

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE SCIENCES ET TECHNOLOGIES

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

N° :



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE

FILIERE : Electromécanique

OPTION : Electromécanique

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par :

AROUSSE EL-AID
REBAHI FATEH

Intitulé

**Commande directe du couple de la machine synchrone
aimant permanent multi-phase alimentée par onduleur
multi-niveaux**

Soutenu devant le jury composé de :

Dr. Riyadh ROUABHI	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Mr. BAHIDDINE MILOUD	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Dr. Bilal BOUDJELLAL	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Année universitaire : 2020/ 2021

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



Remerciement

Avant tout, mes remerciements vont à **Allah** le tout puissant qui m'a aidé à faire ce travail et qui m'a donné le courage, la patience et la santé durant toutes ces longues années d'étude afin que je puisse arriver à ce niveau.

Ce travail de recherche a été effectué au sein de l'université de Mohamed Boudiaf - M'SILA, sous la direction scientifique de Monsieur BAHIDDINE Miloud que je tiens à remercier très vivement pour son enthousiasme envers mon travail, sa disponibilité et son soutien scientifique et humain. Je le remercie, également, pour la confiance qu'il m'a accordée, ses encouragements et ses précieux conseils.

J'adresse mes remerciements à tous les membres du jury d'accepter de juger ce modeste travail.

J'adresse un grand merci à mon frère khalid lahouar , bahaa zaoich et fatima ,asma, aycha et tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin durant ces années de recherche et d'études. Je ne peux conclure sans un mot de remerciement à tous mes enseignants tout le long de ma formation.

Enfin, un grand merci à mes parents, et à toute ma famille pour leur amour et leur soutien surtout durant les deux dernières années.





Dédicace

JE TIENS À DÉDIER CE MODESTE TRAVAIL AVANT
TOUT :

✚ À MA MÈRE, MA FIERTÉ ET MON BONHEUR.

✚ À MON TRÈS CHÈRE PÈRE, L'HOMME QUI ME
DONNÉ LE DÉSIR D'APPRENDRE ET LE SAVOIR
VIVRE.

✚ MES CHERS GRAND PARENTS ALLAH
YARHAMHOM

✚ À MES TRÈS CHÈRES FRÈRES
(OUALIDE, IMAD, KHALIL) .

✚ MES TRÈS CHÈRES SOEURS .

✚ À TOUTE LA FAMILLE AROUSSI

✚ À MES AMIS PROCHE FATEH, HAROUN, FAISSAL,
AMDJED, YAZID, ABDO, KARIM, AYMEN ET TOUS
CHACUN À SON NOM ET F.A .

AROUSSI EL-AID





Dédicace

A ma Mère et mon Père

A ma Famille

A Mon chère amie

EL-AID AROUSSI

A tous mes amis

Faissal, Haroun, Amdjed, Yazid, Rafik,

Mohamed, Ibrahim

Et tous chacun à son nom

Sommaire

Liste des figures	I
Liste des tableaux.....	III
Symboles et abréviations	V
Introduction Générale	1

CHAPITRE I

I.1. Introduction	3
I.2. Description de la machine synchrone à aimant permanent double étoile.....	3
I.2.1. Définition de La machine synchrone :	3
I.3. Constitution de la machine synchrone.....	4
I.3.1. L'induit (stator) :	4
I.3.2. Le Rotor (inducteur) :	5
I.4. Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent double étoile	6
I.5.1 Les avantages	7
I.5.2. Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents double étoiles	7
I.6. Domaines d'application.....	8
I.7. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanent double étoile.....	8
I.7.1. Hypothèses simplificatrices	8
I.7.2. Modèle de la machine synchrone à aimant permanent double étoile dans le repère (ABC).....	9
I.7.2.1. Équation électrique	10
I.7.2.2. Équation magnétique	10
I.7.2.3. Équation mécanique	10
I.7.3. Transformation triphasé- biphasé	11
I.7.3.1. Modèle de la machine synchrone à aimant permanent double étoile dans le Repère (α , β).....	11

I.7.3.2. Transformation de PARK	14
I.7.4. Choix du référentiel	15
I.7.4.1. lié au stator (fixe comme le stator)	15
I.7.4.2. lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor)	15
I.7.4.3. lié au champ tournant (référentiel immobile par rapport au champ tournant)	15
I.7.5. Modèle de la MSAPDE dans le repère (d, q).....	16
I.7.5.1. Equation des flux au système biphasé (d, q).....	16
I.7.5.2. Équation des tensions dans le système biphasé (d, q).....	16
I.7.5.3. Equation Couple électromagnétique dans le système biphasé (d, q)	16
I.7.5.4 La Forme Matricielle	17
I.7.5.5. Equations d'état de la machine synchrone à aimant permanent double étoile.....	17
I.7.6. Schéma équivalent de la MSAPDE dans le repère PARK (d, q)	18
I.8. Résultats de simulation.....	19
I.8.1. Test à vide.....	19
I.8.2. Test en charge :	20
I.8.3. Interprétation des résultats de simulation.....	21
I.9. Conclusion	22

CHAPITRE II

II.1. Introduction	23
II.2. Présentation de l'onduleur trois niveaux	23
II.3. Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.....	24
II.3.1 Etats de l'onduleur	27
II.4. Modélisation de l'onduleur trois niveaux	28
II.4.1. Les tensions composées.....	30
II.5. Modélisation vectorielle de l'onduleur trois niveaux.....	30
II.6. Valeurs atteintes par les tensions de l'onduleur trois niveaux	32
II.7. Projection du vecteur de tension V_s dans le plan de tension (α - β)	33
II.8. CONCLUSION	33

CHAPITRE III

III.1. Introduction.....	34
III.2. Principes généraux de La commande directe du couple.....	34
III.3 Stratégie de commande directe du couple et de flux	35
III.5. Contrôle de flux et de couple.....	37
III.5.1 Contrôle du flux statorique.....	37
III.5.2 Contrôle du couple électromagnétique.....	39
III.6. Sélection du vecteur tension	41
III.7. Les Estimateurs	42
III.7.1. Estimation du flux statorique	42
III.7.2. Estimation du couple électromagnétique	43
III.8. Elaboration des contrôleurs.....	43
III.8.1. Contrôleur de flux à deux niveaux	43
III.8.2. Contrôleur du couple.....	45
III.9. Elaboration des tables de commutation	46
III.9.1. Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles	46
III.9.2. Table de commande du flux	47
III.9.3. Table de commande du couple.....	47
III.9.4. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles.....	48
III.9.4.1 Table de commutation avec les vecteurs tensions actifs	48
III.9.4.2 Elaboration de la table de commutation avec les vectrices tensions nulles	48
III.10 Onduleur trois niveaux de tension de type NPC.....	49
III.10.1 Commande directe par un correcteur du flux à deux niveaux et un correcteur du couple à trois niveaux.....	49
III.10.1.1 Elaboration de la table de commutation de la DTC	49
III.10.1.2 Table de commutation de la commande DTC.....	49
III.10.2 Contrôle directe par correcteur du flux trois niveaux et par correcteur du couple cinq niveaux	50
III.10.2.1 Elaboration de la table de commutation de la DTC onduleur trois niveaux	50
III.10.2.2. Correcteur de flux à trois niveaux.....	50

III.10.2.3 correcteur de couple à cinq niveaux.....	51
III.10.2.4. Table de commutation de la commande DTC.....	52
Cette table est valide dans les deux sens de rotation de la machine. Ce tableau est représenté dans littérature dans les travaux de [18].....	53
III.11. Réglage de vitesse de la MSAPDE.....	53
III.13. Schéma de simulation de la DTC appliquée au MSAPDE.....	56
III.14.Résultats de simulation	56
III.14.1. Résultats de simulation de la DTC par un correcteur du flux à deux niveaux et un correcteur du couple à trois niveaux	57
III.14.1.1.Test de robustesse vis-à-vis aux variations non paramétriques.....	57
III.14.1.2.Test de robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques.....	65
III.14.2. Résultats de simulation de la DTC par un correcteur du flux à trois niveaux et un correcteur du couple à cinq niveaux.....	68
III.14.2.1.Test de robustesse vis-à-vis aux variations non paramétriques.....	68
III.14.2.2. Test de robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques.....	75
III.15. Conclusion	78
Conclusion générale.....	79
Annexe	81
Références bibliographiques	83

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1 La machine synchrone.....	4
Figure I.2 différents types de rotors d'une MSAPDE.....	5
Figure I.3 <i>Représentation Spatiale des Enroulements Statoriques de la MSAPDE</i>	6
Figure I.4 <i>représentation schématique du modèle de la MSAPDE</i>	9
Figure I.5 Les différents couples qui agissent sur le rotor	10
Figure I.6 . <i>Représentation de la MSAPDE dans le repère ($\alpha 1 - \beta 1$) et ($\alpha 2 - \beta 2$)</i>	12
Figure I.7 Représentation de la MSAPDE dans le repère ($\alpha 1 - \beta 1$).....	12
Figure I.8 La représentation schématique de la machine dans le repère (d, q)	16
Figure I.9 schéma block de MSAPDE	18
Figure I.10 Détail du schéma Simulink de la MSAPDE.....	18
Figure I.11 Performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'un démarrage à vide.	20
Figure I.12 Performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'une application d'un couple résistant $C_r=15N.m$ $t=3s$	21

Chapitre II

Figure II.1 Onduleur à trois niveaux à structure NPC alimenté une MSAPDE.....	25
Figure II.2 1ere configuration du 1er bras.	26
Figure II.3 2eme configuration du 1er bras.....	26
Figure II.4 3eme configuration du 1er bras.....	27
Figure II.5 Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras D'onduleur à trois niveaux de type NPC.....	27
Figure II.6 Etat de l'onduleur.....	28
Figure II.6 <i>Représentation dans le plan (α, β) des vecteurs de tension de L'onduleur à trois niveaux de tension</i>	33

Chapitre III

Figure III.1. Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	38
Figure III.2.a <i>Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.</i>	40

Figure III.2.b Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.....	40
Figure III.3 Application d'un vecteur actif.....	41
Figure III.4 Application d'un vecteur actif.....	41
Figure III.5 Application d'un vecteur nul.....	41
Figure III.6 Choix de la vectrice tension.....	42
Figure III.7 Contrôle à hystérésis à deux niveaux.....	45
Figure III.8.a Sélection des vecteurs V_s correspondant au contrôle de l'amplitude.	45
Figure III.8.b Contrôle à hystérésis à deux niveaux.....	45
Figure III.9 Correcteur à hystérésis à deux niveaux... ..	47
Figure III.10 Correcteur à hystérésis à trois niveaux.	47
Figure III.11 Comparateur à hystérésis à trois niveaux.. ..	51
Figure III.12 Comparateur à hystérésis de couple à cinq niveaux.	52
Figure III.13 Régulation de la vitesse.....	55
Figure III.14 Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.. ..	56
Figure III.15 Structure globale DTC avec onduleur à trois niveaux.....	56
Figure III.16: Schéma de simulation de la DTC appliquée au MSAPDE.....	57
Figure III.17 Résultat de simulation de la MSAPDE commandée Par DTC (En charge $C_r = 0\text{N.m}$, $w_r = 100\text{ rad/s}$).....	60
Figure III.18 Résultat de simulation de la MSAPDE commandée Par DTC (En charge $C_r = 5.5\text{N.m}$, $w_r = 100\text{ rad/s}$).....	62
Figure III.19 Résultat de simulation de la MSAPDE commandée par DTC avec inversion de sens de rotation.....	64
Figure III.20 Résultat de simulation de la MSAPDE commandée par DTC avec variation de résistance R_s	67
Figure III.21 Résultat de simulation de la MSAPDE commandée Par DTC (En charge $C_r = 0\text{N.m}$, $w_r = 100\text{ rad/s}$).	70
Figure III.22: Résultat de simulation de la MSAPDE commandée Par DTC (En charge $C_r = 8\text{N.m}$, $w_r = 100\text{ rad/s}$).	72
Figure III.23: Résultat de simulation de la MSAPDE commandée Par DTC (En charge $C_r = 8\text{N.m}$, $w_r = 100\text{ rad/s}$).	74
Figure III.24 R_s	77

Liste des tableaux

Chapitre II

Tableaux II.1 Table de commutation du convertisseur NPC 3 niveaux.....	24
Tableaux II.2 Table d'excitation des interrupteurs d'un bras d'onduleur à trois niveaux..	27
Tableaux II.3 Les 27 vecteurs de tensions à la sortie d'un onduleur à trois niveaux.....	30

Chapitre III

Tableaux II.1 Table de vérité d'un onduleur triphasé.....	35
Tableaux II.2 Position du vecteur flux statorique.....	41
Tableaux II.3 Table de commutation généralisée.....	45
Tableaux II.4 Table de commande du flux.....	45
Tableaux II.5 Table de commande du couple.....	46
Tableaux II.6 Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tension actif.....	46
Tableaux II.7 Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tensions nuls.....	47
Tableaux II.8 Répartition en 3 groupes des groupes des vecteurs de tensions de l'onduleur à trois niveaux.....	47
Tableaux II.9 Sélection des tensions V_s d'un onduleur trois niveaux de tension de type NPC.....	48
Tableaux II.10 Répartition en 4 groupes des groupes des vecteurs de tensions de l'onduleur à trois niveaux.....	50
Tableaux II.11 Sélection de la tensions V_s de l'onduleur niveaux de tension de type NPC.....	52

Symboles et abréviations

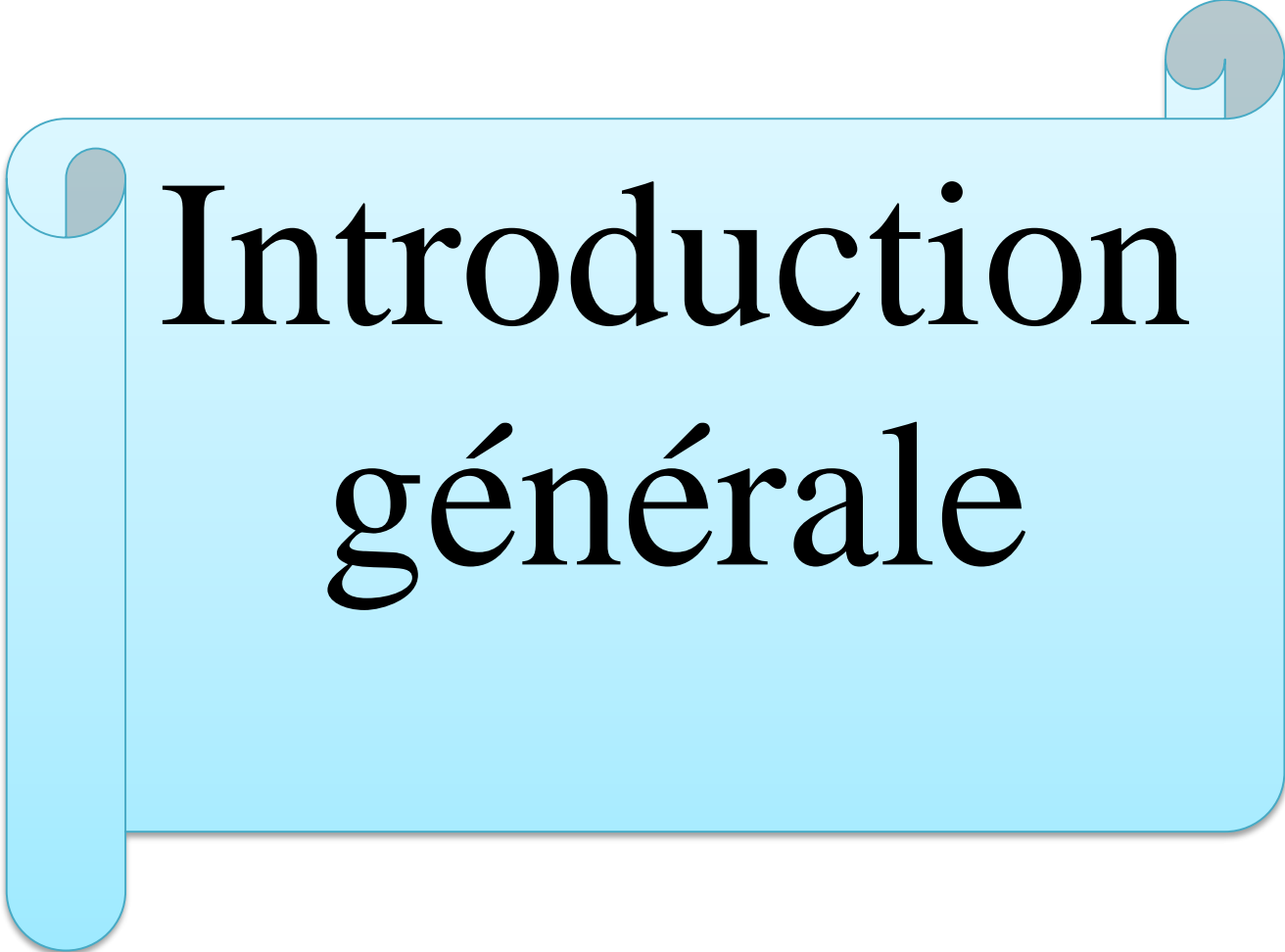
❖ Symboles

<i>symbole</i>	<i>Signification</i>
T_e	La period d'échantillonnage
J	moment d'inertie.
f	C'est le coefficient de frottement visqueux
C_e	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant (couple de charge)
θ	Angle électrique indiquant la position du rotor par rapport à l'axe de la première phase de la première étoile)
γ	Angle électrique correspondent au décalage angulaire entre deux étoiles
ω_s	la vitesse de Ce champ tournant (vitesse de synchronism)
Ω	Vitesse de rotation rotorique de la machine
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park
$[P(\theta)]^{-1}$	Matric de transformation inverse de Park
$[D_{33}]$	Matric de transformation de Concordia
$[D_{33}]^{-1}$	Matric de transformation inverse de Concordia
$[D_{32}(0)]^{-1}$	Est. la transformation "triphasee - diphasée"
$[D_{32}(\gamma)]^{-1}$	Est. la transformation de Concordia suivie d'une rotation d'un angle(γ).
X_{abc}	Représente d'une grandeur exprimé dans le repère abc
X_{dq0}	Représente d'une grandeur exprimé dans le repère dq0.
$X_{\alpha\beta0}$	Représente d'une grandeur exprimé dans le repère $\alpha\beta0$.
a1, b1, c1	phases du premier stator1.
a2, b2, c2	phases du second stator2
$[V_{sabc}]$	Vecteur tension statorique1.
$[V_{sarbrcr}]$	Vecteur tension statorique 2.
$[i_{sabc}]$	Vecteur courant statorique 1
$[i_{sarbrcr}]$	Vecteur courant statorique 2.
R_{s1}	Résistance statorique par phase de stator 1

R_{s2}	Résistance statorique par phase de stator 2
$[\varphi_{sabc}]$	Vecteur flux statorique 1.
$[\varphi_{sa'rb'rc'}$	Vecteur flux statorique 2.
$[\varphi_{fabc}]$	Vecteur flux crée l'aimant à travers l'enroulement statorique 1.
$[\varphi_{fa'rb'rc'}$	Vecteur flux crée l'aimant à travers l'enroulement statorique 2.
(α, β)	Axes correspondents au referential fixe par rapport au stator.
$V_{\alpha s}$	La tension statorique de l'axe α
$V_{\beta s}$	La tension statorique de l'axe β
$i_{\alpha s}$	Le courant statorique de l'axe α
$i_{\beta s}$	Le courant statorique de l'axe β
φ_{α}	Représentent les flux statorique suivant l'axe α
φ_{β}	Représentent les flux statorique suivant l'axe β
$(d-q)$	Axes correspondents au referential fixe par rapport au stator.
V_{ds}	La tension statorique de l'axe d
V_{qs}	La tension statorique de l'axe q
i_{ds}	Le courant statorique de l'axe d
i_{qs}	Le courant statorique de l'axe q
M	Matrice des inductances mutuelles entre les deux étoiles
L_{ds}	Inductances propres selon les axes d de a mortisseur
L_{qs}	Inductances propres selon les axes q de a mortisseur
φ_d	Représentent les flux statorique suivant l'axe d
φ_q	Représentent les flux statorique suivant l'axe q
F_{Ks}	La fonction de connexion de chaque interrupteur qui décrit son état fermé ou ouvert.
F_{Km}^b	La fonction de connexion du demi-bras
$\overrightarrow{\varphi_s}(K)$	Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage k .
$\overrightarrow{\varphi_s}(K + 1)$	Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage $k+1$.
$\overrightarrow{\Delta\varphi_s}$	La variation du vecteur flux statorique.
Δc_{em}	La largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.

