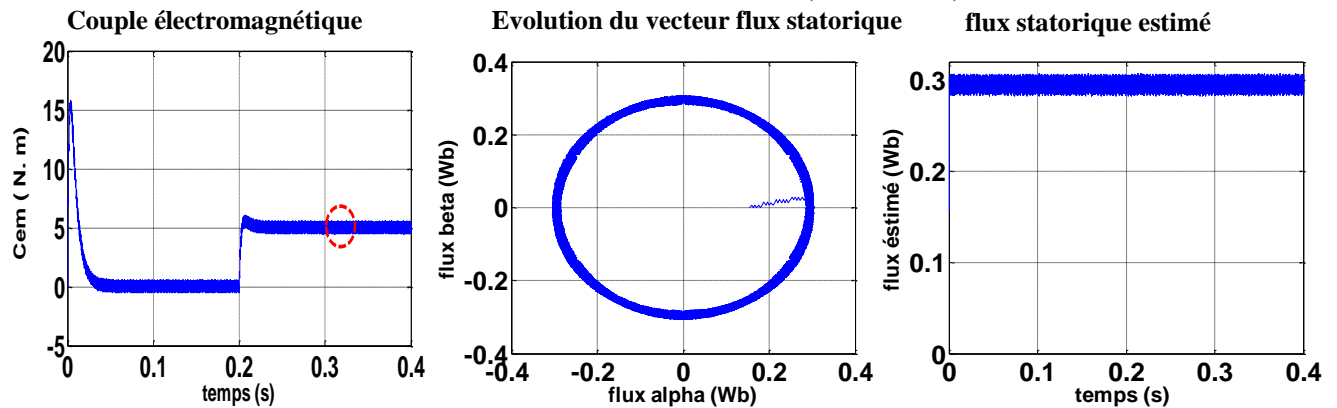
La DTC avec CCPL-3N-CFLX-2N-OND-2N- et Vecteurs Tension Nuls (6 Secteurs)



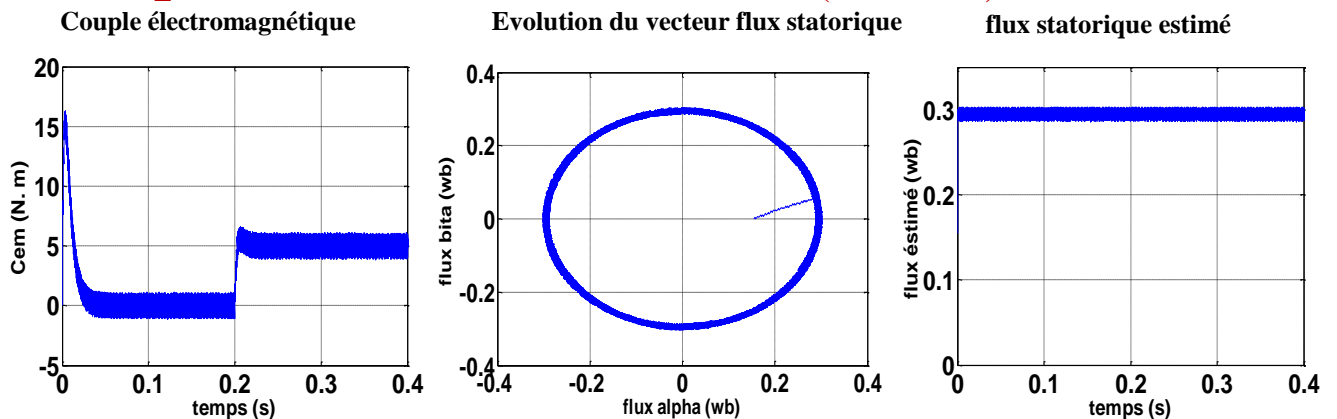
La DTC avec CCPL-3N-CFLX-2N-OND-2N- et Sans Vecteurs Tension Nuls (6 Secteurs)



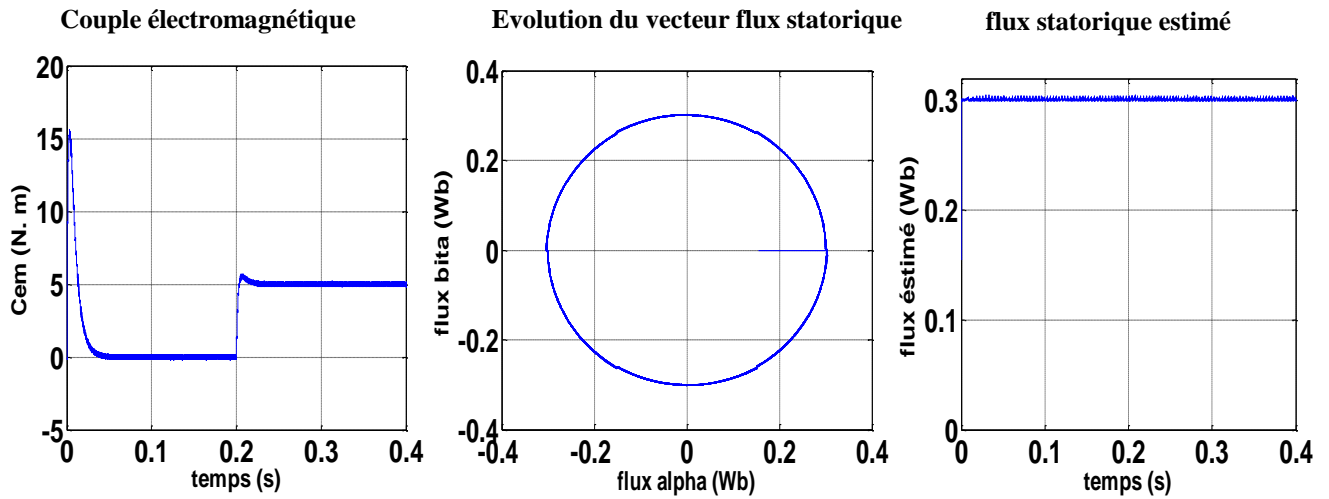
La DTC Modifiée avec CCPL-3N-CFLX-2N-OND-2N- (6 Secteurs)



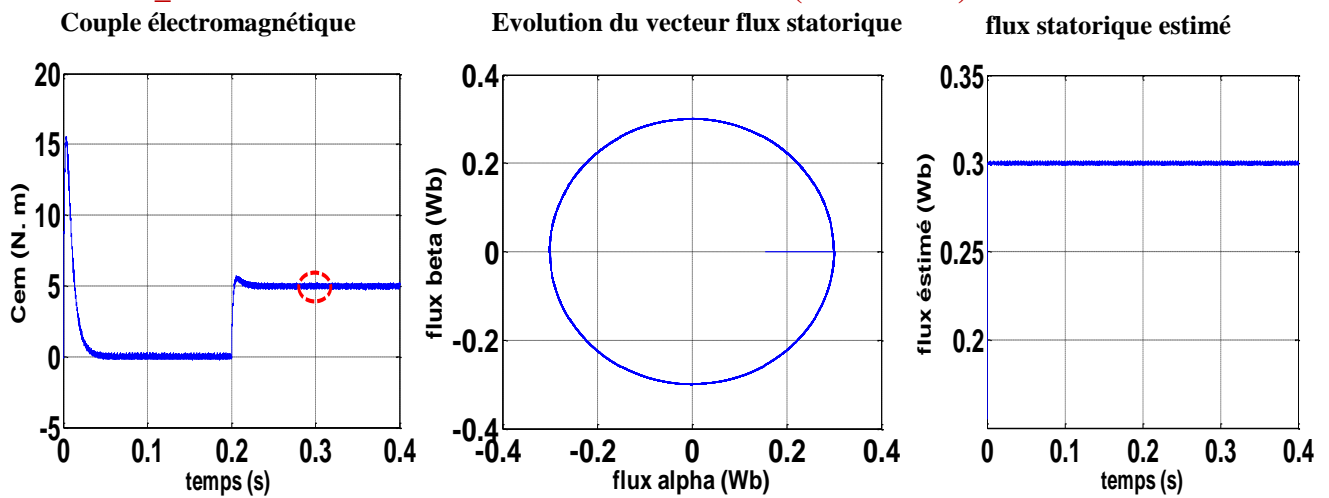
La DTC_12 secteur avec CCPL-4N-CFLX-2N-OND-2N- (12 Secteurs)



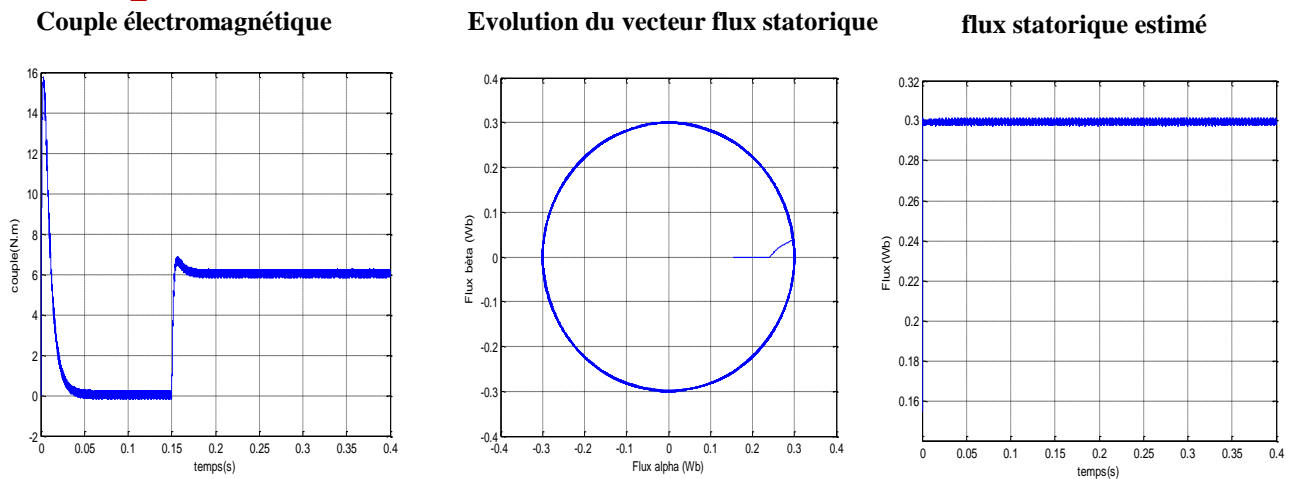
☞ La DTC avec CCPL-5N-CFLX-3N-OND-3N (12 Secteurs)