❖ **Abréviations**

MSDE	machine synchrone double étoile
MSAPDE	machine synchrone à aimants permanent double étoile
DTC	Direct Torque Control
PI	Proportionnel Intégral
N	Les secteurs

A light blue scroll graphic with a white border and three grey circular tabs at the top corners. The text is centered on the scroll.

Introduction générale

Introduction Générale

Ces dernières années, les variateurs de vitesse constitués d'une machine à courant alternatif associés à un convertisseur statique, ont attirés beaucoup d'attention des groupes de recherche et de l'industrie. Ils sont de plus en plus présents dans les domaines d'applications industrielles de fortes puissances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phase (multi-phases ($n > 3$)- ou multi-étoile).

Un des exemples les plus courants est la machine synchrone double étoile (MSDE), dans la configuration classique, son stator porte deux enroulements triphasés identiques décalé d'un angle électrique de 30° . 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.[1]

Ce travail a pour objectif principal d'étudier une technique de commande de la machine synchrone double étoile 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. Dans ces approches, les algorithmes de commande reposent sur une modélisation de la machine à piloter en considérant l'onduleur comme un actuateur de tension n'altérant pas celles-ci. [2]

La commande directe du couple (DTC, ou direct torque control) proposé par **Takahashi** et **Depenbrock** en 1985 est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel. Il a été introduit spécialement pour les machines asynchrones, ensuite, plusieurs études ont permis de développer plus précisément la connaissance de cette commande, cette technique de commande a été appliquée aussi sur les machines synchrones.

En effet, la commande DTC à partir de références externes, tel le couple et le flux, ne recherche pas, comme dans les commandes classiques les tensions à appliquer à la machine, mais recherche le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. La commande DTC considère le convertisseur associé à la machine comme un

ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation, la recherche de l'état de commutation le plus adapté à un instant de calcul reposant sur une heuristique des comportements des évolutions du flux et du couple en fonction des états de commutation considérés. [3]

Cette étude est basée sur la simulation sous **Matlab/Simulink** qui a été utilisée pour effectuer les simulations mentionnées.

Notre objectif est d'étudier et de modéliser la machine synchrone double étoile à aimants permanents afin de lui appliquer la techniques de commande robuste particulièrement la commande directe du couple DTC d'une part, et d'autre part de voir les performances de la machine en régime. Dans ce contexte, ce mémoire est scindé en trois chapitres :

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 MSAPDE dans le repère biphasé. Ce chapitre sera clôturé par une présentation des résultats de la simulation de la MSAPDE alimentée en tension par un réseau triphasé équilibré.

La modélisation de l'alimentation de la machine, par l'utilisation d'un onduleur trois niveaux du type NPC, fait l'objet de second chapitre.

Le chapitre trois sera consacré à l'étude de la commande directe du couple DTC, appliquée à la machine synchrone double étoile à aimants permanents. Après une étude théorique sur l'exploitation de cette technique de commande dans le contrôle de la machine synchrone double étoile à aimants permanents : Nous allons développer les étapes de dimensionnement de la commande puis nous allons simuler le fonctionnement du système régler ce qui nous permettra d'évaluer ses performances et de tester sa robustesse.

Nous terminerons à la fin par une conclusion générale, qui fait une synthèse de notre mémoire.

CHAPITRE I

Modélisation et
simulation de la
machine synchrone
à aimant permanent
double étoile

I.1. Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif sont largement utilisées dans le domaine des applications industrielles et domestiques, mais depuis longtemps on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multi phases", l'emploi de ces machines offre une alternative intéressante dans le domaine des applications de fortes puissances depuis la fin des années 1920. [1]

La modélisation d'une machine électrique quelconque est indispensable pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement d'une part, et d'autre part, lorsqu'on souhaite lui appliquer une commande particulière.

Ce chapitre permettra d'une part, de donner un aperçu général sur la machines synchrone double étoile à aimants permanents (différents types, avantages, inconvénients et domaine d'application) et d'autre part, d'introduire un modèle mathématique de base développé dans la littérature, pour la machine synchrone à aimant permanent double étoile.

I.2. Description de la machine synchrone à aimant permanent double étoile

I.2.1. Définition de La machine synchrone :

La machine synchrone est un système électrique permettant de convertir de l'énergie mécanique en énergie électrique « génératrice » et inversement « moteur ».

Ce type de machine qui fournit l'énergie électrique appelée par le réseau de distribution dans les centrales électriques « on parle d'alternateur ». Néanmoins, on la rencontre peu dans les applications domestiques, car elle est plus coûteuse à fabriquer et moins robuste que la machine asynchrone [4].

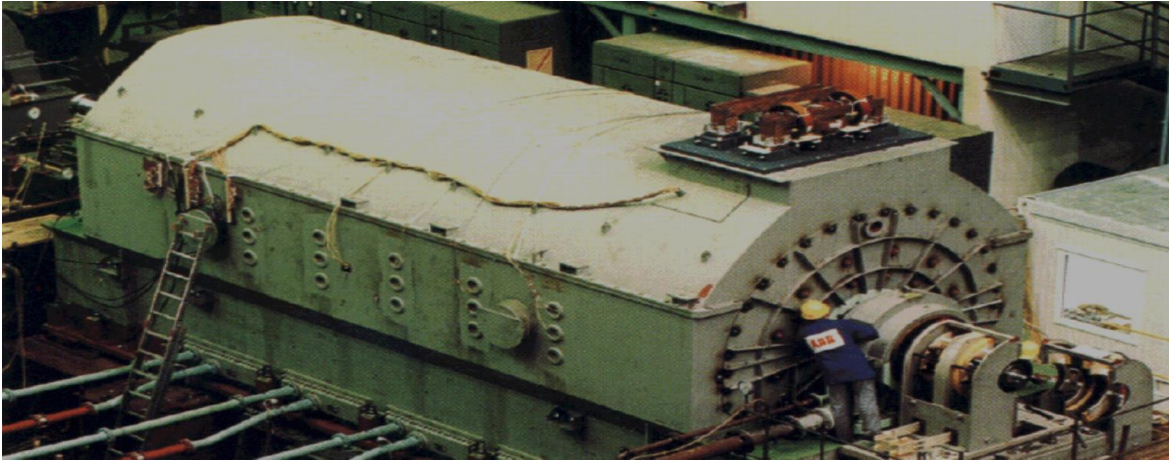


Figure I.1 : La machine synchrone.

I.3. Constitution de la machine synchrone:

La machine synchrone comporte deux parties distinctes :

- Une partie fixe appelée induit fixe portant deux enroulements triphasés (a_1, b_1, c_1 et a_2, b_2, c_2) montés en étoile et décalés entre eux d'un angle électrique ($\gamma=30^\circ$)
- Une partie mobile appelée rotor inducteur tournant à aimants permanents décalé par rapport à l'axe de la première phase statoriques d'un angle (θ) mesurant la position du rotor.
- La partie mobile (rotor), produit un champ magnétique constant.
- La partie fixe (stator) est soumise à un champ magnétique variable, elle doit être obligatoirement feuilletée afin de limiter les courants de Foucault et hystérésis. Les tôles, découpées à la presse, comportant des encoches où sont placés N conducteurs actifs reliés en série pour que les fem. s'ajoutent [5].

I.3.1. L'induit (stator) :

C'est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Il est constitué d'un certain nombre de bobines réparties dans des encoches qui constituent six bobinages décalés de 30° électriques dans l'espace. Elles sont destinées à créer un champ magnétique tournant lorsqu'on les alimente par un système triphasé équilibré de tensions.

I.3.2. Le Rotor (inducteur) :

Il est constitué d'un aimant permanent. Dans ce type de rotor, l'enroulement est remplacé par des aimants, ce qui a pour conséquence, l'élimination des balais et des bagues des aimants ; C'est- à- dire que l'aimantation est naturelle (matériaux diamagnétiques qui composent la roue polaire).

Le rotor possède différentes configurations, La figure I.1 montre trois cas : Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure(I.1.a). Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.

Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor), Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure (I.1.b) .Enfin la figure (I.1.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale. A cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine, l'inductance L_d sur l'axe direct est égale à l'inductance L_q sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas. [6]

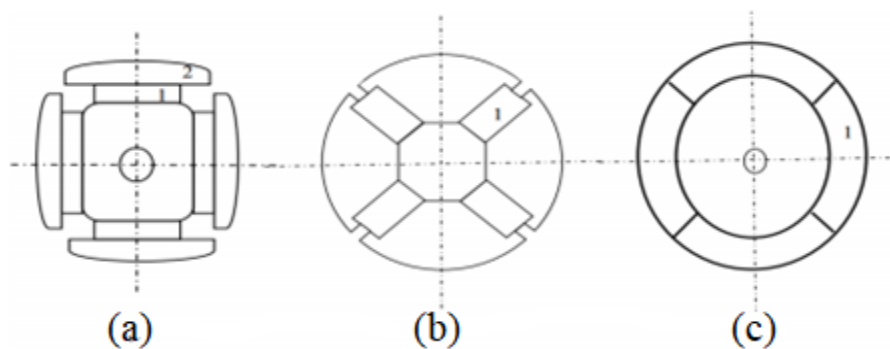


Figure I.2 : différents types de rotors d'une MSAPDE.

- (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2).
- (b) aimants permanents (1) noyés.
- (c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

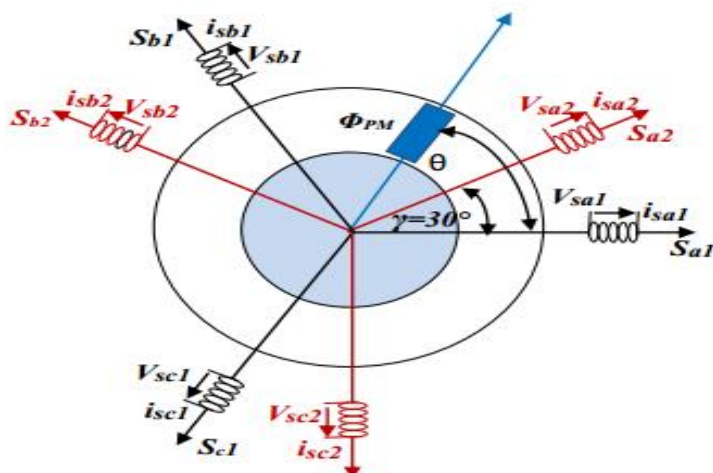


Figure I.3 : Représentation Spatiale des Enroulements Statoriques de la MSAPDE

Avec :

a1, b1, c1 : phases du premier stator.

a2, b2, c2 : phases du second stator.

θ : Angle électrique indiquant la position du rotor par rapport à l'axe de la première phase de la première étoile).

γ : Angle électrique correspondant au décalage angulaire entre deux étoiles.

I.4. Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent double étoile

Le principe du moteur synchrone repose sur l'interaction entre un champ magnétique tournant généré par des courants circulant dans les circuits statoriques, et un champ associé à l'aimant du rotor. [2]

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile -1- alimenté par des courants triphasés et l'étoile -2- alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle γ).

La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques (f) c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme W_s . La machine étudiée est une machine synchrone à aimant permanent double étoile formée d'un stator

constitué de deux bobinages triphasés montés en étoile et décalés entre eux d'un angle électrique ($\gamma = \pi/6$), et un aimant permanent décalé par rapport à l'axe de la phase statoriques de référence d'un angle δ mesurant la position du rotor.

I.5. Les avantages et les inconvénients de la machine synchrone à aimant permanent double étoile

I.5.1 Les avantages

Lors de construction des machines synchrones à aimants permanents double étoiles l'utilisation des aimants permanents a la place des bobinages d'excitation offrent beaucoup des avantages,[3]:

- Suppression de l'alimentation du rotor (absence du contact bagues balais).
- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator.
- Facteur de puissance et rendement du moteur est améliorées.
- Une meilleure performance dynamique.
- Construction et maintenance plus simple.
- Pas d'échauffement au rotor, et absence des pertes joules.

I.5.2. Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents double étoiles

Ces machines multiphasées présentent aussi des inconvénients suivants [1] :

- Prix des aimants le rend plus cher.
- La présence de pulsation de couple.
- Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les des contraintes. Comme la température max, courant max....etc.
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants.

I.6. Domaines d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents double étoile est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires), C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [7] :

- ❖ Les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- ❖ Les automobiles.
- ❖ Les équipements de technologie de l'information (DVD drives).
- ❖ Les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.
- ❖ Les applications de l'énergie de l'éolienne.
- ❖ Les applications robotiques.
- ❖ Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).

I.7. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanent double étoile

I.7.1. Hypothèses simplificatrices

Dans une machine plusieurs phénomènes complexes interviennent lors de son fonctionnement. Pour réduire et négliger cette complexité, il est important de poser les hypothèses simplificatrices suivantes, [8] :

- ❖ La saturation, les effets d'hystérésis des circuits magnétiques, pertes fer (hystérésis et courants de Foucault) et l'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances sont négligés.
- ❖ Les six phases statoriques ont les mêmes caractéristiques électriques.
- ❖ Les enroulements créent une force magnétomotrice à répartition sinusoïdale et on ne tient compte que de la première harmonique.
- ❖ L'effet d'amortissement au rotor est négligé.

- ❖ Le stator est supposé lisse en admettant que les irrégularités de l'entrefer liées aux encoches statoriques ont une influence négligeable, le couple de détente, dû à l'interaction des aimants rotoriques et les dents statoriques, sont alors négligé.
- ❖ La répartition de l'induction le long de l'entrefer est supposée sinusoïdale.
- ❖ L'entrefer est de largeur constante.
- ❖ Les effets des encoches ne sont pas pris en compte.

I.7.2. Modèle de la machine synchrone à aimant permanent double étoile dans le repère (ABC)

Le moteur synchrone à aimants permanents double étoile peut être modélisée par deux modèles [9], qui définissent par deux moteur synchrone à aimants permanents séparé. Le comportement dynamique de la MSAPDE est caractérisé par trois types de grandeurs : électriques, magnétiques et mécaniques. Ce comportement peut se traduire par trois types d'équations : équations électriques, équations magnétiques et équations mécaniques. Quand on modélisé aux équations mécaniques, elles seront introduites à la fin de la modélisation de MSAPDE.

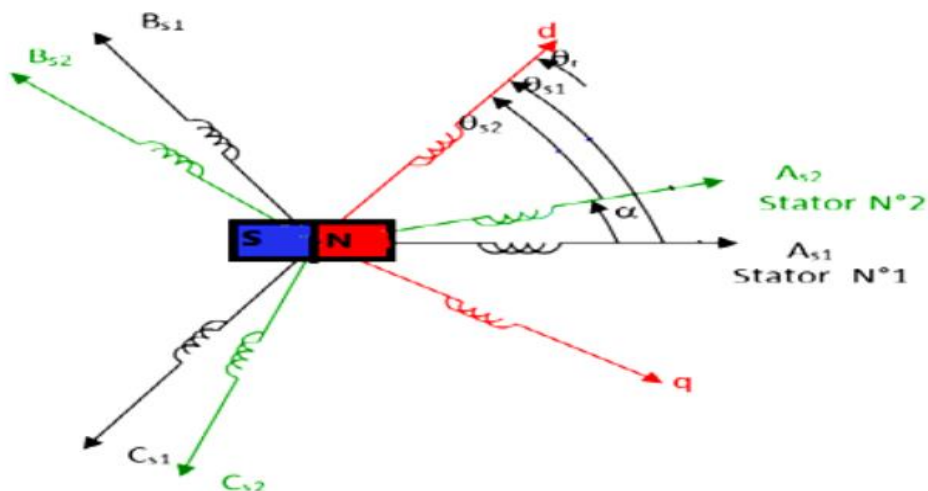


Figure I.4 : représentation schématique du modèle de la MSAPDE.

I.7.2.1. Équation électrique

$$\text{Stator 1 : } [V_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Stator 2 : } [V_{sa'b'c'}]_{s'} = R_s [i_{sa'b'c'}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sa'b'c'}] \quad (\text{I.2})$$

I.7.2.2. Équation magnétique

$$\text{Stator 1 : } [\varphi_{sabc}] = l_s [i_{sabc}] + [\varphi_{fabc}] \quad (\text{I.3})$$

$$\text{Stator 2 : } [\varphi_{sa'b'c'}] = l_s [i_{sa'b'c'}] + [\varphi_{fa'b'c'}] \quad (\text{I.4})$$

Où :

$[V_{sabc}]_s = [V_a \ V_b \ V_c] T$: vecteur tension statorique.

$[V_{sa'b'c'}]_{s'} = [V_{a'} \ V_{b'} \ V_{c'}] T$: vecteur tension statorique 2.

$[i_{sabc}] = [i_a \ i_b \ i_c] T$: vecteur courant statorique 1.

$[i_{sa'b'c'}] = [i_{a'} \ i_{b'} \ i_{c'}] T$: vecteur courant statorique 2.

$[\varphi_{sabc}] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c] T$: vecteur flux statorique 1.

$[\varphi_{sa'b'c'}] = [\varphi_{a'} \ \varphi_{b'} \ \varphi_{c'}] T$: vecteur flux statorique 2.

$[\varphi_{fabc}] = [\varphi_{af} \ \varphi_{bf} \ \varphi_{cf}] T$: vecteur flux crée l'aimant à travers l'enroulement statorique 1.

$[\varphi_{fa'b'c'}] = [\varphi_{a'f} \ \varphi_{b'f} \ \varphi_{c'f}] T$: vecteur flux crée l'aimant à travers l'enroulement statorique 2.

$$R_{s1} = R_{s2} = R_s$$

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice résistance du stator 1 (la même pour le stator 2).}$$

I.7.2.3. Équation mécanique

$$C_e - C_r - C_f = j \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{I.5})$$

$$C_e = C_{e1} + C_{e2} \quad (\text{I.6})$$

$$C_f = f\Omega$$

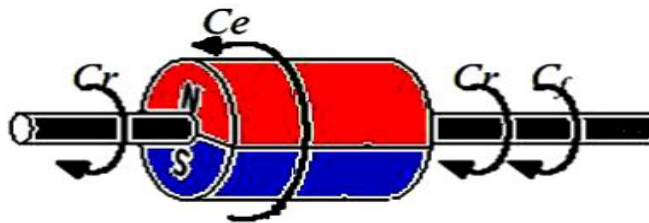


Figure I.5 : Les différents couples qui agissent sur le rotor.

Avec :

J : moment d'inertie.

Ω : vitesse de rotation rotorique de la machine

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge)

f : C'est le coefficient de frottement visqueux

I.7.3. 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. [10]

I.7.3.1. Modèle de la machine synchrone à aimant permanent double étoile dans le Repère (α, β)

La machine est constituée de deux étoiles ($i=1,2$), on peut la représenter dans le plan de Concordia par l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha si} \\ X_{\beta si} \\ X_{osi} \end{bmatrix} = [D_{33}]^{-1} \begin{bmatrix} X_{ai} \\ X_{bi} \\ X_{ci} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[D_{33}]^{-1} = [[D_{32}] \cdot [D_{31}]] \quad (I.8)$$

Avec :

$$[D_{33}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Si l'on sépare la composante homopolaire des coordonnées $X_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \end{bmatrix}$ la matrice D_{33}

Se décompose en deux sous matrice D_{31} et D_{32} .

Avec :

$$[D_{31}] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad [D_{32}] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

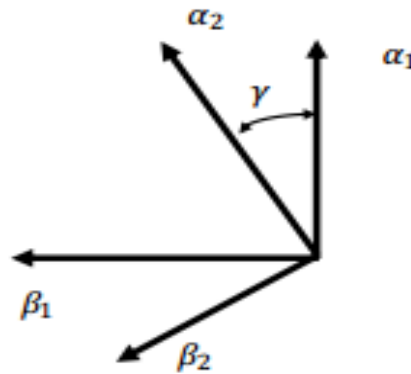


Figure I.6 : Représentation de la MSAPDE dans le repère $(\alpha_1 - \beta_1)$ et $(\alpha_2 - \beta_2)$.

Les deux transformations ci-dessus sont exprimées dans deux référentiels différents $(\alpha_1 - \beta_1, \alpha_2 - \beta_2)$ décalé d'un angle électrique. Cependant, pour éviter le couplage magnétique entre ces deux repères et afin d'exprimer dans le même référentiel les différentes grandeurs associées aux deux étoiles, on fait une rotation d'un angle identique au décalage entre les deux étoiles pour l'étoile 2 figure (I.6) Les transformations de Concordia sont utilisées dans le contrôle direct du couple (DTC-direct torque control).