☞ La DTC_Modifiée avec CCPL-5N-CFLX-3N-OND-3N (12 Secteurs)



☞ La DTC_SVM avec PI-OND-2N



Stratégie	Avantages	Inconvénients
DTC classique	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ La réponse dynamique du couple ⊕ Le flux et le couple suivent parfaitement ses références. 	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Dépassements des bandes ⊕ Le flux s'établit lentement. L'ondulation de flux. ⊕ Le courant sinusoïdal bruité. ⊕ Fréquence de commutation variable
DTC_Modifiée	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Le couple bien contrôlé. ⊕ Réponse rapide de couple et de flux. 	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Le flux s'établit lentement. L'ondulation de flux. ⊕ Le courant sinusoïdal bruité. ⊕ Fréquence de commutation variable
DTC 12 secteurs	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Le flux et le couple sont bien contrôlés. ⊕ Le courant statorique sinusoïdal. ⊕ Fréquence de commutation presque constante 	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ La table de grande taille. ⊕ Quelque dépassement des bandes de couple.
DTC_SVM	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Le flux et le couple sont bien contrôlés. ⊕ Le courant statorique sinusoïdal. ⊕ Fréquence de commutation constante 	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Le flux s'établit lentement. ⊕ L'algorithme est plus compliqué.
DTC_3N	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Moins d'harmonique de distorsion ⊕ Faible fréquence de commutation. ⊕ Nombre de tension élevé. ⊕ Le courant statorique sinusoïdal. 	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Le flux s'établit lentement. ⊕ Coût élevé et Limité pour les commandes de grandes puissances ⊕ Fréquence de commutation variable

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire apporté sur. La commande directe du couple (DTC) est présentée comme une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, qui présente l'inconvénient d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine. La DTC est intéressante, compte tenu de sa simplicité, elle ne nécessite ni mesure en temps réel de la vitesse, ni une commande complexe par modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur. Son algorithme de calcul est simple puisqu'il est lié à un modèle machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique. Cependant, ces stratégies ont aussi des inconvénients importants. D'une part, la fréquence de commutation est fortement variable, ce qui peut entraîner des problèmes de bruits acoustiques, de compatibilité électromagnétique, et d'excitation des modes de resonance mécanique ce qui entraîne un vieillissement prématuré de la chaîne de traction mécanique.

D'autre part, l'amplitude des ondulations de flux et du couple surtout, est plusieurs fois supérieure à la largeur de la bande d'hystérésis des régulateurs. Ce qui peut causer l'instabilité de la DTC. Les volets principaux de cette thèse consiste à proposer des méthodes de commande simples basées sur la stratégie DTC. Avec ces méthodes, on essaie d'améliorer les inconvénients de la DTC classique, ce mémoire peuvent être résumés comme suit :

Dans la première partie nous avons abordé par la problématique de la modélisation des machines synchrones à aimants permanents en se basons sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement dynamique de la MSAP. On a pu aussi élaborer un modèle d'état non linéaire en courant de la MSAP, commandée en tension dans le repère de Park liée au stator.

En second lieu, on a présenté une modélisation avancée de l'onduleur de tension classique à deux niveaux suivi du celle d'un onduleur à trois niveaux de type NPC.

Dans la troisième partie, nous avons présenté le principe du contrôle direct du couple. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation de régulateurs à hystérésis et d'une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude du flux statorique et le couple. En fin de ce chapitre. On a remarque que la DTC présente une bonne dynamique de réponse du flux et du couple avec une précision satisfaisante. Par la suite le reste de ce travail fut orienté vers l'amélioration des performances de cette technique dont les principaux problèmes sont l'évolution de la fréquence de commutation, les ondulations sur le couple, le flux et le courant.

Dans la partie suivant, on a proposé d'autres stratégies d'amélioration qui n'introduisent pas des modifications notables sur la commande afin de respecter la simplicité de la DTC classique, à savoir la DTC modifiée, la DTC à 12 secteurs. Par la suite nous avons présenté une nouvelle approche de contrôle direct du couple de la machine alimentée par un onduleur à trois niveaux à structure NPC. Ainsi, avec cette approche développée nous avons pu réduire les ondulations du couple et du flux ainsi que pour les harmoniques du courant afin de répondre aux exigences de type traction électrique, les résultats de simulation ont montrés l'efficacité des techniques proposées.

La dernière partie, on a présenté la nouvelle méthode (DTC_SVM) est capable de travailler avec une fréquence constante du convertisseur de puissance. Ce fonctionnement est assuré par l'utilisation d'une modulation vectorielle pour laquelle, à chaque période de modulation, sont appliqués deux vecteurs actifs de tension et un vecteur nulle. Avec cette technique, les oscillations du couple sont notablement réduites et, en conséquence, les bruit acoustiques, ce qui est confirmé par les résultats de simulation présentés au chapitre 5. Cette méthode est simple et facilement réglable.

Une étude comparative en détaillée a été réalisées des différentes techniques de commande ; les simulations numériques nous a donner les bonnes performances par rapport à celles obtenue dans la DTC classique.

En fin, comme perspectives à la poursuite de notre travail, nous proposons :

- ✍ L'utilisation d'un observateur d'ordre réduit, pour réduire la dimension de l'observateur et donc du temps de calcul qui facilitant l'implantation de l'opération d'observation sur un dispositif en temps réel.
- ✍ l'amélioration de l'effet des oscillations sur les grandeurs de contrôle de la DTC par l'usage d'une stratégie de supervision floue, ou neuro- floue.
- ✍ l'utilisation du filtre de Kalman étendu d'ordre réduit (afin de réduire les exigences de calcul des algorithmes du filtre de Kalman étendu d'ordre complet) pour obtenir des améliorations notables, l'application du principe de la DTC à d'autres machines asynchrones (double alimentation, polyphasée.....), synchrone (à reluctance variable).

ANNEXE

ANNEXE A

Paramètres de Modélisation de la Machine à aimants permanent :

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont Les suivants :

✎ Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
✎ Tension nominale	$V = 220/380\text{v}$
✎ Puissance nominale	$P_n = 1500 \text{ W}$
✎ Couple nominale	$C_n = 14.33 \text{ N.m}$
✎ Résistance de phase	$R_s = 1.4 \Omega$
✎ Inductance cyclique sur l'axe directe	$L_d = 0.0066 \text{ H}$
✎ Inductance cyclique sur l'axe transverse	$L_q = 0.0058 \text{ H}$
✎ Nombre de paire de pôles	$p = 3$
✎ Amplitude des flux des aimants permanents	$\varphi_f = 0.1546\text{Wb}$
✎ Moment d'inertie	$J = 0.00176 \text{ Kg.m}^2$

ANNEXE B

Schéma d'un onduleur de tension triphasé (deux niveau) :