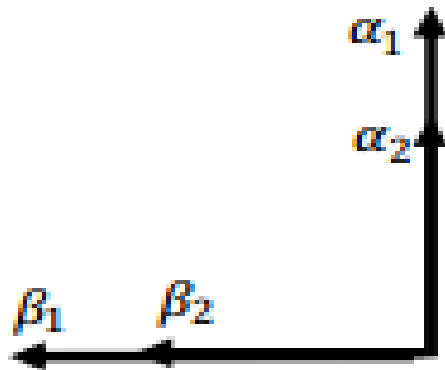


Figure. I.7 : Représentation de la MSAPDE dans le repère $(\alpha_1 - \beta_1)$.

Comme les courants dans les phases statoriques n'ont pas de composante homopolaire (la somme des courants de chaque étoile est nulle), le bobinage triphasé de chaque étoile statorique peut être remplacé par un bobinage diphasé équivalent. On applique à celles-ci la transformation "triphasee - diphasée" suivante : [8]

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha 1} \\ X_{\beta 1} \end{bmatrix} = [D_{32}(0)]^{-1} \begin{bmatrix} X_{a1} \\ X_{b1} \\ X_{c1} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} X_{\alpha 2} \\ X_{\beta 2} \end{bmatrix} = [D_{32}(\gamma)]^{-1} \begin{bmatrix} X_{a2} \\ X_{b2} \\ X_{c2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Où $[D_{32}(0)]^{-1}$ est la transformation "triphasee - diphasée" (transformation de Concordia) et $[D_{32}(\gamma)]^{-1}$ est la transformation de Concordia suivie d'une rotation d'un angle (γ) . Nous avons :

$$[D_{32}(\gamma)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma + 2\pi/3) & \cos(\gamma - 2\pi/3) \\ \sin(\gamma) & \sin(\gamma + 2\pi/3) & \sin(\gamma - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

On obtient les équations de tensions et de flux des bobines diphasées équivalentes :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s1} \\ V_{\beta s1} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha s1} \\ i_{\beta s1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha s1} \\ \varphi_{\beta s1} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s2} \\ V_{\beta s2} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha s2} \\ i_{\beta s2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha s2} \\ \varphi_{\beta s2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{\alpha s1} \\ \varphi_{\beta s1} \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} i_{\alpha s1} \\ i_{\beta s1} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{\alpha s2} \\ i_{\beta s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\alpha s1} \\ e_{\beta s1} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{\alpha s2} \\ \varphi_{\beta s2} \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} i_{\alpha s2} \\ i_{\beta s2} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{\alpha s1} \\ i_{\beta s1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\alpha s2} \\ e_{\beta s2} \end{bmatrix}$$

Pour les machines double-étoile à fém. sinusoïdale, on note que $e_{\alpha s1} = e_{\alpha s2}$ et $e_{\beta s1} = e_{\beta s2}$

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha 2} \\ e_{\beta 2} \end{bmatrix} = \varphi_{pm} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

A partir des équations (1.13) et (1.14) on obtient les équations de tensions statoriques dans le repère (α, β) comme suit :

$$V_{\alpha s1} = R_s \cdot i_{\alpha s1} + \frac{d}{dt} \cdot i_{\alpha s1} + M \cdot i_{\alpha s2} + \frac{d}{dt} \cdot e_{\alpha s1} \quad (\text{I.16})$$

$$V_{\beta s1} = R_s \cdot i_{\beta s1} + \frac{d}{dt} \cdot i_{\beta s1} + M \cdot i_{\beta s2} + \frac{d}{dt} \cdot e_{\beta s1} \quad (\text{I.17})$$

$$V_{\alpha s2} = R_s \cdot i_{\alpha s2} + \frac{d}{dt} \cdot i_{\alpha s2} + M \cdot i_{\alpha s1} + \frac{d}{dt} \cdot e_{\alpha s2} \quad (\text{I.18})$$

$$V_{\beta s2} = R_s \cdot i_{\beta s2} + \frac{d}{dt} \cdot i_{\beta s2} + M \cdot i_{\beta s1} + \frac{d}{dt} \cdot e_{\beta s2} \quad (\text{I.19})$$

Où : $M = 3(m/2)$ l'inductance magnétisante de la machine double-étoile (mutuelle inductance entre les bobines homologues $\alpha 1$ et $\alpha 2$ (ou $\beta 1$ et $\beta 2$)).

Selon la transformation de Concordia l'expression du couple électromagnétique s'écrit sous la forme :

$$C_{em} = \frac{P}{\omega} [(e_{\alpha 1} \cdot i_{\alpha 1} + e_{\beta 1} \cdot i_{\beta 1}) + (e_{\alpha 2} \cdot i_{\alpha 2} + e_{\beta 2} \cdot i_{\beta 2})] \quad (\text{I.20})$$

I.7.3.2. Transformation de PARK

La transformation de Park est définie par la matrice P aux vecteur originaux, $[V_{abc}]$, $[i_{abc}]$ et $[\varphi_{abc}]$, la transformation de park correspond aux vecteurs $[V_{dq0}]$, $[i_{dq0}]$, $[\varphi_{dq0}]$.

La transformation de Park est définie par :

$$[V_{abc}] = [P(\theta)][V_{dq0}] \quad (\text{I.21})$$

$$[V_{dq0}] = [P(\theta)]^{-1}[V_{abc}] \quad (\text{I.22})$$

$[P_{s1}(\theta)]$, $[P_{s2}(\theta)]$ et $[P(\theta)]^{-1}$ est des matrice de passage directe pour les deux stator et inverse, elles sont données par :

La matrice de Park pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

La matrice de Park pour l'étoile 2 :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

La matrice inverse de Park :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

I.7.4. Choix du référentiel

Les équations de la machine synchrone à aimant permanent peuvent être exprimées dans trois référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d-q) [11].

I.7.4.1. lié au stator (fixe comme le stator)

Dans ce référentiel, les axes (d-q) sont fixés par rapport au stator, dans ce cas la phase a 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. La vitesse du repère de PARK est : $\omega_\theta = 0$

I.7.4.2. lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor)

Dans ce référentiel, les axes (d-q) sont fixés par rapport au rotor (tournant à une vitesse ω_r). L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et transitoires dans les machines synchrones et asynchrones, dans ce cas : $\omega_\theta = \omega_r$

I.7.4.3. 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 continue. La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant est donné par : $\omega_\theta = \omega$ où ω est la pulsation de l'alimentation.

I.7.5. Modèle de la MSAPDE dans le repère (d, q)

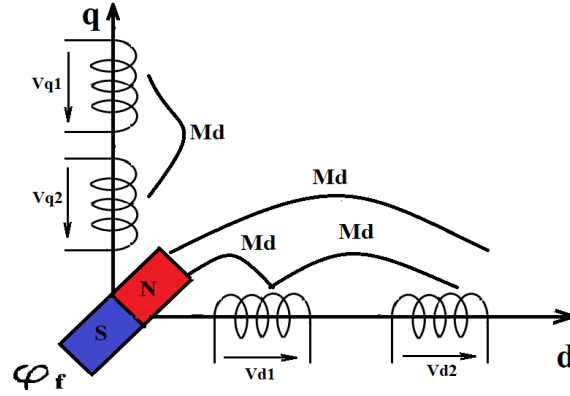


Figure I.8 : La représentation schématique de la machine dans le repère (d, q)

I.7.5.1. Equation des flux au système biphasé (d, q)

$$\varphi_r = \text{constant} \quad (\text{I.26})$$

$$\varphi_{d1} = L_{d1}I_{d1} + \varphi_r + MdI_{d2} \quad (\text{I.27})$$

$$\varphi_{q1} = L_{q1}I_{q1} + MdI_{q2} \quad (\text{I.28})$$

$$\varphi_{d2} = L_{d2}I_{d2} + \varphi_r + MdI_{d1} \quad (\text{I.29})$$

$$\varphi_{q2} = L_{q2}I_{q2} + MdI_{q1} \quad (\text{I.30})$$

I.7.5.2. Équation des tensions dans le système biphasé (d, q)

$$V_{d1} = R_s I_{d1} + \frac{d\varphi_{d1}}{dt} - \omega_r \varphi_{q1} \quad (\text{I.31})$$

$$V_{q1} = R_s I_{q1} + \frac{d\varphi_{q1}}{dt} + \omega_r \varphi_{d1} \quad (\text{I.32})$$

$$V_{d2} = R_s I_{d2} + \frac{d\varphi_{d2}}{dt} - \omega_r \varphi_{q2} \quad (\text{I.33})$$

$$V_{q2} = R_s I_{q2} + \frac{d\varphi_{q2}}{dt} + \omega_r \varphi_{d2} \quad (\text{I.34})$$

I.7.5.3. Equation Couple électromagnétique dans le système biphasé (d, q)

$$C_{e1} = \frac{3}{2}P(\varphi_{d1}I_{q1} - \varphi_{q1}I_{d1}) \quad (\text{I.35})$$

$$C_{e2} = \frac{3}{2}P(\varphi_{d2}I_{q2} - \varphi_{q2}I_{d2}) \quad (\text{I.36})$$

I.7.5.4 La Forme Matricielle

$$[V] = [R][I] + [L] \left[\frac{dI}{dt} \right] + \omega_s [M][I] + \omega_s [Q] \quad (\text{I.37})$$

$$[Q] = \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_r \\ 0 \\ \varphi_r \end{bmatrix} \quad [L] = \begin{bmatrix} Ld1 & 0 & Md & 0 \\ 0 & Lq1 & 0 & Md \\ Md & 0 & Ld2 & 0 \\ 0 & Md & 0 & Lq2 \end{bmatrix} \quad R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & -Lq1 & 0 & -Md \\ Ld1 & 0 & Md & 0 \\ 0 & -Md & 0 & -Lq2 \\ Md & 0 & Ld2 & 0 \end{bmatrix}$$

I.7.5.5. Equations d'état de la machine synchrone à aimant permanent double étoile

$$\left\{ \begin{array}{l} j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \\ \frac{dI_{d1}}{dt} = \frac{1}{L_{d1}} \left(V_{d1} - R_s I_{d1} - M_d \frac{dI_{d2}}{dt} + \omega_r L_{q1} I_{q1} + \omega_r M_d I_{q2} \right) \\ \frac{dI_{q1}}{dt} = \frac{1}{L_{q1}} \left(V_{q1} - R_s I_{q1} - M_d \frac{dI_{q2}}{dt} - \omega_r L_{d1} I_{d1} - \omega_r \varphi_r - \omega_r M_d I_{d2} \right) \\ \frac{dI_{d2}}{dt} = \frac{1}{L_{d2}} \left(V_{d2} - R_s I_{d2} - M_d \frac{dI_{d1}}{dt} + \omega_r L_{q2} I_{q2} + \omega_r M_d I_{q1} \right) \\ \frac{dI_{q2}}{dt} = \frac{1}{L_{q2}} \left(V_{q2} - R_s I_{q2} - M_d \frac{dI_{q1}}{dt} - \omega_r L_{d2} I_{d2} - \omega_r \varphi_r - \omega_r M_d I_{d1} \right) \\ C_e = \frac{3}{2} P [((\varphi_{d1}) I_{q1} - (\varphi_{q1}) I_{d1}) + ((\varphi_{d2}) I_{q2} - (\varphi_{q2}) I_{d2})] \end{array} \right. \quad (\text{I.38})$$

I.7.6. Schéma équivalent de la MSAPDE dans le repère PARK (d, q)

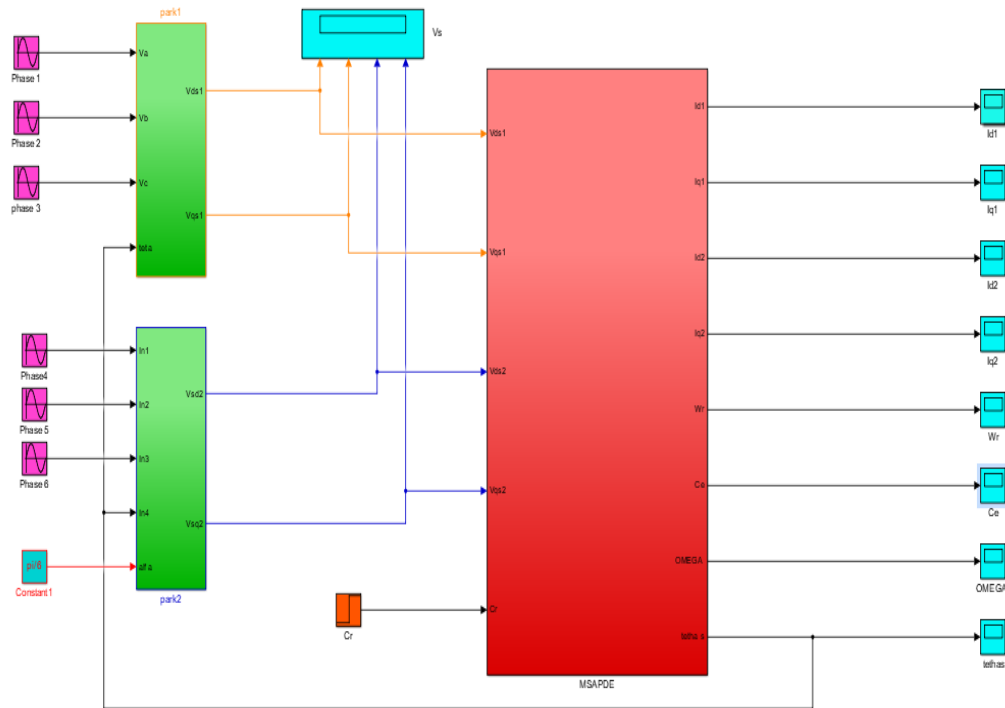


Figure I.9 : schéma block de MSAPDE

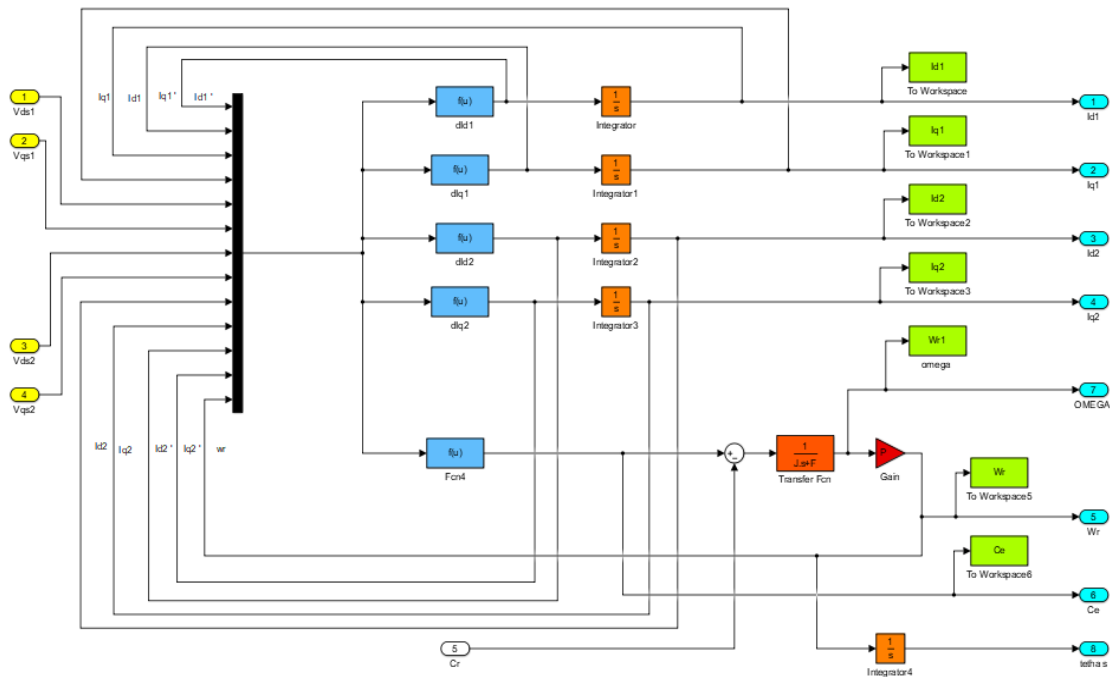
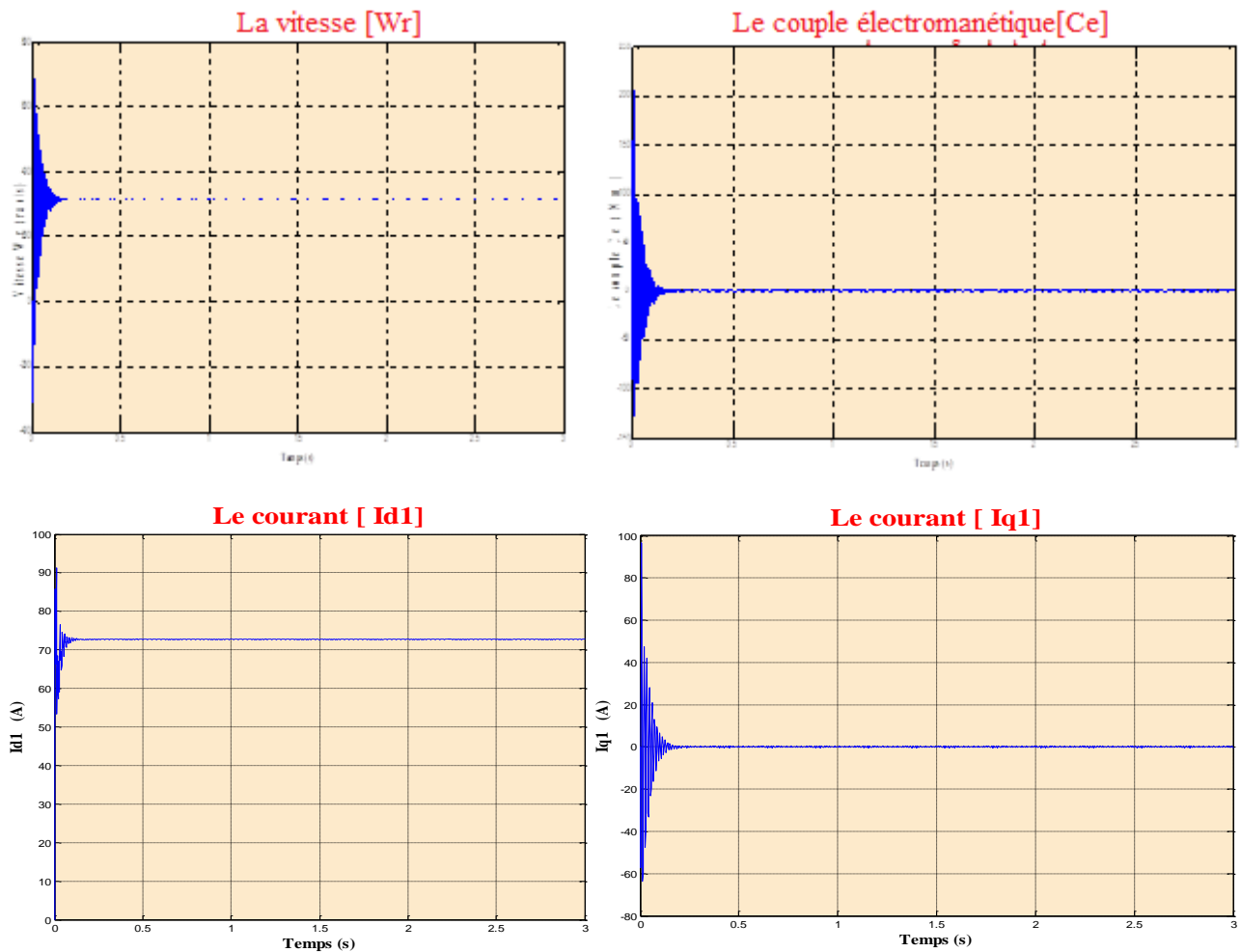


Figure I.10 : Détail du schéma Simulink de la MSAPDE.

I.8. Résultats de simulation

La figure (I.11) représente les performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'un démarrage à vide. La figure (I.12) représente les performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'un démarrage avec application d'un couple résistant $C_r=15N.m$ $t=3s$.