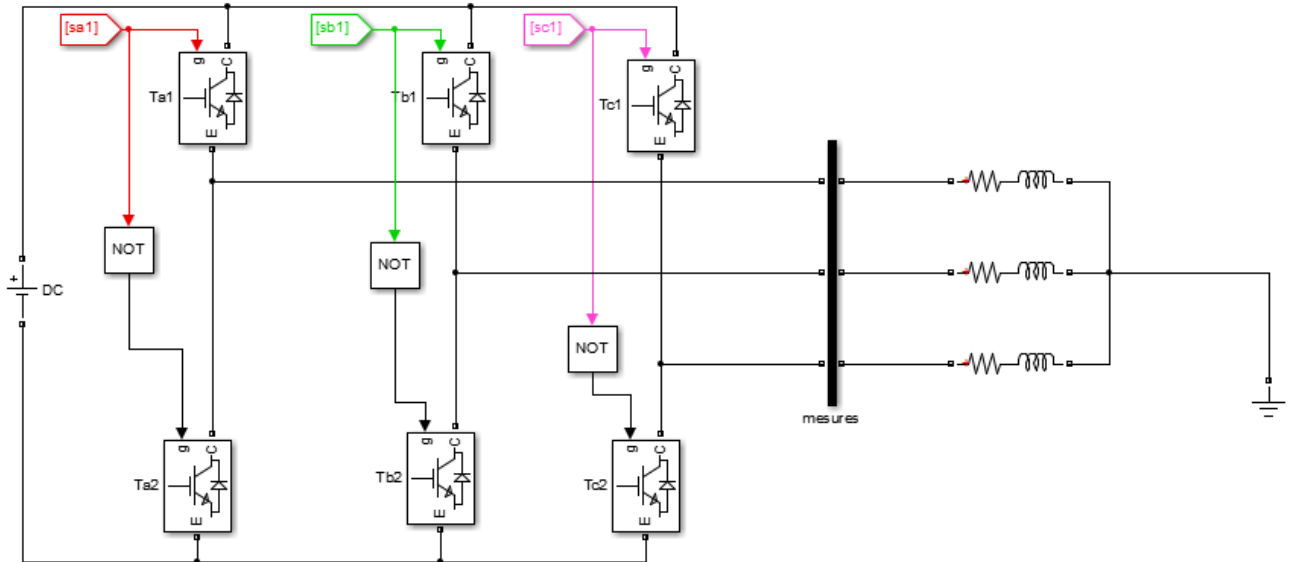
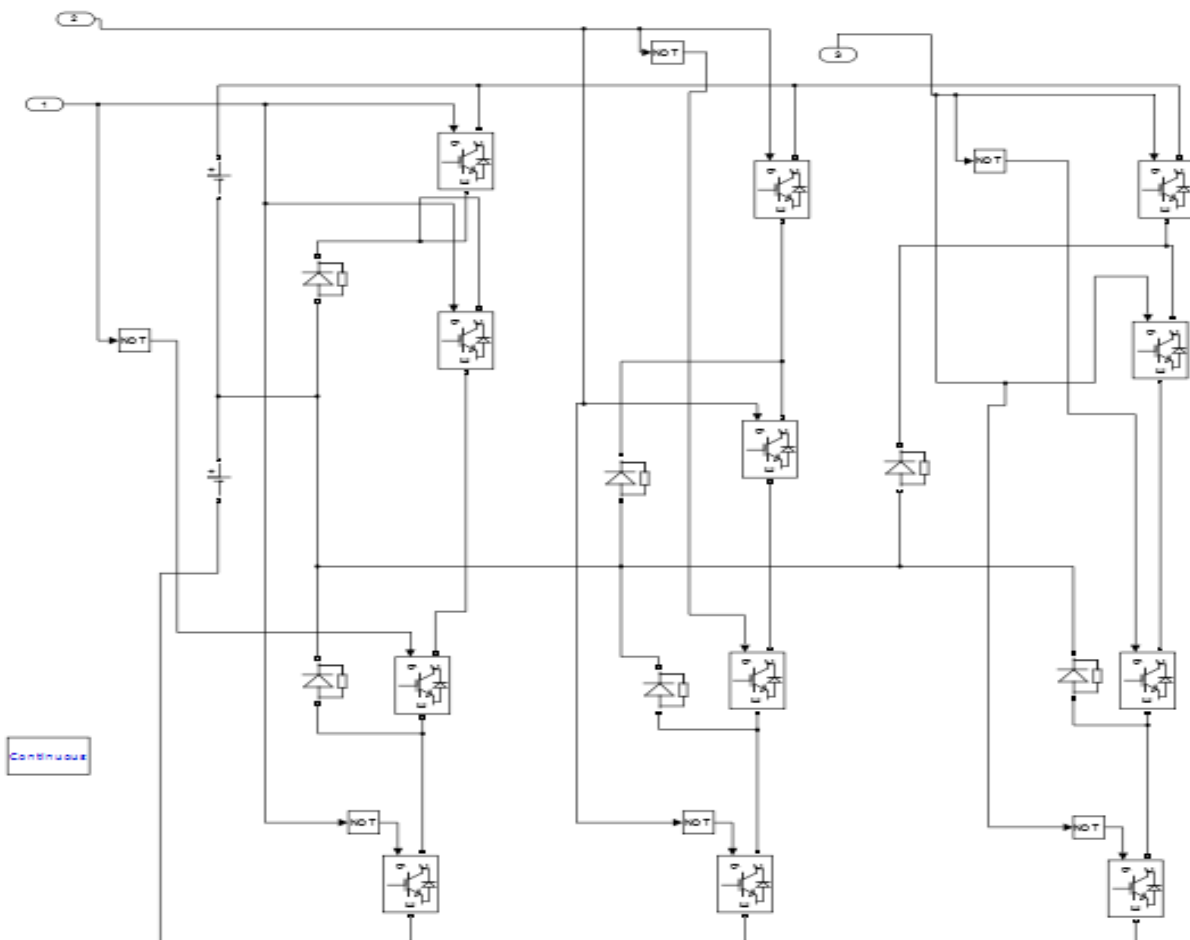
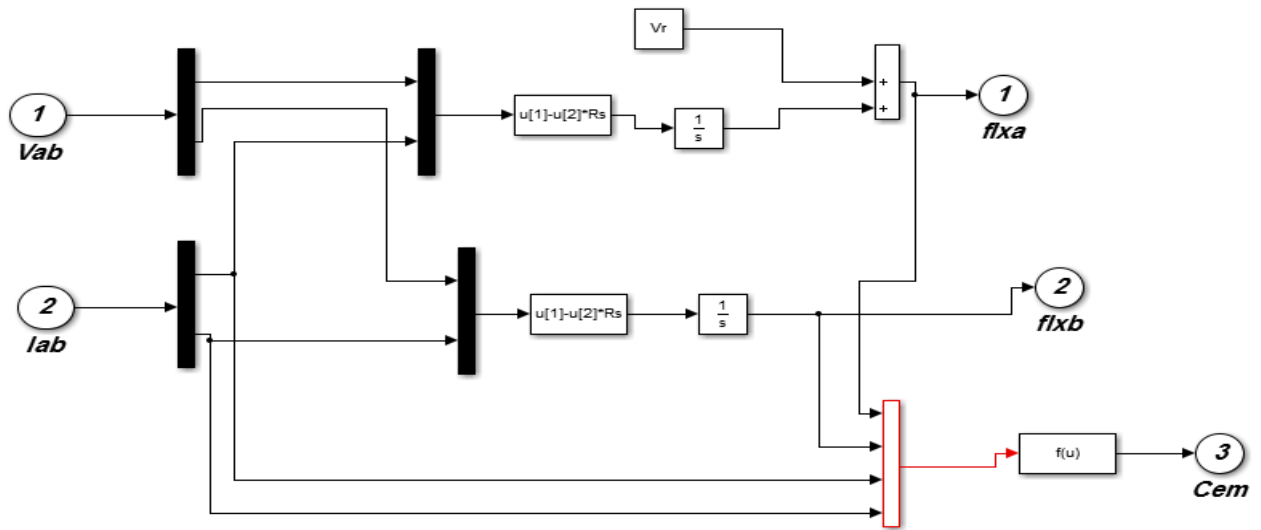


Schéma d'un onduleur de tension triphasé (trois niveau NPC) :

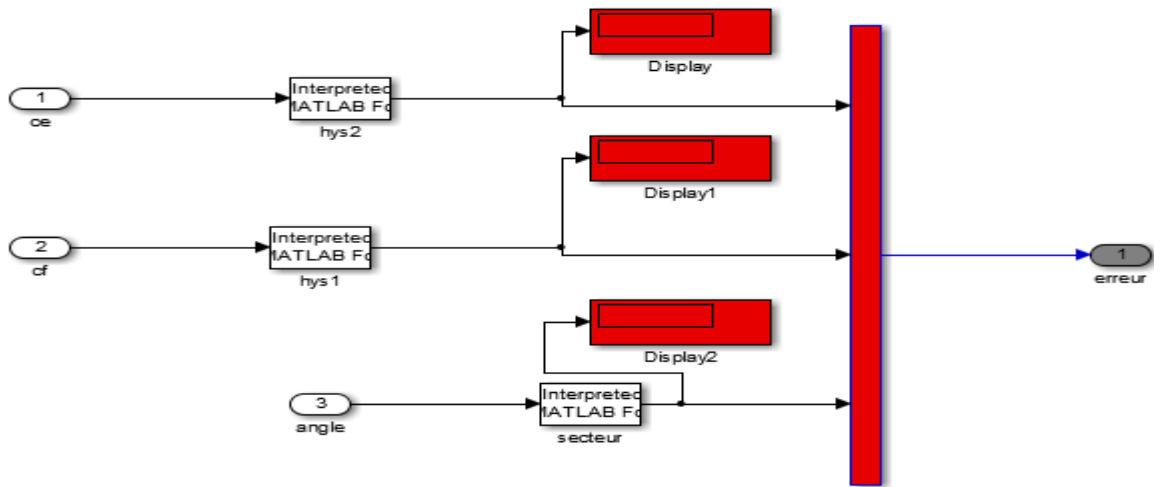


ANNEXE C

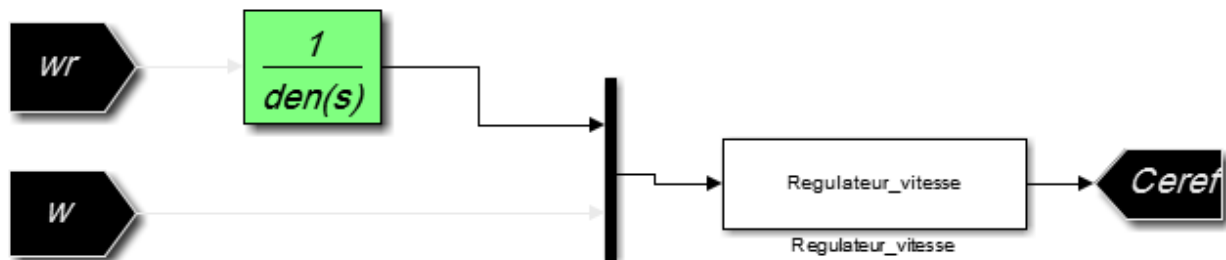
Bloque de estimation ;



DTC controller ;



Bloque de régulateur ;



REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES



- [1] B. Boussad, « **Contribution a la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs application aux machines a aimants permanents (BDCM-PMSM)** », Thèse de Doctorat, Université mouloud Mammeri, **Tizi-Ouzou**, 2012.
- [2] Bulent Ustuntepe, «**A novel two parameter modulations and neutral point potential control method for the three level neutral point clamped inverter** » Master thesis of science, Dept of Electrical Engineering and Electronics Engineering, December 2005.
- [3] Xuezhi WU, Lipei Huang, « **Direct torque control of three level inverter Using Neural networks as Switching vector selector**», Dept of Electrical Engineering, Tsinghua Univ-Beijing China, 2009.
- [4] B. Naas, L. Nezli, M. Elbar, « **Direct Torque Control of Double Star Synchronous Machine**, International Journal of Recent Trends in Engineering, Vol 2, No. 5, November 2009.
- [5] H. Terrafi, « **Commande directe du couple douze secteurs d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur de tension a trois niveaux** », Mémoire mester, Université de **M'sila**, 2015.
- [6] B, Ali, « **Contribution à l'étude de système de commande d'une éolienne** », Mémoire de Magister, l'université de Mouloud Mammeri, **Tizi-Ouzou**, 2011.
- [7] Y, Amara, « **Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation Application au véhicule hybride** », Thèse doctorat, l'université **Paris XI**, 2001.
- [8] N, Bianchi, S, Bolognani, « **Reducing Torque Ripple in PM Synchronous Motors by Pole Shifting** », International Conference on Electrical Machines, Helsinki, Finland, August, 2000, vol. 3, pp.1222-1226.
- [9] N, Khalil, « **Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone** », Mémoire magister, l'université Mentouri, **CONSTANTINE**, 2010.
- [10] D, Fodorean, « **Conception et réalisation d'une machine synchrone à double excitation : Application à l'entraînement direct** », Thèse de Doctorat de l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard et de l'Université Technologique de Cluj-Napoca, 2005.
- [11] H, Bensaadi, « **Commande DTC-SVM d'une machine synchrone à aimants permanents** », Ingénieur d'état en électrotechnique, Université de **Batna**, 2011.
- [12] M, Alaa EA, « **Commande non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents avec observation en utilisant le filtre de kalman étendu** », Mémoire de master, Université de **M'sila**, 2012.