I.8.1. Test à vide



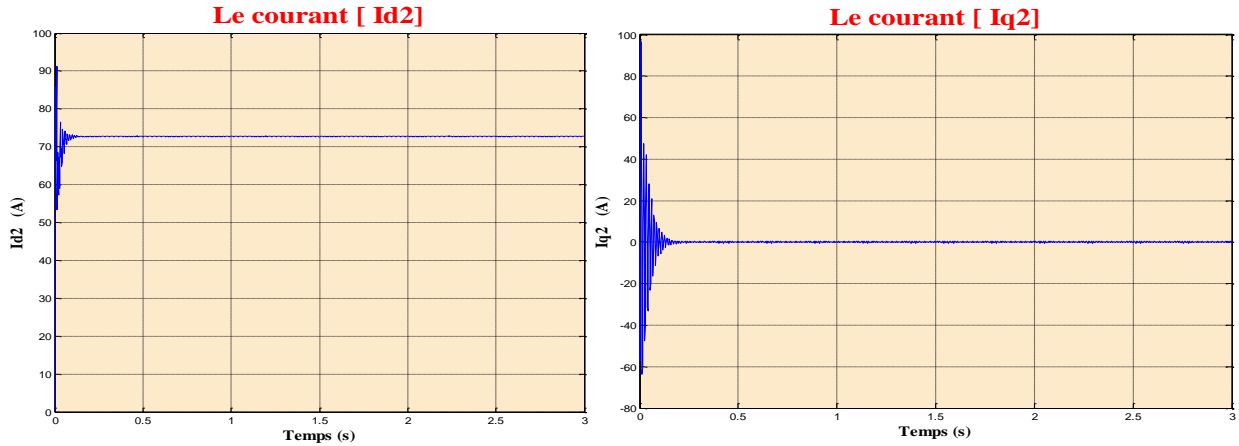
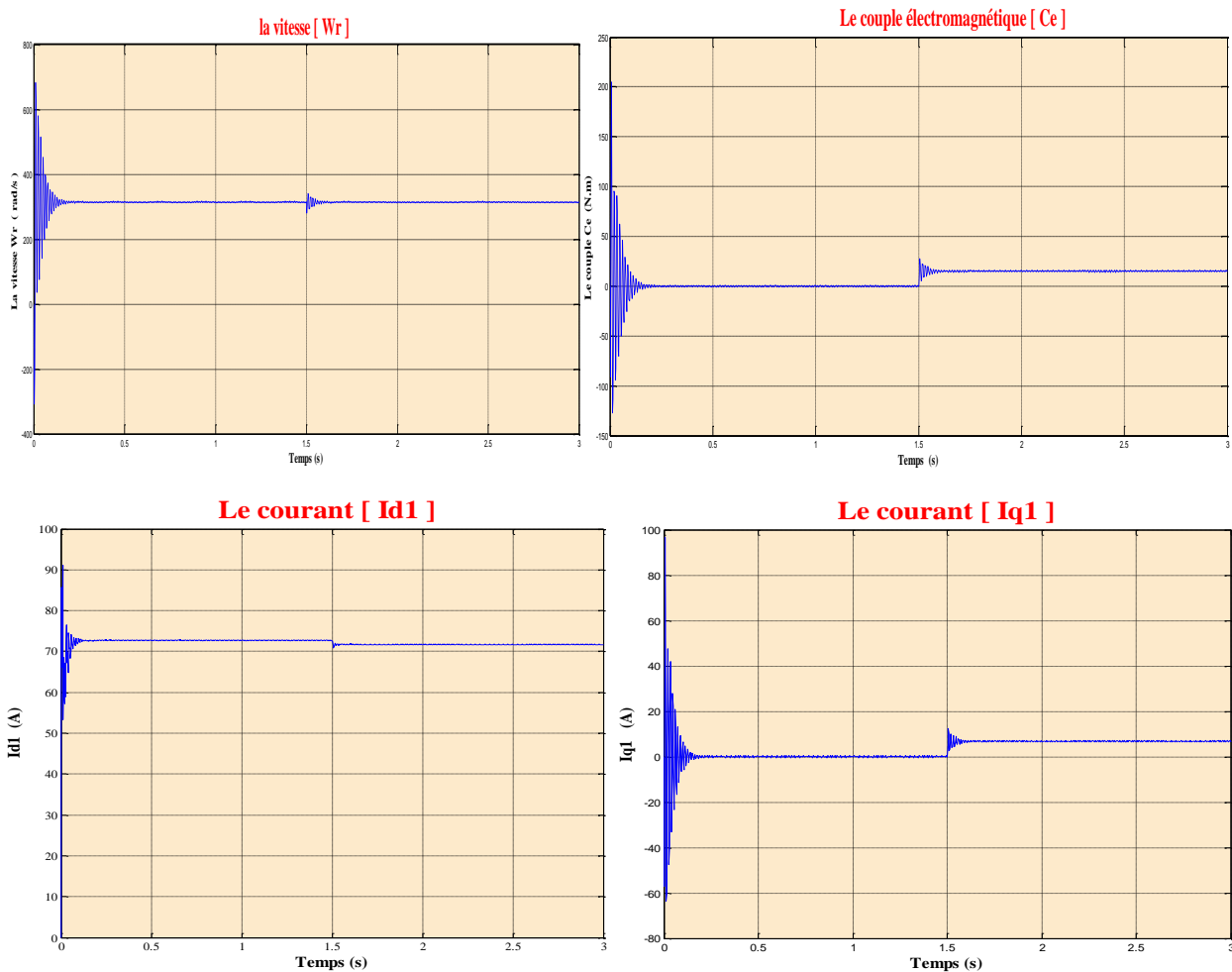


Figure. I.11 : Performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'un démarrage à vide.

I.8.2. Test en charge :



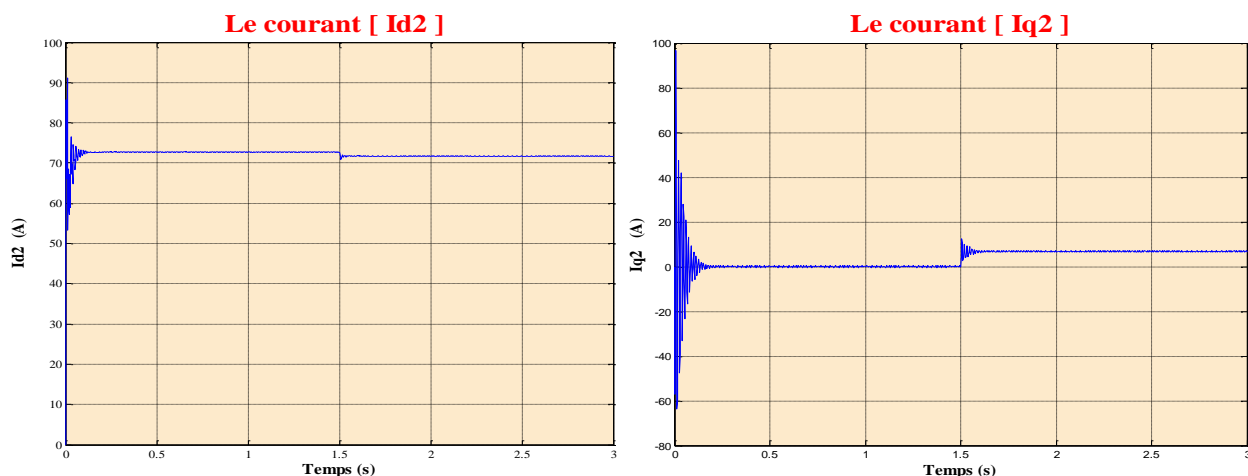


Figure I.12 : Performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'une application d'un couple résistant $C_r=15N.m$ $t=3s$.

I.8.3. Interprétation des résultats de simulation

- Teste à vide :** La figure (I.11) montre le comportement du MSAPDE lors d'un démarrage à vide. Au démarrage ou la valeur du couple résistant est nulle, on constate un couple électromagnétique (C_e) fortement pulsatoire qui présente des oscillations et des pics ainsi qu'un dépassement très important qui dues au régime transitoire. La vitesse W_r et les courants (i_{d1} , i_{q1} , i_{d2} , i_{q2}) ont des faibles oscillations même pour le dépassement il est faible, mais juste après un temps très court on remarque une stabilisation du couple à une valeur constante très faible qui tend vers zéro c'est-à-dire que le régime permanent est atteint et l'inertie de la machine est faible, même pour les autre grandeurs qui vont se stabiliser.
- Teste en charge :** La figure (I.12) montre le comportement du MSAPDE lors de l'application d'une charge de 14 N.m. Au démarrage ou la valeur du couple résistant est nulle, on constate un couple électromagnétique (C_e) qui présente des oscillations et des pics ainsi qu'un dépassement très important qui dues au régime transitoire. La vitesse W_r et les courants (i_{d1} , i_{q1} , i_{d2} , i_{q2}) ont des faibles oscillations même pour le dépassement il est faible, mais juste après un temps donné $T=2$ (s) on applique une charge de 14 N.m. On constate que la vitesse prend des oscillations plus importantes que précédemment, mais se stabilise toujours au synchronisme malgré l'application de la charge. A noter que la valeur choc du couple en charge est un peu plus élevée par rapport à celle du régime de

démarrage. Cela est tout à fait vrai car, pour toute machine électrique, ces valeurs ne sont pas proportionnelles aux charges appliquées.

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation mathématique et la simulation de la machine synchrone à aimants permanents double étoiles au triphasé. Puis au biphasé à l'aide de transformé de Park, qui nous permet à simplifier l'équation de moteur. Le modèle de la MSAPDE est un modèle de sept équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. L'utilisation d'un certain nombre d'hypothèses nous a permis de réduire la complexité du modèle de cette machine.

Le second chapitre, sera consacré à la modélisation de l'alimentation de la machine synchrone à aimant permanent double étoile MSAPDE.

CHAPTRIE II

Modélisation de
l'alimentation de la
machine synchrone
double étoile

II.1. Introduction

La technologie de conversion de l'énergie continu-alternatif, en utilisant les convertisseurs statiques tel que les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance en pleine croissance.

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, utilité d'interconnexion, alimentation de sécurité...etc.

Par conséquent, et compte tenu de l'éventuelle existence des courants de circulation entre les deux étoile de la MSAPDE, les onduleurs de tension alimentant la MSAPDE doivent être contrôlés convenablement pour garantir un fonctionnement sain. Les fréquences d'ouverture et de fermeture des interrupteurs doivent être strictement contrôlées. Plus encore que pour les machines triphasées, le contrôle du convertisseur va représenter la partie essentielle de la commande des machines double étoile, [7].

Ce chapitre présente l'architecture et le principe de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé trois niveaux et les performances de l'onduleur lié à la MSAPDE du point de vue de la commande.

II.2. Présentation de l'onduleur trois niveaux

L'onduleur à trois niveaux, (Fig. II.1) est composé de trois bras, chaque bras ayant quatre interrupteurs bidirectionnels, réalisés par la mise en antiparallèle d'un transistor et une diode. Pour éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture de la charge alternative à la sortie, on doit éviter de fermer ou d'ouvrir simultanément les quatre interrupteurs du même bras. On suppose que la tension V_{dc} est divisée en égalité entre les deux capacités [11] : $U_{c1} = U_{c2} = \frac{V_{dc}}{2}$

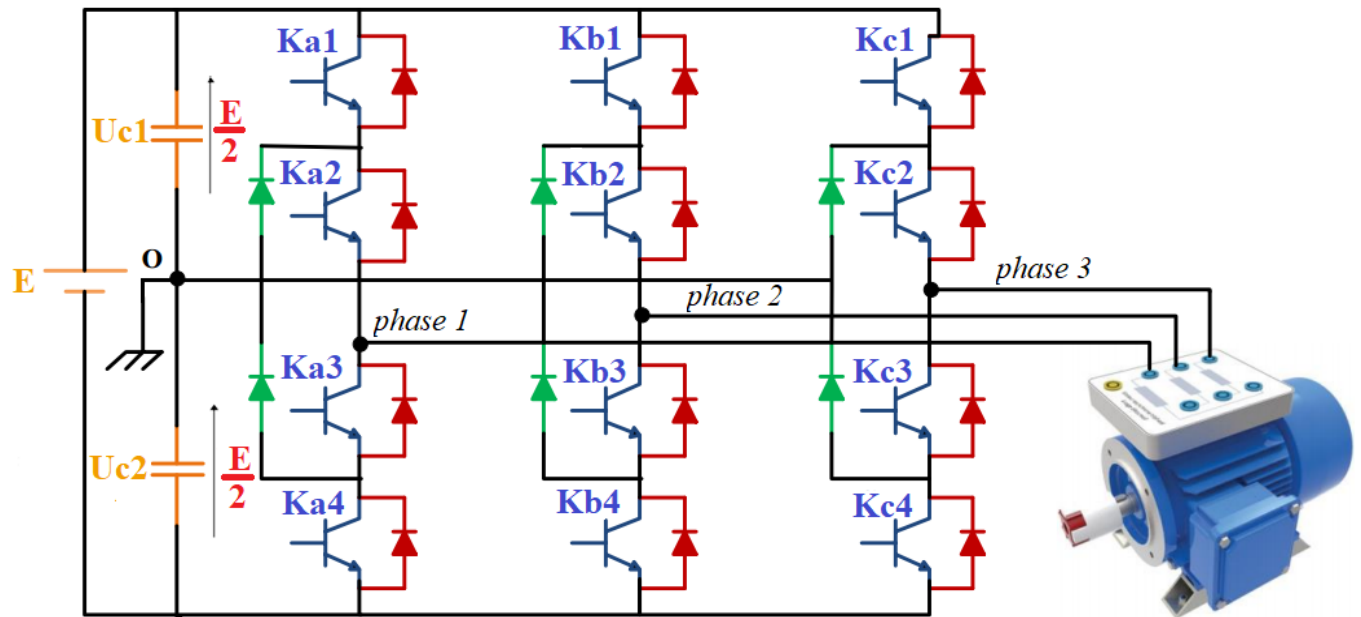


Figure II.1 : Onduleur à trois niveaux à structure NPC alimenté une MSAPDE.

II.3. Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple V_{ao} entre la borne (a) de la charge et le point neutre O. Cette tension est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs Ka1, Ka2, Ka3 et Ka4 du bras.

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

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

A la différence de l'onduleur à deux niveaux, chaque demi-bas de l'onduleur à trois niveaux utilisée non pas un interrupteur bidirectionnel mais deux, ce qui permet d'effectuer une commande décalée, [10].

➤ **Première configuration {1100}** Génération du niveau maximum

Ka1, Ka2 sont passants et Ka3 et Ka4 sont bloqués (Fig.II.2)

La tension simple V_{ao} est donnée par l'équation suivante : $V_{ao} = +E/2$ (II.1)

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est : $V_{ka3} = V_{ka4} = +E/2$ (II.2)

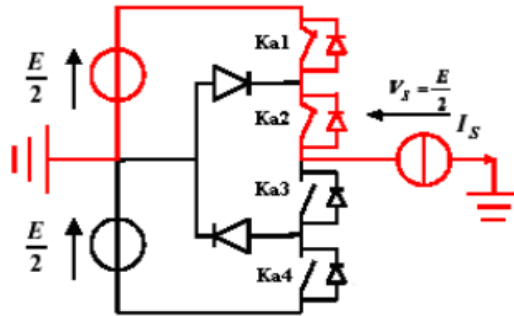


Figure II.2 : 1^{ère} configuration du 1^{er} bras.

➤ **Deuxième configuration {0110}** Génération du niveau intermédiaire

Ka2, Ka3 sont passants et Ka1 et Ka4 sont bloqués (Fig.II.3), le point a est relié directement au point neutre 0. La tension simple V_{ao} est nulle : $V_{ao} = 0$ (II.3)

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est : $V_{ka1} = V_{ka4} = +E/2$ (II.4)

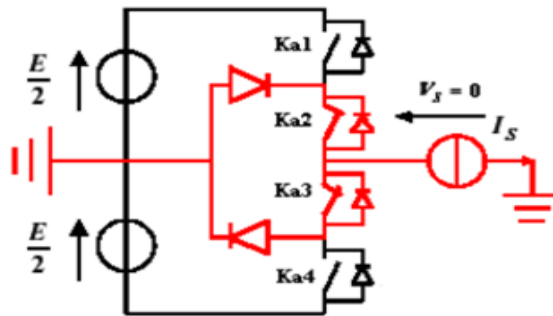


Figure II.3 : 2^{ème} configuration du 1^{er} bras.

➤ **Troisième configuration {0011}** Génération du niveau minimum

Ka3, Ka4 sont passants et Ka1 et Ka2 sont bloqués (Fig.II.4), la valeur de tension simple V_{ao} est donnée par l'équation suivante :

$V_{ao} = -E/2$ (II.5)

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = +E/2 \tag{II.6}$$

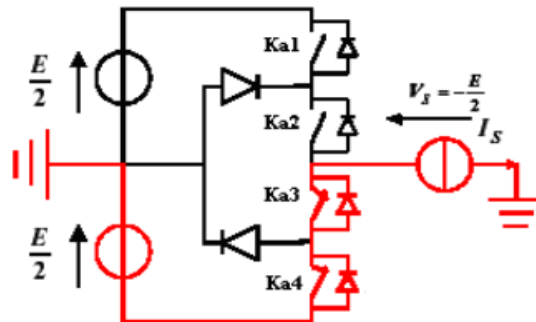


Figure II.4 : 3^{eme} configuration du 1^{er} bras.

Etat des interrupteurs				Tension de sortie V_{ao}
K_{a1}	K_{a2}	K_{a3}	K_{a4}	
1	1	0	0	$\frac{E}{2}$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-\frac{E}{2}$

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

Pour visualiser l'enchaînement des configurations décrites ci-dessus, (Fig.II.5) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie V_{ao} .

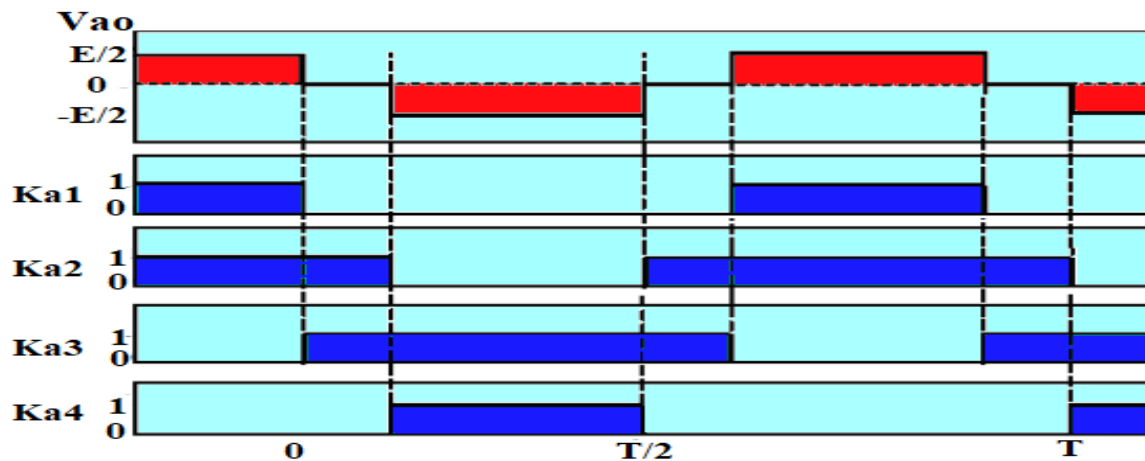


Figure II.5 Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras D'onduleur à trois niveaux de type NPC.

II.3.1 Etats de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur peut prendre trois états. Ainsi l'onduleur triphasé a $3^3 = 27$ états possibles. Ces états sont identifiés en indiquant les états des trois bras. Par exemple, l'état (210) indique que le premier bras est à l'état (2), le deuxième est à l'état (1), et le troisième est à l'état (0). La (Fig.II.6) résume les états de l'onduleur triphasé à trois niveaux [11] :

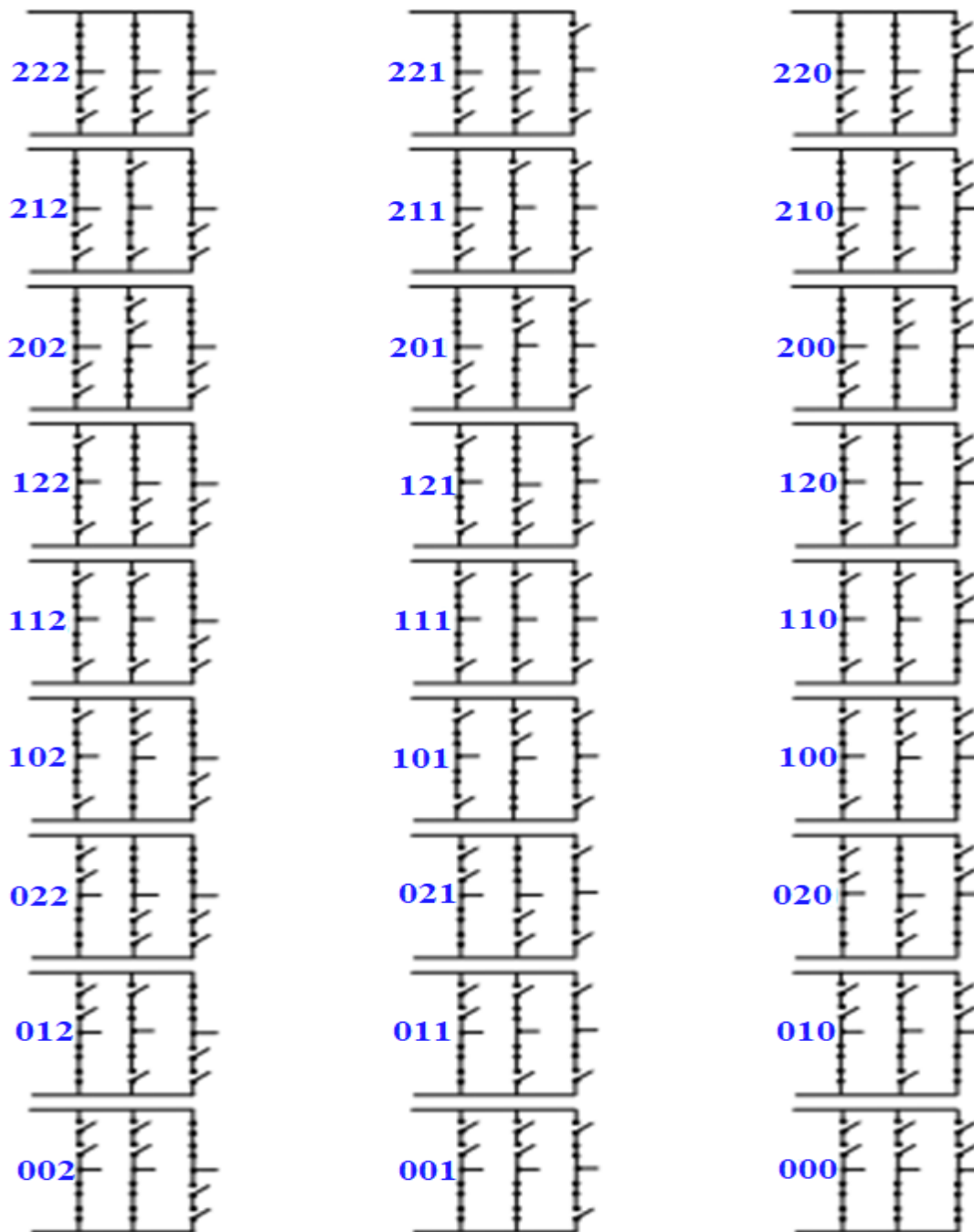


Figure II.6 : Etat de l'onduleur.

II.4. Modélisation de l'onduleur trois niveaux :

Pour un onduleur trois niveaux, on définit la commande complémentaire suivante :

B_{Ks} : La commande de base de transistor T_{Ks} du bras K.

K : le numéro du bras ($K= 1, 2, 3$).

La commande complémentaire s'exprime en utilisant ces fonctions de connexion comme suit : TD_{Ks} .

F_{Ks} : La fonction de connexion de chaque interrupteur qui décrit son état fermé ou ouvert. Cette fonction est définie comme suit :

$$F_{Ks} = \begin{cases} 1 & \text{si } TD \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } TD \text{ est ouvert} \end{cases}$$

On définira la fonction de connexion du demi-bras F_{Km}^b .

$m = 1$ Le demi-bras du haut

$m = 0$ Le demi-bras du bas

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment, en fonction de celles des interrupteurs comme suit :

$$F_1^b = F_{K1} \cdot F_{K2}$$

$$F_0^b = F_{K3} \cdot F_{K4}$$

Avec F_1^b et F_0^b respectivement pour le demi-bras du haut et, celui du bas.

F_{Km}^b Vaut «1» dans le cas où les interrupteurs du demi-bras sont tous fermés, et nulle dans tous les autres cas. [14]

F_{K1}	F_{K2}	F_{K3}	F_{K4}	V_K
1	1	0	0	$\frac{E}{2}$
0	1	0	0	0
0	0	1	1	$-\frac{E}{2}$
1	0	1	0	0

Tableau II.2 : Table d'excitation des interrupteurs d'un bras d'onduleur trois niveaux.

Les tensions simples entre les bornes du moteur et le point milieu sont données comme suit :

$$\begin{cases} V_{AN} = (F_{11}F_{12})U_{c1} - (F_{13}F_{14})U_{c2} \\ V_{BN} = (F_{21}F_{22})U_{c1} - (F_{23}F_{24})U_{c2} \\ V_{CN} = (F_{31}F_{32})U_{c1} - (F_{33}F_{34})U_{c2} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

$$U_{c1} = U_{c2} = \frac{E}{2} \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{cases} V_{AN} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})\frac{E}{2} \\ V_{BN} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})\frac{E}{2} \\ V_{CN} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})\frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

II.4.1. Les tensions composées

Les tensions composées aussi sont données comme suit :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} \\ V_{BC} = V_{BN} - V_{CN} \\ V_{CA} = V_{CN} - V_{AN} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_{AB} = (F_{11}^b - F_{10}^b)\frac{E}{2} \\ V_{BC} = (F_{21}^b - F_{20}^b)\frac{E}{2} \\ V_{CA} = (F_{31}^b - F_{30}^b)\frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Rappelons que les sommes respectives des tensions simples et composées du récepteur sont nulles. En fonction de ces potentiels, les relations des tensions du récepteur s'écrivent [13] :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{6} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

II.5. Modélisation vectorielle de l'onduleur trois niveaux

A tout système triphasé temporel X_A, X_B, X_C on peut faire correspondre un phaseur spatial \vec{X} telle que

$$\vec{X} = \sqrt{\frac{2}{3}} (X_A + X_B e^{j2\pi/3} + X_C e^{j4\pi/3}) \quad (\text{II.12})$$

$$\vec{X} = \vec{V}_{s0} = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{A0} + V_{B0} e^{j2\pi/3} + V_{C0} e^{j4\pi/3}) \quad (\text{II.13})$$

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{1}{6}} E ((F_{11}^b - F_{10}^b) + (F_{21}^b - F_{20}^b) e^{j2\pi/3} + (F_{31}^b - F_{30}^b) e^{j4\pi/3}) \quad (\text{II.14})$$

Soit un système de tension référence sinusoïdal triphasé :

$$\begin{aligned} V_{an} &= V_m \cdot \sin \omega t \\ V_{bn} &= V_m \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cn} &= V_m \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

La transformation de *Concordia* de ce système donne un système biphasé V_α et V_β tel que

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{1}{6}} \text{ E.} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{6} & -\frac{1}{6} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Le vecteur spatial de \vec{V}_s référence a pour expression :

$$\vec{V}_s = V_{\text{refm}} e^{-j\omega t} \quad (\text{II.18})$$

$$\vec{V}_s = V_\alpha + jV_\beta \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$V_{\text{ref}} = \sqrt{(V_\alpha)^2 + (V_\beta)^2} \quad (\text{II.20})$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right) \quad (\text{II.21})$$

II.6.Valeurs atteintes par les tensions de l'onduleur trois niveaux

C_a	C_b	C_c	K_{a1}	K_{a2}	K_{b1}	K_{b2}	K_{c1}	K_{c2}	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_α	V_β	V_s	n
0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	V_0	1
1	0	0	1	1	0	1	0	1	$E/2$	0	0	$E/3$	$-E/6$	$-E/6$	$-E/\sqrt{6}$	0	V_1	2
0	2	2	0	1	0	0	0	0	0	$-E/2$	$-E/2$	$E/3$	$-E/6$	$-E/6$	$-E/\sqrt{6}$	0	$V_{1'}$	3
1	1	0	1	1	1	1	0	1	$E/2$	$E/2$	0	$E/6$	$E/6$	$-E/3$	$E/\sqrt{24}$	$E/\sqrt{8}$	V_2	4
0	0	2	0	1	0	1	0	0	0	0	$-E/2$	$E/6$	$E/6$	$-E/3$	$E/\sqrt{24}$	$E/\sqrt{8}$	$V_{2'}$	5
0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	$E/2$	0	$-E/6$	$E/3$	$-E/6$	$-E/\sqrt{24}$	$-E/\sqrt{8}$	V_3	6
2	0	2	0	0	0	1	0	0	$-E/2$	0	$-E/2$	$-E/6$	$E/3$	$-E/6$	$-E/\sqrt{24}$	$E/\sqrt{8}$	$V_{3'}$	7
0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	$E/2$	$E/2$	$-E/3$	$E/6$	$E/6$	$-E/\sqrt{6}$	0	V_4	8
2	0	0	0	0	0	1	0	1	$-E/2$	0	0	$-E/3$	$E/6$	$E/6$	$-E/\sqrt{6}$	0	$V_{4'}$	9
0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	$E/2$	$-E/6$	$-E/6$	$E/6$	$-E/\sqrt{24}$	$-E/\sqrt{8}$	V_5	10
2	2	0	0	0	0	0	0	1	$-E/2$	$-E/2$	0	$-E/6$	$-E/6$	$E/3$	$-E/\sqrt{24}$	$-E/\sqrt{8}$	$V_{5'}$	11
1	0	1	1	1	0	1	1	1	$E/2$	0	$E/2$	$E/6$	$-E/3$	$E/6$	$E/\sqrt{24}$	$-E/\sqrt{8}$	V_6	12
0	2	0	0	1	0	0	0	1	0	$-E/2$	0	$E/6$	$-E/3$	$E/6$	$E/\sqrt{24}$	$-E/\sqrt{8}$	$V_{6'}$	13
1	1	1	1	1	1	1	1	1	$E/2$	$E/2$	$E/2$	0	0	0	0	0	V_7	14
1	2	1	0	1	0	0	1	1	$E/2$	$-E/2$	0	$E/2$	$-E/2$	0	$E\sqrt{2}/\sqrt{8}$	$-E/\sqrt{8}$	V_8	15
1	0	2	1	1	0	1	0	0	$E/2$	0	$-E/2$	$E/2$	0	$-E/2$	$E\sqrt{2}/\sqrt{8}$	$E/\sqrt{8}$	V_9	16
0	1	2	0	1	1	1	0	0	0	$E/2$	$-E/2$	0	$E/2$	$-E/2$	0	$E/\sqrt{2}$	V_{10}	17
2	1	0	0	0	1	1	0	1	$-E/2$	$E/2$	0	$-E/2$	$E/2$	0	$-E\sqrt{2}/\sqrt{8}$	$E/\sqrt{8}$	V_{11}	18
2	0	1	0	0	0	1	1	1	$-E/2$	0	$E/2$	$-E/2$	0	$E/2$	$-E\sqrt{2}/\sqrt{8}$	$-E/\sqrt{8}$	V_{12}	19
0	2	1	0	1	0	0	1	1	0	$-E/2$	$E/2$	0	$-E/2$	$E/2$	0	$-E/\sqrt{2}$	V_{13}	20
2	2	2	0	0	0	0	0	0	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	0	0	0	0	0	V_{14}	21
2	2	2	1	1	0	0	0	0	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$-E\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0	V_{15}	22
2	1	2	1	1	1	1	0	0	$E/2$	$E/2$	$-E/2$	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$E/\sqrt{6}$	$E/\sqrt{2}$	V_{16}	23
2	1	2	0	0	1	1	0	0	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/\sqrt{6}$	$E/\sqrt{2}$	V_{17}	24
2	1	1	0	0	1	1	1	1	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-E\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0	V_{18}	25
2	2	2	0	0	0	0	1	1	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/\sqrt{6}$	$-E/\sqrt{2}$	V_{19}	26
1	2	1	1	1	0	0	1	1	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$E/\sqrt{6}$	$-E/\sqrt{2}$	V_{20}	27

Tableau(II.5) : Les 27 vecteurs de tensions à la sortie d'un onduleur trois niveaux.

II.7. Projection du vecteur de tension V_s dans le plan de tension (α - β)

La projection des vecteurs de tension V_s dans le plan (α , β) est représentée par La figure suivante :

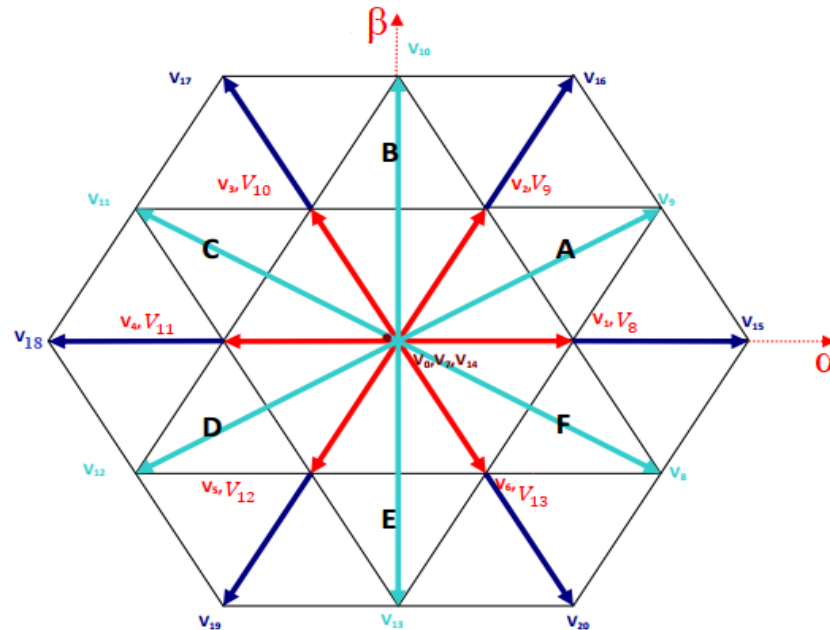


Figure II.7 : Représentation dans le plan (α , β) des vecteurs de tension de L'onduleur trois niveaux de tension.

II.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté, la structure du système de l'alimentation, qui fait l'organe essentiel pour contrôler la MSAPDE Nous avons présenté la structure de l'onduleur trois niveaux et les différentes configurations présentées par son chaque bras, sur la quelles en définissant les tables de commutations qui définissent les états des interrupteurs.

Dans le troisième chapitre, sera consacré à l'application de la commande directe du couple à la machine synchrone à aimant permanent double étoile par deux onduleurs trois niveaux.

Chapitre III

Commande directe
du couple de la
Machine synchrone
à aimant permanents
double étoile

III.1. Introduction

Les associations onduleur de tension- machine à courant alternatif constituent un enjeu essentiel dans le milieu industriel, les stratégies de commande de ces associations n'ont cessé de se développer au fil des années. Parmi elles, après l'émergence vers les années 70 de la commande vectorielle, les techniques basées sur la commande directe du couple ont suscité l'intérêt de plusieurs équipes scientifiques et du secteur industriel [14].

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des Courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [13].

Les méthodes de commande directe du couple « DTC » consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion.

Dans ce chapitre, nous allons étudier le principe du contrôle direct du couple pour une MSAPDE. Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en œuvre une structure de commande de la MSAPDE par DTC. Ensuite, on introduit une boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI les résultats de simulations de la DTC alimenté par un onduleur de tension de trois niveaux, seront présentés et discutés.

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

La commande (DTC : Direct Torque Control) d'une machine synchrone à double étoile est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement se base sur la régulation directe du couple de la machine, est cela par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables qui sont contrôlées : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit donc de maintenir les grandeurs du flux statorique et du couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis, la sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation, 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 une commande « DTC », il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [15] :

- ❖ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.
- ❖ 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.

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

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

- ❖ Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$).
- ❖ Pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase d'une machine synchrone à double étoile.
- ❖ On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- ❖ On estime le couple électromagnétique du MSAPDE, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- ❖ On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit.

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, [16] :

$$\vec{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_a - V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} - V_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{III.1})$$

V_a, V_b, V_c : est le vecteur de tensions simple à la sortie de l'onduleur.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté par trois grandeurs booléennes de commande.

F_i ($j = 1,2,3$) Telle que :

$F_i = 1$ Si l'interrupteur du haut est fermé et du bas est ouvert.

$F_i = 0$ Si l'interrupteur du haut est ouvert et celui de bas est fermé.

Les tensions d'alimentation V_a, V_b et V_c sont estimées en fonction de la tension continu E et des états de commutation des bras de l'onduleur (F_1, F_2, F_3). Donc les tensions d'alimentations de la MSAPDE sont déterminées comme suit :

$$\begin{cases} V_A = \frac{E}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_B = \frac{E}{3}(-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_C = \frac{E}{3}(-2F_1 - F_2 + 2F_3) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

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

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[F_1 - F_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} - F_3 e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{III.3})$$

E : Tension du bus continu.

Avec :

Nous avons donné :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(F_1 - \frac{1}{2} F_2 - \frac{1}{2} F_3 \right) E \quad (\text{III.5})$$

$$V_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} F_2 - \frac{\sqrt{3}}{2} F_3 \right) E \quad (\text{III.6})$$

(F_1, F_2, F_3) : Etats de commutation de bras de l'onduleur. La table de vérité de la commande peut être résumée dans le tableau suivant :

Vecteur	F_1	F_2	F_3	V_a	V_b	V_c	V_α	V_β	V_s
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$\sqrt{2/3}E$	0	$\sqrt{2/3}E$
V_2	1	1	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$\sqrt{1/6}E$	$\sqrt{1/2}E$	$\sqrt{2/3}E \cdot e^{(j\pi/3)}$
V_3	0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-\sqrt{1/6}E$	$\sqrt{1/2}E$	$\sqrt{2/3}E \cdot e^{(j2\pi/3)}$
V_4	0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-\sqrt{2/3}E$	0	$\sqrt{2/3}E \cdot e^{(j\pi)}$
V_5	0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$-\sqrt{1/6}E$	$-\sqrt{1/2}E$	$\sqrt{2/3}E \cdot e^{(j4\pi/3)}$
V_6	1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$\sqrt{1/6}E$	$-\sqrt{1/2}E$	$\sqrt{2/3}E \cdot e^{(j5\pi/3)}$

Tableau III.1 : Table de vérité d'un onduleur triphasé.

La figure (III.1) montre la représentation dans le plan complexe des huit positions du vecteur dont deux correspondent au vecteur nul, générés par un onduleur de tension à deux niveaux.

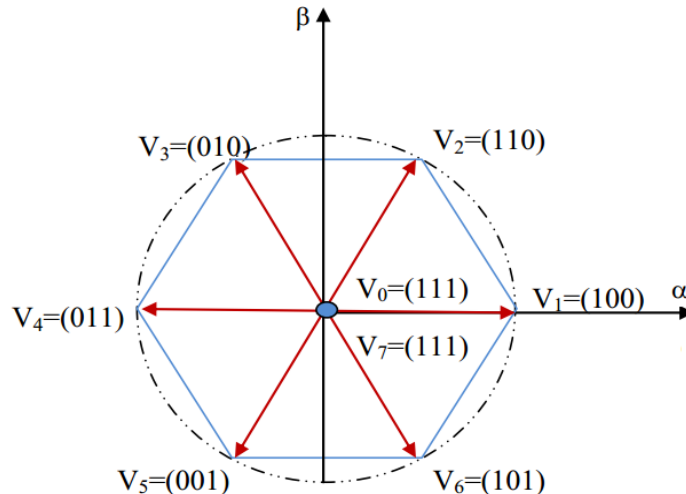


Figure III.1 : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension deux niveaux.

III.5. Contrôle de flux et de couple

III.5.1 Contrôle du flux statorique

La tension statorique dans un repère $(\alpha-\beta)$ liés au stator est donnée par l'équation suivante,

$$\vec{V}_s = R_s \cdot \vec{I}_s + \frac{d\vec{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{III.7})$$

$$\vec{\varphi}_s = \vec{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\vec{V}_s - R_s \cdot \vec{I}_s) dt \quad (\text{III.8})$$

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 :

$$\vec{\varphi}_s(t) \approx \vec{\varphi}_s(0) + \int_0^t \vec{V}_s \cdot dt \quad (\text{III.9})$$

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),

$$\vec{\varphi}_s(K+1) \approx \vec{\varphi}_s(K) + \vec{V}_s \cdot T_e \quad (\text{III.10})$$

On encore :

$$\vec{\varphi}_s(T_e) \approx \vec{\varphi}_s(0) + \vec{V}_s \cdot T_e \quad (\text{III.11})$$

$$\Delta\vec{\varphi}_s \approx \vec{V}_s \cdot T_e \quad \vec{V}_s \{ \vec{V}_0 \dots \dots \vec{V}_7 \} \quad (\text{III.12})$$

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

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

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

T_e : La période d'échantillonnage.