- [13] H, Mohammed I, « **Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant** », Mémoire magister, Université de Biskra, 2011.
- [14] B, Zouhir, H, Azouz, « **Diagnostic des défaillances par la technique de réseade neurone artificiel appliqué sur la machine synchrone a aimants permanents** », Mémoire d'ingénieur d'état, M'sila, 2005.
- [15] A. Kaddouri, « **Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents** », Thèse de doctorat, Université laval québec Canada, 2000.
- [16] T, Mohammed, **Amélioration de la commande directe du couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents** Mémoire de master, Université de M'sila, 2013.
- [17] A, Adel, « **Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable** », Mémoire Magister, Université d'Annaba, 2010.
- [18] H, Ziane, J.M, Retif, T, Rekioua, « **Fixed-switching-frequency DTC controlfor PM synchronous machine withminimum torque ripples** », CAN. J. ELECT. COMPUT. ENG., VOL. 33, NO. 3/4, SUMMER/FALL 2008
- [19] F. Sabrina, B. Sara, « **Commande par la logique floue de la machine synchrone a aimants permanents** », Mémoire d'ingénieur d'états, M'sila, 2005.
- [20] K, Base B, « **Power Electronics and AC Drives** », Prentice Hall, New Jersey, 1989.
- [21] B, Aziza, « **convertisseur de fréquence indirect à rapport de tension fixe : interface entre turbo-alternateurs à haute vitesse et réseau électrique** », Thèse EPFL, N°.3733, présenté 2007.
- [22] Thierry A, Meynard, Henri Foch, Philippe Thomas, Jacques Courault, Roland Jakob, and Manfred Nahrstaedt, « **Multicell Converters: Basic Concepts and Industry Applications** », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 5, pp. 955-964, October 2002.
- [23] J, Rodriguez, J.-S. Lai and F.Z.Peng, « **Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications** », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, August 2002. Transactions on Industry Applications, vol. 32 no. 3, May/June 1996.
- [24] H, Foch, F, Forest, « **Onduleurs de tension Structures. Principes. Applications** », Technique d'ingénieur..
- [25] B, Ustuntepe, « **A novel two parameter modulations and neutral point potential control method for the three level neutral point clamped inverter** », Master thesis of science, Dept of Electrical Engineering and Electronics Engineering, December 2005.

[26] L, Jean-Paul, B, Claude, « **Commande numérique Système triphasés : régime permanent** », Technique de l'ingénieur(D3642), Novembre 2008.

[27] A, Nabae, I, Takahashi, and H, Akagi, « **A new neutral-point-clamped PWM inverter** », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA - 17, pp. 518- 523, September/October 1980.

[28] S, Arezki, « **Contribution au contrôle direct du couple(DTC) d'une machine Asynchrone à cage Alimentée par un onduleur multiniveaux** », Mémoire de Magister, Univ_Boumerdès (FHC), 2009.

[29] M, Jean-Sébastien, « **Etude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques : topologies, modulation et commande** », thèse NO 3188, Lausanne, EPFL 2005.

[30] Y, Khadidja, « **Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multiniveaux moteur à induction** », Mémoire de Magister, Université BATNA, 2005.

[31] K, Ghedamssi, E, Berkouk, K, Aliouane, « **Etude comparative entre deux stratégies de commande d'un onduleur de tension à trois niveaux** », 1ère Conférence Nationale Sur l'électrotechnique et ses Applications. Sidi bel Abbes 24-25 mai 2004.

[32] F, Morand, « **Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones** », Thèse CEGELY, Lyon (INSA de Lyon), 07 janvier 2005.

[33] H, Merouane, « **Commande directe du couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension** », Mémoire mester, Unvi_M'sila, 2013.

[34] B, Omar fethi, « **Application des techniques de l'intelligence artificielle (LF-RN) pour le contrôle direct du couple d'une MAS alimentée par des onduleurs multi niveaux** », Mémoire de Magister, USTO, 2013.

[35] Z. Boubaker, « **Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire** », Ingénieur d'État en Électrotechnique de l'Université de Batna, 2008.

[36] C. Ali, R. Nedjmeddine, G. Hassen, « **Application des techniques de l'intelligence artificiel pour le contrôle direct du couple d'une MAS** », Mémoire de Magister, Unvi_Setif, 2009.