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents double étoile, 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, $\vec{\varphi}_s$ devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique, [17].

Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta\vec{\varphi}_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du MSAPDE.

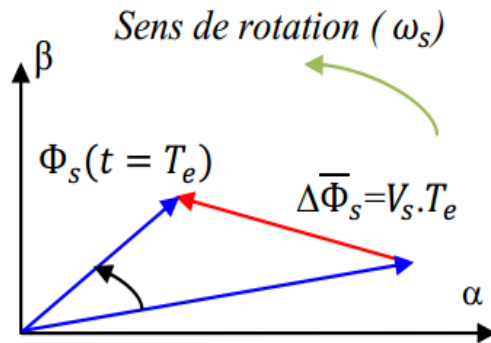


Figure III.2.a : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.

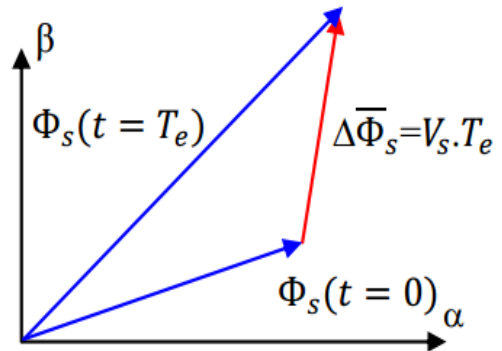


Figure III.2.b : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique

Vecteur de tension "composante de flux" (composante radiale), modifiant l'amplitude Le vecteur de flux et sa "composante de couple" (composante tangentielle) changeront la position du vecteur de flux Vecteur de 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 de vectrices tensions appliquées 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, [2].

III.5.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique de la façon suivante [18] :

$$C_e = k \left(\overrightarrow{\varphi_s} \times \overrightarrow{\varphi'_r} \right) = k \|\overrightarrow{\varphi_s}\| \|\overrightarrow{\varphi'_r}\| \sin(\delta) \quad (\text{III.13})$$

$$\text{Tel que : } k = \frac{P}{L_q}$$

Avec :

$\overrightarrow{\varphi_s}$: est le vecteur de flux statorique.

$\overrightarrow{\varphi'_r}$: est le vecteur de flux rotorique ramené au stator.

δ : est l'angle entre les vecteurs des 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,[2].

Afin d'augmenter rapidement l'angle (δ_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.3), 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.4).

L'application du vecteur nul a pour effet de stopper la rotation du vecteur flux statorique. Toutefois, 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.5).

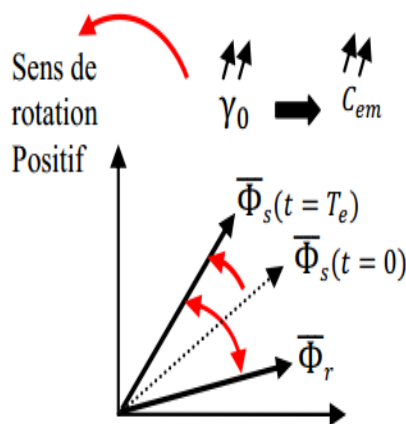


Figure III.3 : Application d'un vecteur actif

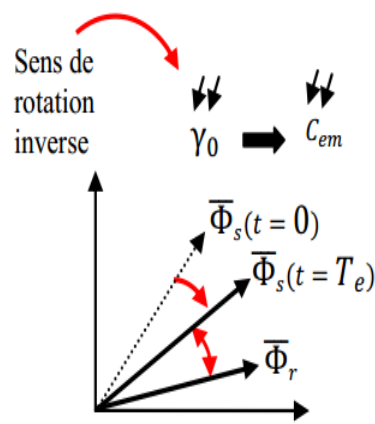


Figure III.4 : Application d'un vecteur actif

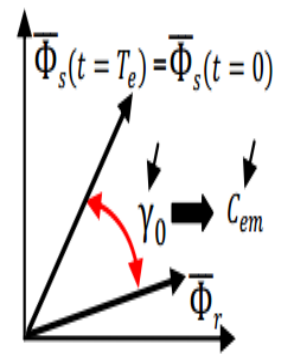


Figure III.5 : Application d'un vecteur nul

III.6. Sélection du vecteur tension

Le choix de vecteur tension \vec{V}_s . Dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\vec{\varphi}_s$ de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution $\vec{\varphi}_s$ de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes. [19] 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, [20].

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

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

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

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

\vec{V}_0 Ou \vec{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, [21].

Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (III.6)

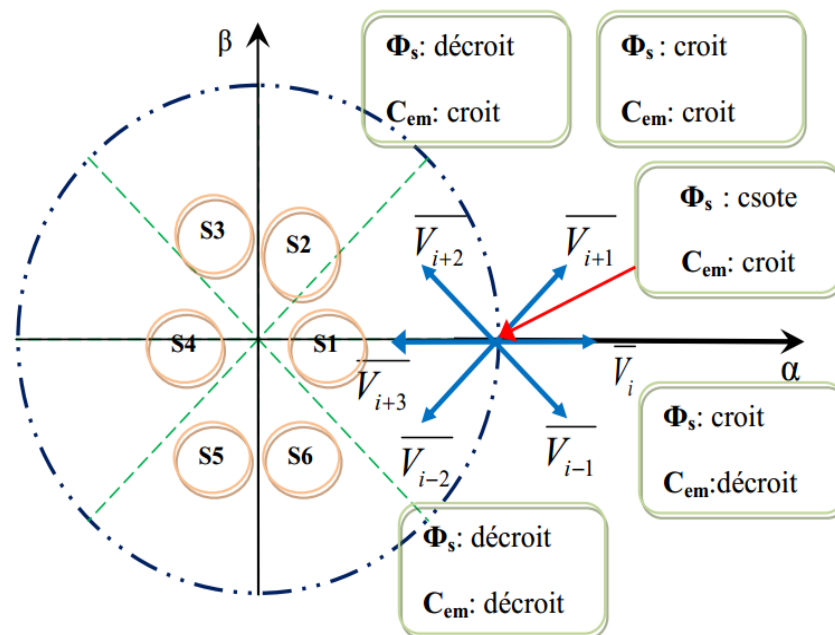


Figure III.6 : Choix de la vectrice tension.

III.7. Les Estimateurs

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Lorsque celui-ci est appliqué aux machines synchrones, le couple représente la troisième entrée de ce système de contrôle. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs, [22].

III.7.1. Estimation du flux statorique

L'estimation du flux statorique se fait à partir de vecteur tension et courant statorique, l'expression du flux statorique s'écrit, [23] :

$$\overrightarrow{\varphi}_s = \overrightarrow{\varphi}_{s\alpha} + j\overrightarrow{\varphi}_{s\beta} \quad (\text{III.14})$$

A partir du système d'équation (III.10), les deux composantes α et β du vecteur flux $\overrightarrow{\varphi}_s$ s'écrivent :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot i_{\alpha s}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot i_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

On obtient les tensions composées $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, de V_s à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur $E/2$, des états de commande (F_1, F_2, F_3) , et en utilisant la transformation de Concordia, on obtient :

$$\overrightarrow{V}_s = \overrightarrow{V}_{s\alpha} + j\overrightarrow{V}_{s\beta} \quad (\text{III.16})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E (F_1 - \frac{1}{2}(F_2 - F_3)) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot E \cdot (F_2 - F_3) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Pour calculer les composantes $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique \overrightarrow{I}_s , nous utilisons la transformation de Concordia, à partir des courants mesurés (i_{F1}, i_{F2}, i_{F3}) , soit :

$$\overrightarrow{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{III.18})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot i_{F1} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot E \cdot (i_{F2} - i_{F3}) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.20})$$

Le secteur numéroté i dans lequel se situe le vecteur $\overline{\varphi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel (α) et le vecteur $\overline{\varphi}_s$ est égale à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (\text{III.21})$$

La détermination de la position de $\overline{\varphi}_s$ dans l'intervalle $[0 - 2\pi]$ est donné par le Tableau III.2.

		θ_s
$\varphi_{s\alpha} > 0$	$\varphi_{s\beta} > 0$	$\arctg(\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha})$
	$\varphi_{s\beta} < 0$	$\arctg(\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha}) + 2\pi$
$\varphi_{s\alpha} < 0$		$\arctg(\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha}) + \pi$
$\varphi_{s\alpha} = 0$	$\varphi_{s\beta} \geq 0$	$\pi/2$
	$\varphi_{s\beta} \leq 0$	$3\pi/2$

Tableau III.2 : Position du vecteur flux statorique.

III.7.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut se mettre sous la forme suivante [13] :

$$C_{em} = p (i_{\beta s} \varphi_{\alpha s} - i_{\alpha s} \varphi_{\beta s}) \quad (\text{III.22})$$

A partir de cette équation, on remarque l'estimateur du couple utilise seulement des grandeurs statoriques, flux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ et courants statorique $i_{\alpha s}$ et $i_{\beta s}$.

III.8. Elaboration des contrôleurs

III.8.1. Contrôleur de flux à deux niveaux

Pour obtenir de bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande directe du couple. Le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence φ_{sref} et le flux estimé φ_s , [12] :

$$\varepsilon_f = \varphi_{sref} - \varphi_s \quad (\text{III.23})$$

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne C_{flx} indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($C_{flx} = 1$) ou diminuée ($C_{flx} = 0$) de façon à maintenir :

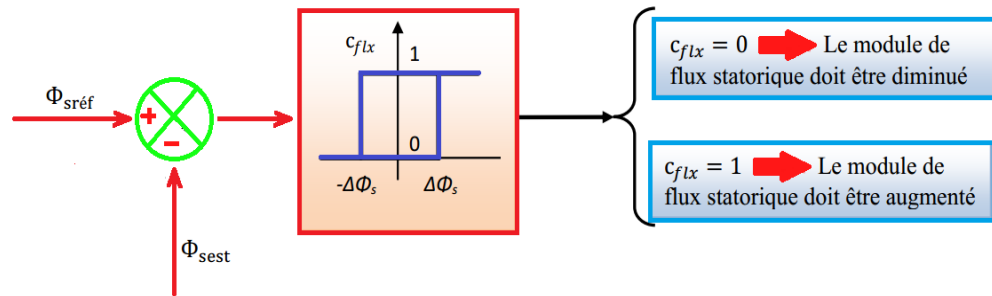


Figure III.7 : Contrôle à hystérésis à deux niveaux.

$$|\varepsilon_f| = |\varphi_{sref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s \tag{III.24}$$

Avec :

φ_{sref} : La consigne de flux.

$\Delta\varphi_s$: L'écart d'hystérésis du contrôleur.

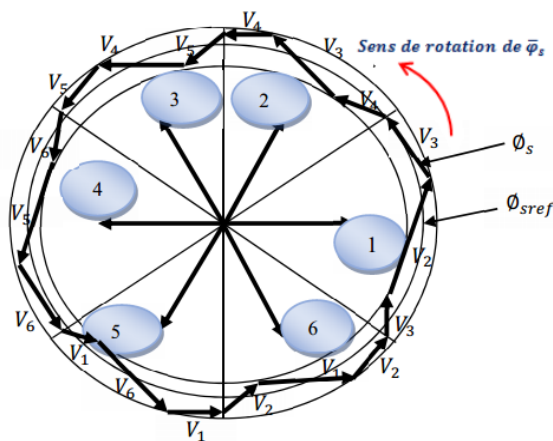


Figure III.8.a : Sélection des vecteurs Vs correspondant au contrôle de l'amplitude

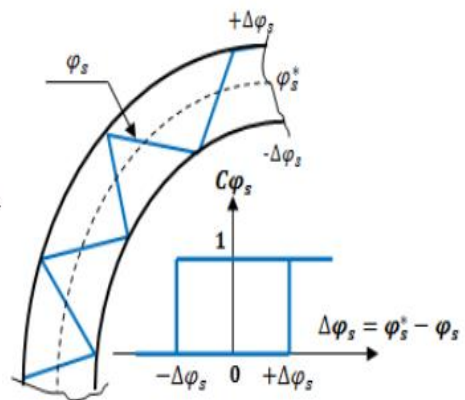


Figure III.8.b : Contrôle à hystérésis à deux niveaux

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme suivant [26] :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_f & \text{alors} & c_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_f & \text{et } \Delta\varphi_s/dt > 0 & \text{alors} & c_{flx} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_f & \text{et } \Delta\varphi_s/dt < 0 & \text{alors} & c_{flx} = 1 \\ \text{si } \Delta\varphi_s < -\varepsilon_f & \text{alors} & c_{flx} = 0 \end{cases} \tag{III.25}$$

III.8.2. Contrôleur du couple

On définit l'erreur sur le couple, noté Δc_{em} , comme la différence entre le couple de référence et sa valeur estimée [25] :

Pour la correction du couple, on utilise aussi un comparateur à hystérésis qui a pour rôle de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$|C_{réf} - C_e| \leq \Delta c_{em} \quad (\text{III.26})$$

Avec :

$C_{réf}$: Le couple de référence.

Δc_{em} : La largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant la différence avec le contrôle du flux et que le couple peut être positive ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées :

Le correcteur deux niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne C_{em} . (Figure III.9) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{em} = 1$), pour une consigne positive et ($C_{em} = -1$), pour une consigne négative, ou diminuée ($C_{em} = 0$). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs ($\overrightarrow{V_{l+1}}$ et $\overrightarrow{V_{l-2}}$) ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

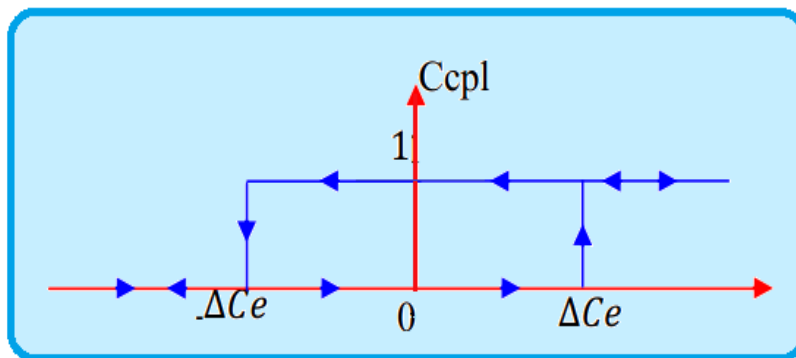


Figure III.9 : Correcteur à hystérésis à deux niveaux.

Le correcteur trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne C_{em} . (Figure III.10) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{em} = 1$), pour une consigne positive et ($C_{em} = -1$), pour une consigne négative, ou diminuée ($C_{em} = 0$). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs ($\overrightarrow{V_{l+1}}$ et

$\overrightarrow{V_{t-2}}$) ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

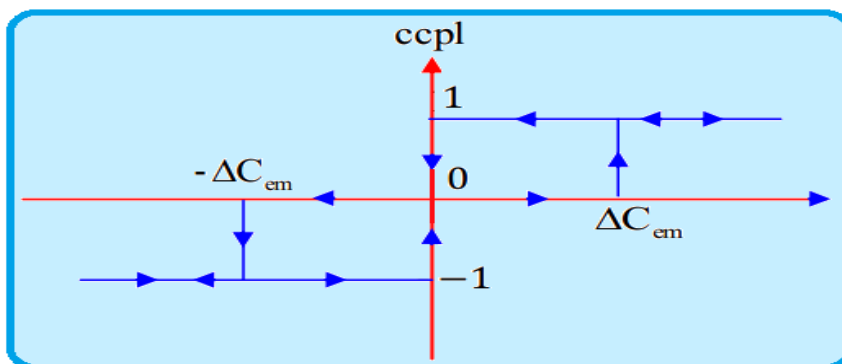


Figure III.10 : Correcteur à hystérésis à trois niveaux.

Ce correcteur est modélisé par l’algorithme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } ccpl = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \text{ et } \Delta C_e/dt > 0 & \text{alors } ccpl = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \text{ et } \Delta C_e/dt < 0 & \text{alors } ccpl = 1 \\
 \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } ccpl = -1 \\
 \text{si } 0 \geq \Delta C_e \geq -\varepsilon_{C_e} \text{ et } \Delta C_e/dt > 0 & \text{alors } ccpl = 0 \\
 \text{si } 0 \geq \Delta C_e \geq -\varepsilon_{C_e} \text{ et } \Delta C_e/dt < 0 & \text{alors } ccpl = -1
 \end{array} \right. \quad (III.22)$$

- Ccpl = 1 : signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l’augmenter.
- Ccpl = -1 : signifie que le couple est supérieur à la limite supérieur de la bande et il faut le diminuer.
- Ccpl = 0 signifie que le couple est à l’intérieur de la bande et il faut donc l’y maintenir.

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_e et selon la position du vecteur de flux statorique ($s_i = 1, \dots, 6$).

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_e suivant la logique de comportement du flux

et couple vis-à-vis de l'application n d'un vecteur de tension statorique [24].

Le tableau (III.3) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique, [2].

	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.3 : 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
$\varphi_s \nearrow$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$
$\varphi_s \searrow$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$

Tableau III.4 : 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 = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
$C_{em} \nearrow$	$V_2 V_3$	$V_3 V_4$	$V_4 V_5$	$V_5 V_6$	$V_6 V_1$	$V_1 V_2$
$C_{em} \searrow$	$V_5 V_6$	$V_6 V_1$	$V_1 V_2$	$V_2 V_3$	$V_3 V_4$	$V_4 V_5$

Tableau III.5 : Table de commande du couple

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

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 tensions 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.

Flux	couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6	correcteur
$C_{flux} = 0$	$C_{cpl} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux
	$C_{cpl} = 1$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	
	$C_{cpl} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux
$C_{flux} = 1$	$C_{cpl} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux
	$C_{cpl} = 0$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	
	$C_{cpl} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 niveaux

Tableau III.6 : Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tension actif.

III.9.4.2 Elaboration de la table de commutation avec les vectrices tensions nulles

Le tableau (III.7) 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. 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	correcteur
$C_{flux} = 0$	$C_{cpt} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux
	$C_{cpt} = 1$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	$C_{cpt} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux
$C_{flux} = 1$	$C_{cpt} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux
	$C_{cpt} = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	$C_{cpt} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 niveaux

Tableau III.7 : Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tensions nuls.

III.10 Onduleur trois niveaux de tension de type NPC

III.10.1 Commande directe par un correcteur du flux à deux niveaux et un correcteur du couple à trois niveaux

III.10.1.1 Elaboration de la table de commutation de la DTC

La table de vérité de l'onduleur trois niveaux que nous avons choisie est basé sur un régulateur à hystérésis de flux à deux niveaux figure (III.8), et un régulateur à hystérésis de couple à trois niveaux figure (III.9), avec 12 secteur.

L'expression du vecteur de tension de l'onduleur V_s correspondant des différentes du vecteur de tension, peut se décomposer en trois groupes, comme le montre le tableau (III.8).

Tension nulle	$V_0 (0, 0, 0)$	$V_7 (1, 1, 1)$		$V_{14} (-1, -1, -1)$		
Demi-tension	V_1 $(1, 0, 0)$	V_2 $(1, 1, 0)$	V_3 $(0, 1, 0)$	V_4 $(0, 0, 1)$	V_5 $(0, 0, 1)$	V_6 $(1, 0, 1)$
Tension intermédiaire	V_{21} $(1, 0, -1)$	V_{22} $(0, 1, -1)$	V_{23} $(-1, 1, 0)$	V_{24} $(-1, 0, 1)$	V_{25} $(0, -1, 1)$	V_{26} $(1, -1, 0)$

Tableau III.8 : Répartition en 3 groupes des groupes des vecteurs de tensions de l'onduleur à trois niveaux.

III.10.1.2 Table de commutation de la commande DTC

Dans ce cas on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on l'a vu précédemment.

C_{flx}	C_{cpl}	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	N=7	N=8	N=9	N=10	N=11	N=12
1	+1	V_{21}	V_2	V_{22}	V_3	V_{23}	V_4	V_{24}	V_5	V_{25}	V_6	V_{26}	V_1
	0	Vecteur nul											
	-1	V_{26}	V_1	V_{21}	V_2	V_{22}	V_3	V_{23}	V_4	V_{24}	V_5	V_{25}	V_6
0	+1	V_{22}	V_3	V_{23}	V_4	V_{24}	V_5	V_{25}	V_6	V_{26}	V_1	V_{21}	V_2
	0	Vecteur nul											
	-1	V_{25}	V_6	V_{26}	V_1	V_{21}	V_2	V_{22}	V_3	V_{23}	V_4	V_{24}	V_5

Tableau III.9 : Sélection des tensions V_s d'un onduleur trois niveaux de tension.

III.10.2 Contrôle directe par correcteur du flux trois niveaux et par correcteur du couple cinq niveaux

III.10.2.1 Elaboration de la table de commutation de la DTC onduleur trois niveaux

La table de vérité de l'onduleur trois niveaux que nous avons choisie est basé sur un régulateur à hystérésis de flux à trois niveaux figure (III.11), et un régulateur à hystérésis de couple à cinq niveaux figure (III.12), avec 12 secteur

III.10.2.2. Correcteur de flux à trois niveaux

Le correcteur à hystérésis à trois niveaux contient double bande dans l'intervalle $[1,-1]$, la partie positif de l'intervalle $[1,0]$ situé dans le premier quadrant et partie négatif de l'intervalle $[1,0]$ situé dans le troisième quadrant. Les sorties de comparateur sont :

- 1 : correspond à une augmentation du flux
- 0 : correspond au maintien de flux
- -1 : correspond à une diminution du flux

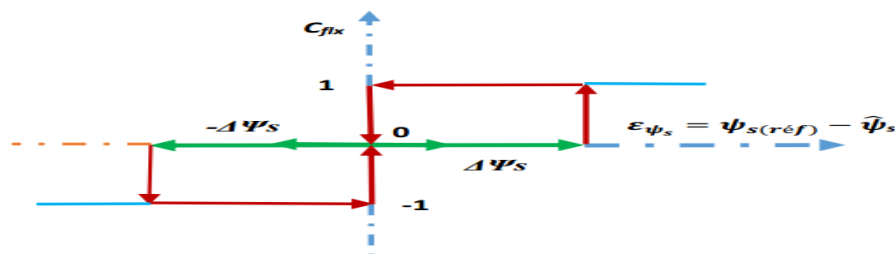


Figure III.11 : Correcteur à hystérésis à trois niveaux.

Le comparateur de flux est modélisé par l’algorithme suivant :

$$\begin{cases}
 \text{si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_{\varphi_{s1}} & \text{alors} & C_{flx} = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_{\varphi_{s1}} \text{ et } d\Delta\varphi_s/dt > 0 & \text{alors} & C_{flx} = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{\varphi_{s1}} \text{ et } d\Delta\varphi_s/dt < 0 & \text{alors} & C_{flx} = 1 \\
 \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{\varphi_{s1}} & \text{alors} & C_{flx} = -1 \\
 \text{si } -\varepsilon_{\varphi_{s1}} \leq \Delta\varphi_s < \varepsilon_{\varphi_{s1}} \text{ et } d\Delta\varphi_s/dt > 0 & \text{alors} & C_{flx} = 0 \\
 \text{si } -\varepsilon_{\varphi_{s1}} \leq \Delta\varphi_s < \varepsilon_{C_e} \text{ et } d\Delta\varphi_s/dt < 0 & \text{alors} & C_{flx} = -1
 \end{cases} \quad (III.23)$$

III.10.2.3 correcteur de couple à cinq niveaux

Le comparateur de couple à cinq niveaux contient quatre bande dans l’intervalle [-2,2], ces bandes est symétrique au point 0. La partie positif de l’intervalle [0,2] dans le premier quadrant et la partie négatif [0,-2] dans le troisième quadrant.

L’utilisation d’un comparateur à hystérésis à cinq niveaux permet d’introduire la notion de grande et faible variation du couple électromagnétique. Les sorties de comparateur sont [ABD 18] :

- 2 : correspond à une grande augmentation du couple.
- 1 : correspond à une faible augmentation du couple.
- 0 : correspond à un couple constant.
- -1 : correspond à une faible diminution du couple.
- -2 : correspond à une grande diminution du couple

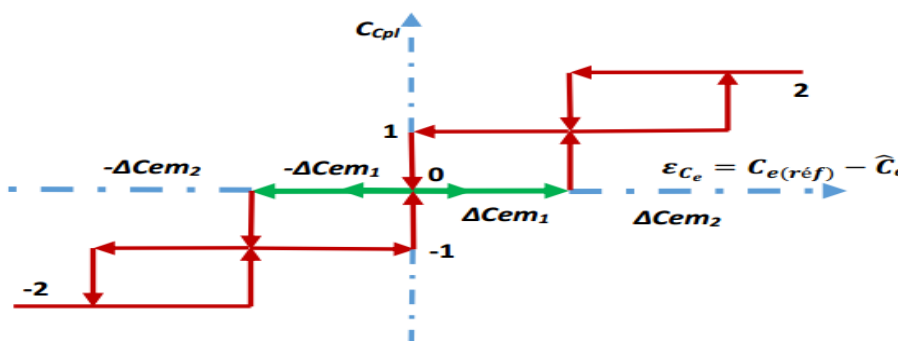


Figure III.12 : Comparateur à hystérésis de couple à cinq niveaux.

Ainsi que le correcteur du couple est défini par l'algorithme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{llll}
 \text{si } \Delta C_{em} > \varepsilon_{C_{em2}} & \text{alors} & C_{cpl} = 2 \\
 \text{si } \varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em2}} & \text{et } d\Delta C_{em}/dt > 0 & \text{alors} & C_{cpl} = 1 \\
 \text{si } \varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em2}} & \text{et } d\Delta C_{em}/dt < 0 & \text{alors} & C_{cpl} = 2 \\
 \text{si } \Delta C_{em} > \varepsilon_{C_{em1}} & \text{alors} & C_{cpl} = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em1}} & \text{et } d\Delta C_{em}/dt > 0 & \text{alors} & C_{cpl} = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em1}} & \text{et } d\Delta C_{em}/dt < 0 & \text{alors} & C_{cpl} = 1 \\
 \text{si } \Delta C_{em} > -\varepsilon_{C_{em1}} & \text{alors} & C_{cpl} = -1 \\
 -\varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} \leq 0 & \text{et } d\Delta C_{em}/dt > 0 & \text{alors} & C_{cpl} = 0 \\
 \text{si } -\varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} \leq 0 & \text{et } d\Delta C_{em}/dt > 0 & \text{alors} & C_{cpl} = -1 \\
 \text{si } \Delta C_{em} \leq -\varepsilon_{C_{em2}} & \text{alors} & C_{cpl} = -2
 \end{array} \right. \quad (\text{III.23})$$

L'expression du vecteur de tension de l'onduleur V_s correspondant aux 19 valeurs différentes du vecteur de tension, peut se décomposer en quatre groupes, comme le montre le tableau (III.10).

Tension nulle	V0 (0, 0,0)	V7 (1, 1,1)		V14 (-1,-1,-1)		
Demi-tension	V1 (1, 0,0)	V2 (1, 1,0)	V3 (0, 1,0)	V4 (0, 0,1)	V5 (0, 0,1)	V6 (1, 0,1)
Plein tension	V15 (1,-1,-1)	V16 (1, 1,-1)	V17 (-1, 1,-1)	V18 (-1, 1,1)	V19 (-1,-1,1)	V20 (1,-1,1)
Tension intermédiaire	V21 (1, 0,-1)	V22 (0, 1,-1)	V23 (-1, 1,0)	V24 (-1, 0,1)	V25 (0,-1,1)	V26 (1,-1,0)

Tableau III.10 : Répartition en 4 groupes des groupes des vecteurs de tensions de l'onduleur à trois niveaux.

III.10.2.4. Table de commutation de la commande DTC

Afin de calculer les zones des secteurs et réaliser le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents pilotée par un onduleur 3-niveaux de tension à structure NPC, nous devons élaborer la table de commutation mettant en œuvre au mieux les possibilités de l'onduleur. L'élaboration des tables de commutation sur douze secteurs fait une bonne localisation de vecteur flux dans le plan complexe. De là, une nouvelle table de commande est déduite donnant une relation directe entre, et les ordres de commutation de l'onduleur à trois-niveaux de tension.

Cette table est valide dans les deux sens de rotation de la machine. Ce tableau est représenté dans littérature dans les travaux de [18].

C_{flx}	C_{cpt}	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	N=7	N=8	N=9	N=10	N=11	N=12
+1	+2	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅
	+1	V ₂₁	V ₂	V ₂₂	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄	V ₅	V ₂₅	V ₆	V ₂₆	V ₁
	0	Vecteur nul											
	-1	V ₂₆	V ₁	V ₂₁	V ₂	V ₂₂	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄	V ₅	V ₂₅	V ₆
	-2	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀
-1	+2	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂
	+1	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄	V ₅	V ₂₅	V ₆	V ₂₆	V ₁	V ₂₁	V ₂	V ₂₂
	0	Vecteur nul											
	-1	V ₅	V ₂₅	V ₆	V ₂₆	V ₁	V ₂₁	V ₂	V ₂₂	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄
	-2	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄
0	+2	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆
	+1	V ₂₂	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄	V ₅	V ₂₅	V ₆	V ₂₆	V ₁	V ₂₁	V ₂
	0	Vecteur nul											
	-1	V ₂₅	V ₆	V ₂₆	V ₁	V ₂₁	V ₂	V ₂₂	V ₃	V ₂₃	V ₄	V ₂₄	V ₅
	-2	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉

Tableau III.11 : Sélection des tensions V_s de l'onduleur niveaux de tension de type NPC.

III.11. Réglage de vitesse de la MSAPDE

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

D'où le diagramme fonctionnel de réglage de vitesse (figure III.11).

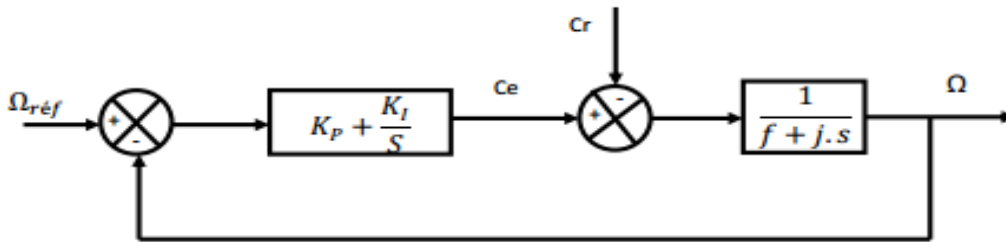


Figure III.13 : Régulation de la vitesse.

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 :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.24})$$

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 :

$$\Omega(s) = \frac{1}{f + j.s} [C_e(s) - C_r(s)] \quad (\text{III.25})$$

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

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p.s + K_i}{j}}{s^2 + \left(\frac{f + K_p}{j}\right).s + \frac{K_i}{j}} \quad (\text{III.26})$$

$$F(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (\text{III.27})$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI :

$$K_i = \omega^2 j \quad K_p = 2\xi\omega j - f \quad (\text{III.28})$$

Avec :

ω : Fréquence propre d'oscillation

ξ : Coefficient d'amortissement

j : Moment d'inertie

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.

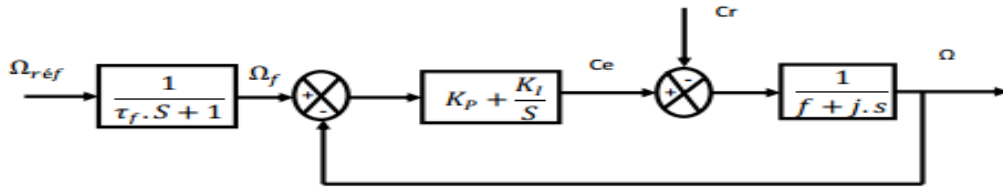


Figure III.14 : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

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

$$\frac{\Omega_f}{\Omega_{réf}} = \frac{1}{\tau_f s + 1} \tag{III.29}$$

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

III.12. Structure générale du contrôle direct de couple :

La structure complète de la commande, est représentée sur la figure (III.12)

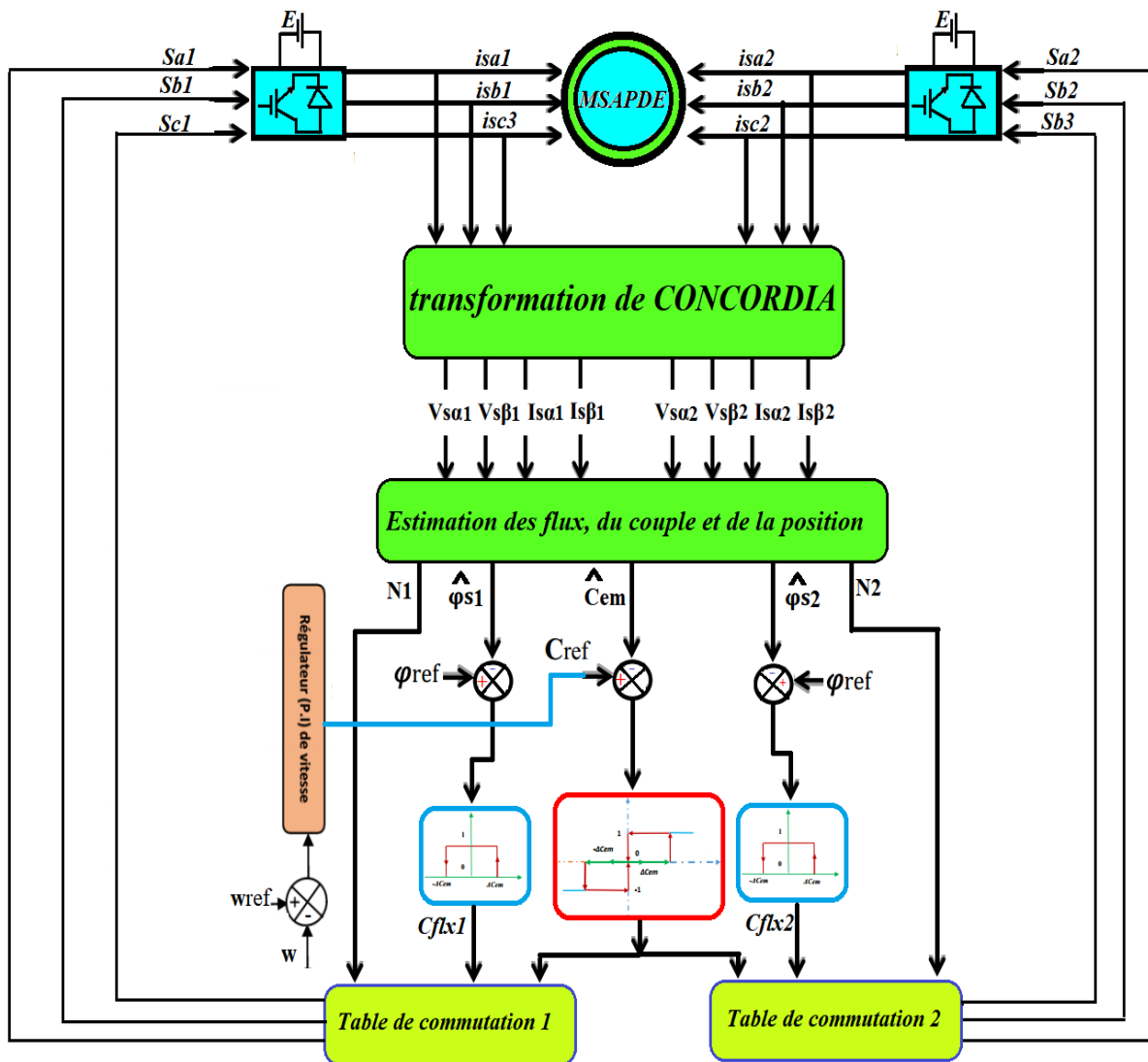


Figure III.15 : Structure globale DTC avec onduleur à trois niveaux.

III.13. Schéma de simulation de la DTC appliquée au MSAPDE

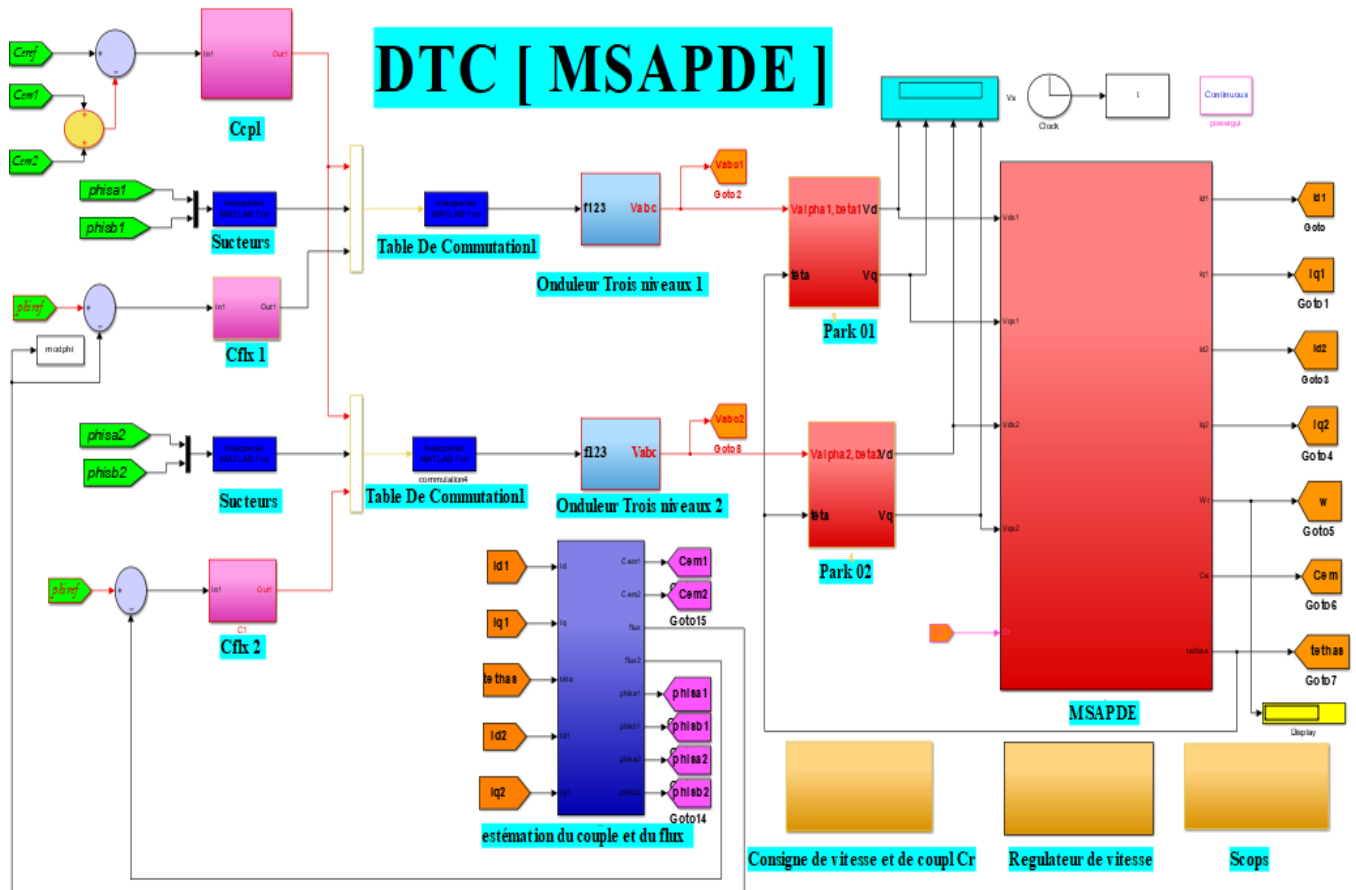


Figure III.16 : Schéma de simulation de la DTC appliquée au MSAPDE

III.14. Résultats de 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 niveaux). 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 :

- Test par Démarrage à vide.
- Test par variation de la charge.
- Test par inversion du sens de rotation de la vitesse.
- Test Variation de la résistance statorique.

Les simulations sont effectuées pour un temps d'échantillonnage égal à 0.4s. Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine. Ainsi, on applique un échelon de couple résistant de 5.5 N.m à l'instant $t = 0.2$ s.