[37] C. Carloss de Wit, « **Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC** », Edition Hermes Sciences Europe, 2000.

[38] B. Sebti, « **Contribution à la commande directe du couple de la machine à induction** », Thèse de doctorat, Université de Batna ,2005.

[39] A. Selloum, « **Commande équivalente en vitesse et en position d'une MSAP** », PFE_Université Ferhat Abbes, Unvi_Setif, 2002.

[40] H.Yanyour, J.Saadi, A.Khoumsi, « **Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée a la machine asynchrone (DTC)** », 6^e Conférence Francophone de Modélisation et Simulation – MOSIM'06 – du 3 au 5 avril 2006 –Rabat – **Maroc**.

[41] C, Souad, « **Commande Vectorielle Robuste d'une Machine a Induction sans Capteur de Vitesse** », These de doctorat, **l'université de Batna**, 2005.

[42] N, Said, « **Contribution a l' identification et a la Commande de la Machine a Induction** », Thèse D' états ES Science de L' institut de Génie Electrique, **Université de Batna**, 1992.

[43] M. T, Raid, « **contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone** », These de doctorat, **l'université de constantine**, 2008.

[44] R, Zaimeddine, E.M, Berkouk, « **Enhanced Direct Torque control Using a Three-Level Voltage Source Inverter** », Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Systems, Athens, Greece Article No. 63 Year of Publication: 2005 ISBN:960-8457-29-7.

[45] M, Iqbal. B, madjid. S, Nadia, « **Nouvelle table de commande pour le contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux de tension** », CGE'05, 16-17 avril 2007, EMP Bordj-El-Bahri, **ALGER**.

[46] B, Lotfi, « **Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques** », Thèse doctorat en génie électrique de l'UPH Nancy-1, 14/01/1999.

[47] V, Chitra, S, Prabhakar, « **Induction Motor Speed Control using Fuzzy Logic Controller** », Proceedings of world academy of science, Engineering and technology, Volume 17, December 2006.

[48] A, Marie Arker Hissel, « **Contrôle Direct du Couple Electromagnétique de Machines Asynchrones de Grande Puissance** », Thèse Doctorat, **ENSEEIH Toulouse**,1999.

[49] C, Abdesselem, « **Conception d'une commande floue directe du couple (FDTC) de la machine asynchrone basée sur la SVM** », These de doctorat, **l'université de Batna**, 2013.

[50] D, Swierczynski, M. Kazmierkowski, F. Blaabjerg, « **DSP Based Direct Torque Control of à Permanent Magnet synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM)** », 0-7803-7369-3/02/\$17.00©2002 IEEE.

[51] L, Bouras, « **contrôle direct du couple base sur la modulation vectorielle avec régulateurs à hystérésis appliqué à la machine à induction** », IEEE int confe pcese 05 may 9- 11 -2005 oum el bouaghi

[52] M, Boussak, « **Implementation and experimental investigation of sensor-less speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive** », IEEE Trans. Power Electron,vol. 20, no. 6, pp. 1413–1422, Nov. 2005.

RESUME

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTROTECHNIQUE
SPECIALITE : INGENIRIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par :

M. BAHIDDINE Miloud

Présenté par :

KHADAR Saad

THEME :

Les stratégies de réduction des fluctuations du couple et du flux d'une machine synchrone à aimants permanents commandé par DTC

Résumé :

Aujourd'hui, il est possible d'obtenir des machines MSAP aussi performantes que celles à courant continu grâce à la maîtrise de l'électronique de puissance et de commande. Par ailleurs, il existe de nouvelles méthodes de commande destinées aux applications type traction sans capteur de vitesse déjà étudiées s'agissant notamment de la technique de contrôle direct du couple (DTC). Cette dernière présente de nombreux avantages en comparaison à la technique vectorielle (FOC) d'une part et d'autre part la DTC n'exige qu'une paire de comparateurs à hystérises pour effectuer une commande dynamique du flux et du couple. Le travail présenté dans ce papier a pour objectif l'étude de stratégie de la commande directe du couple DTC appliquée aux machines de type synchrone MSAP ainsi que les différentes techniques d'amélioration et de réduction des fluctuations des variables couple et flux, pour un entraînement électrique avec une source de tension multiniveaux, capable de fournir une bonne dynamique du couple électromagnétique. Alors, l'amplitude et la vitesse de rotation du vecteur flux peuvent être contrôlées librement. Le contrôle direct du couple permet d'atteindre ces objectifs. En effet, selon le choix dans une table de commutation des vecteurs de sortie de l'onduleur le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment. Cette étude consiste à l'optimisation de l'algorithme DTC à trois niveaux, en appliquant plusieurs approches pendant la conception des tables de commutations afin d'améliorer les résultats classiques notamment la réduction d'ondulation du couple. Les résultats obtenus dans la DTC classique sont encore améliorés en appliquant la technique de la DTC_SVM, seront exploités dans ce travail pour la commande DTC de l'ensemble du système.

Mots clés : Machines synchrones, convertisseur statique, aimant permanent, contrôle du couple, régulateur, estimateur, commande SVM.

N° d'ordre : ISE_182