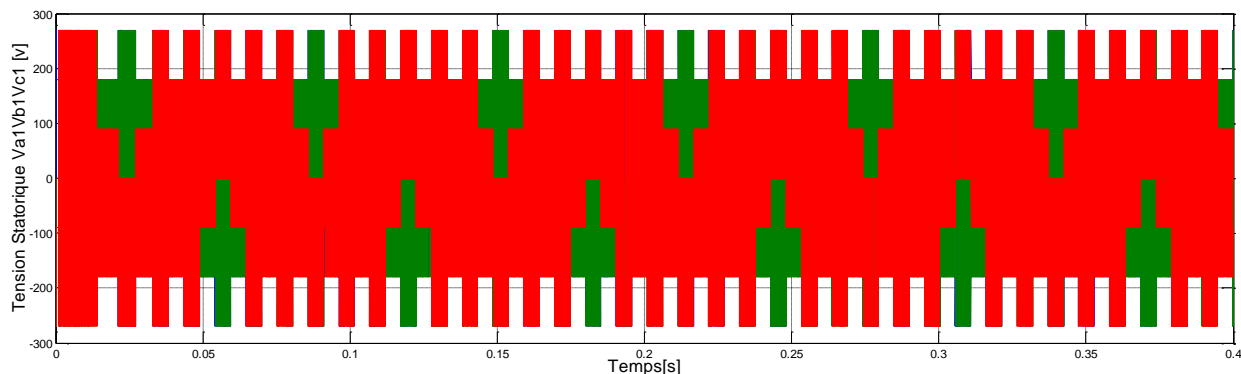
III.14.1. Résultats de simulation de la DTC par un correcteur du flux à deux niveaux et un correcteur du couple à trois niveaux

III.14.1.1. Test de robustesse vis-à-vis aux variations non paramétriques

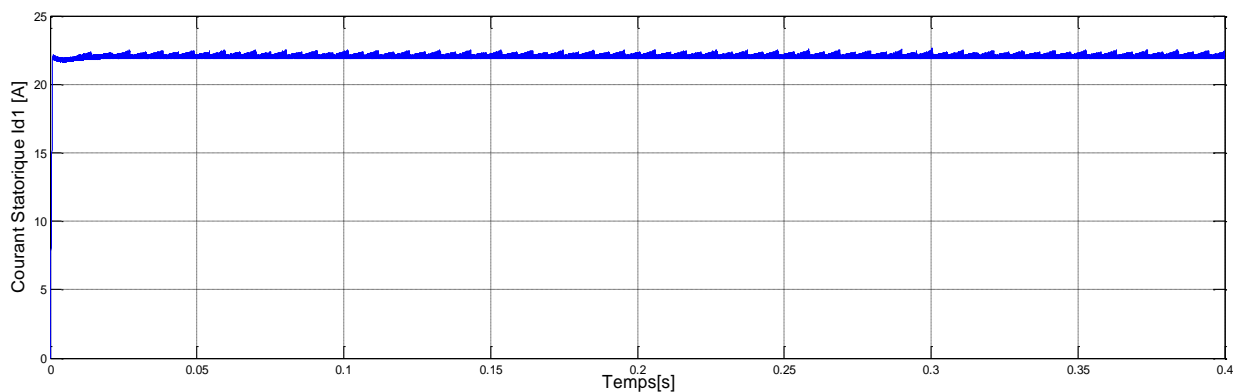
◆ Démarrage à vide :

Ce test a été effectué de la manière suivante : On démarre le moteur à vide

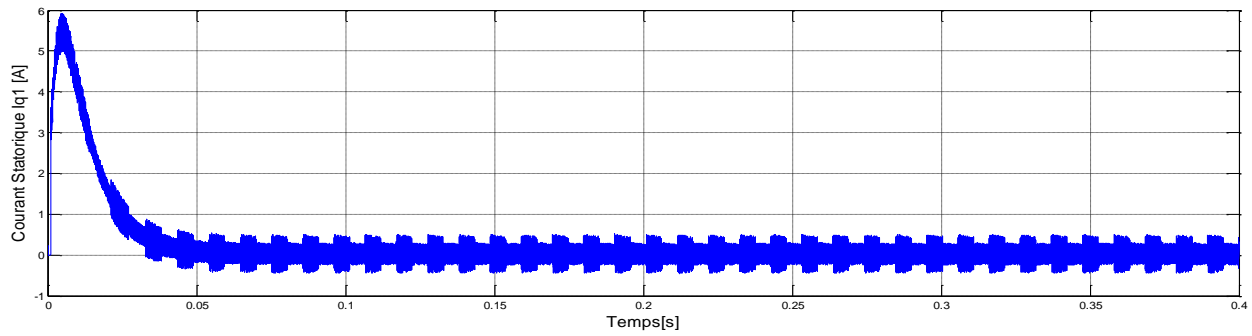
Résultats de simulation :



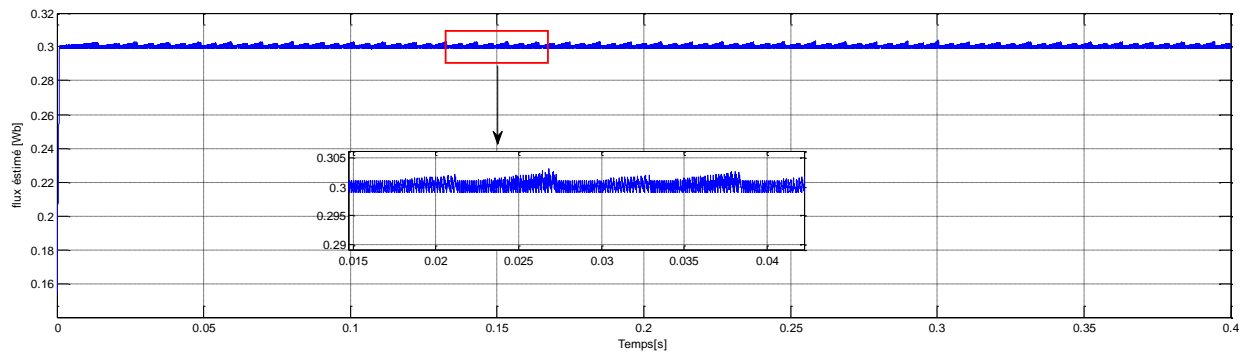
(a) : Tension composé Va1 Vb1Vc1



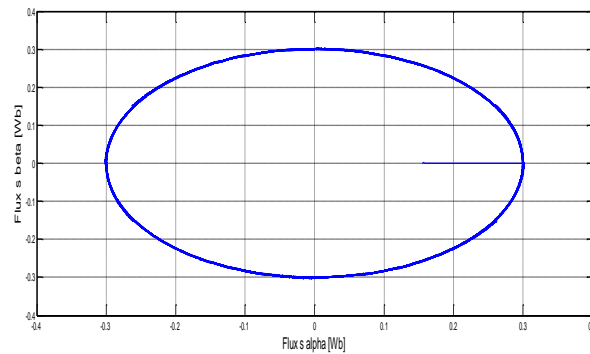
(b) : Id Le courant statorique



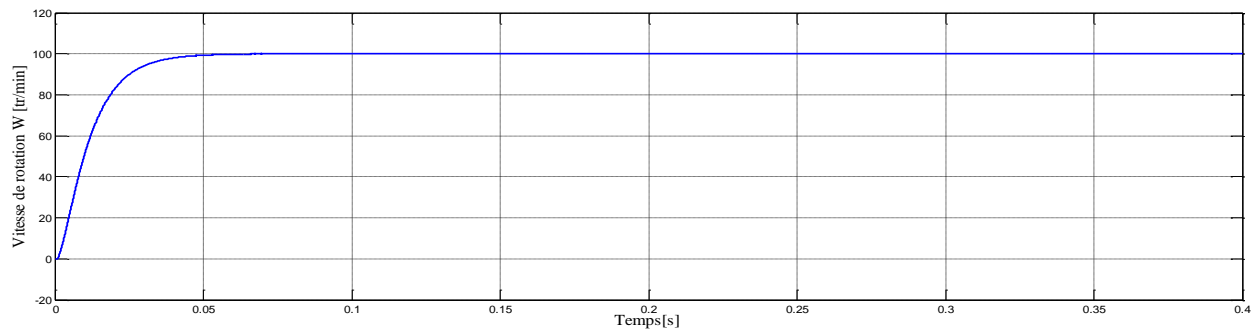
(c) : I_q Le courant statorique



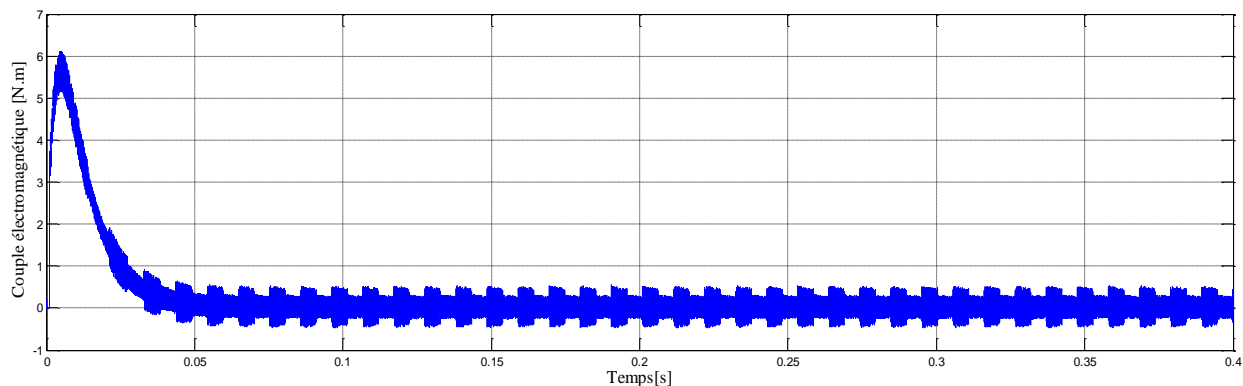
(d) : Variation du flux estimé.



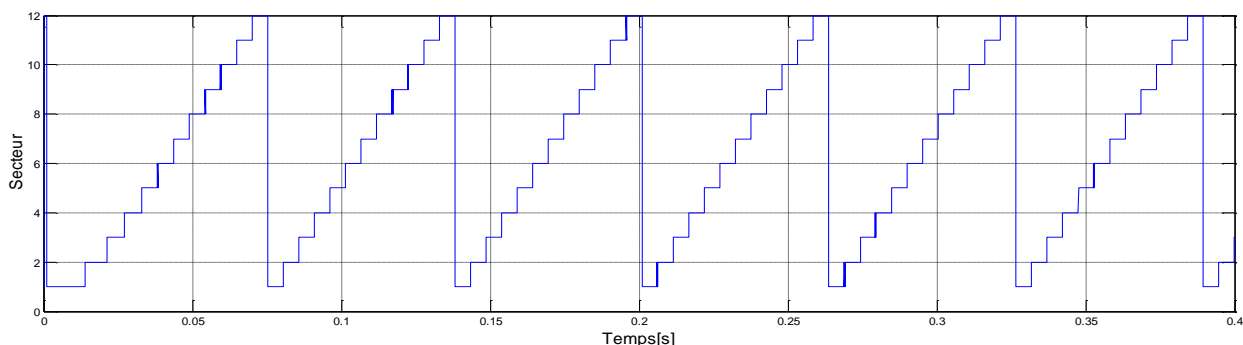
(e) : Trajectoire de vecteur du flux statorique.



(f) : variation de la vitesse.



(g) : variation du couple.



(h) : Evolution du secteur de flux en fonction du temps

Figure III.17 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandée

Par DTC (En charge $C_r = 0\text{N.m}$, $w_r = 100\text{ rad/s}$).

Interprétation des résultats de simulation

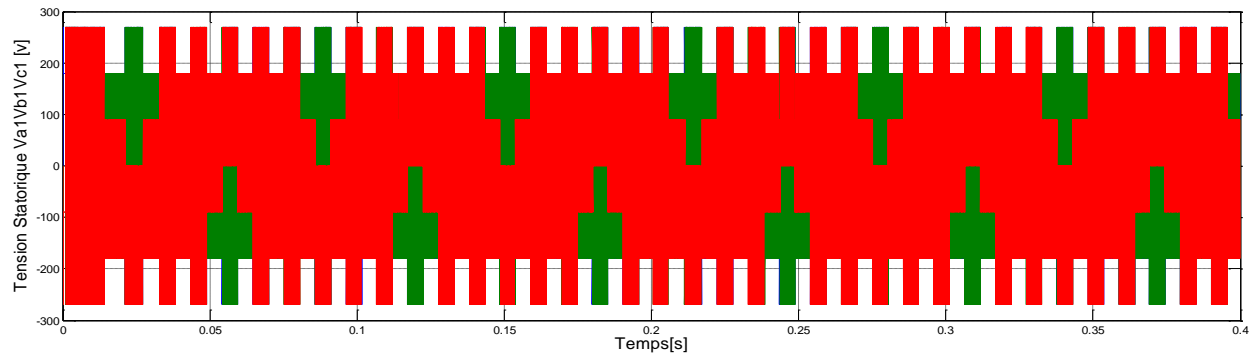
La (Figure III.17) illustre démarrage à vide de la MSAPDE par un $w_{ref} = 100\text{rad/s}$ et débit de référence de $0,3\text{ Wb}$. On note que le temps de réponse en vitesse ne dépassera pas après $t = 0,05\text{s}$, qui est le temps nécessaire pour établir un état stationnaire à 63% de la vitesse nominale. Après le temps de stabilisation $t = 0,05\text{ s}$, le couple atteint la valeur de crête et se stabilise au point de consigne zéro

◆ Test par variation du couple de la charge

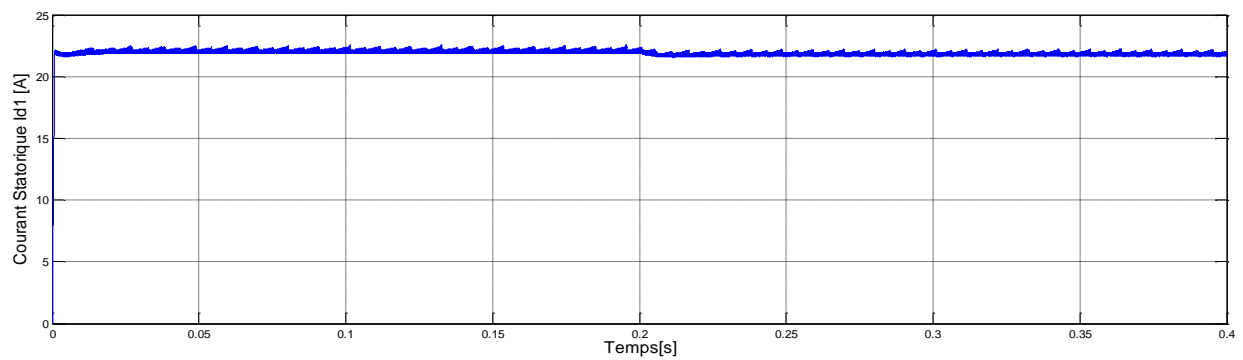
Ce test a été effectué de la manière suivante :

On démarre le moteur à vide puis à l'instant $t = 0.2\text{ s}$ on le charge avec $C_r = 8\text{ Nm}$.

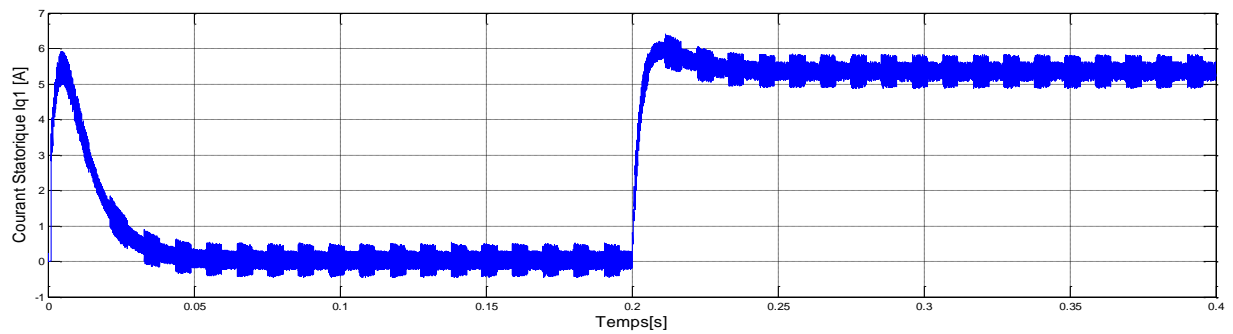
Résultats de simulation



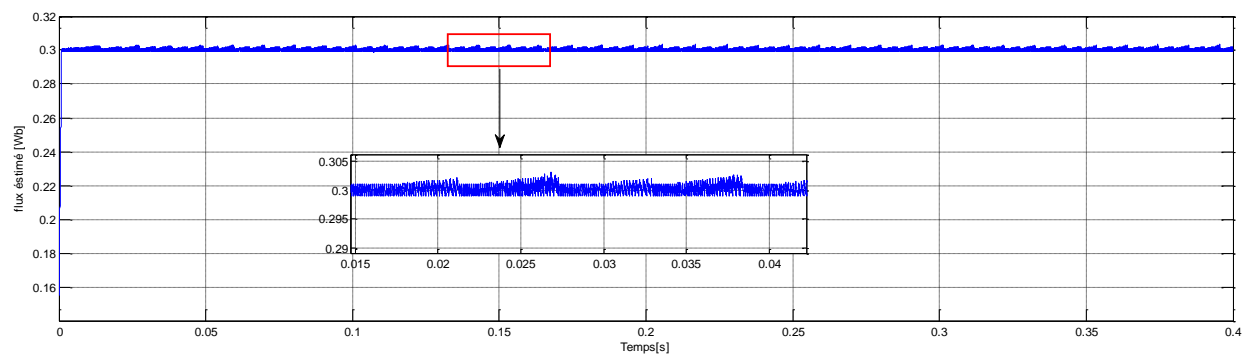
(a) : Tension composé Va1 Vb1Vc1



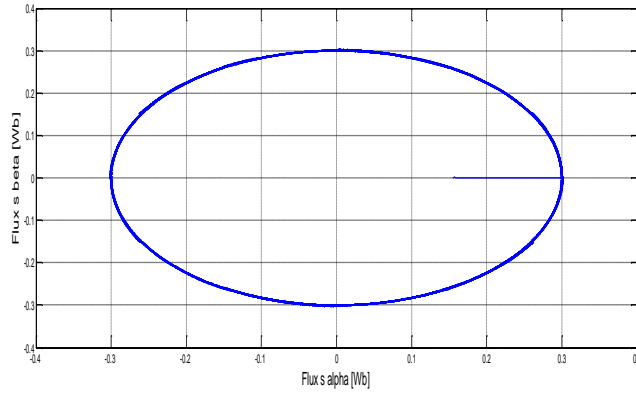
(b) : Id Le courant statorique.



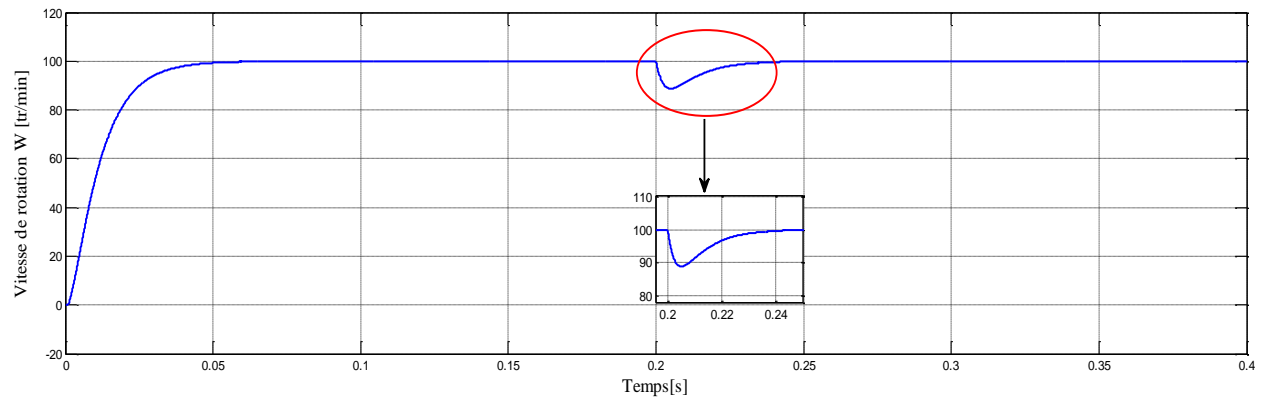
(c) : Iq Le courant statorique



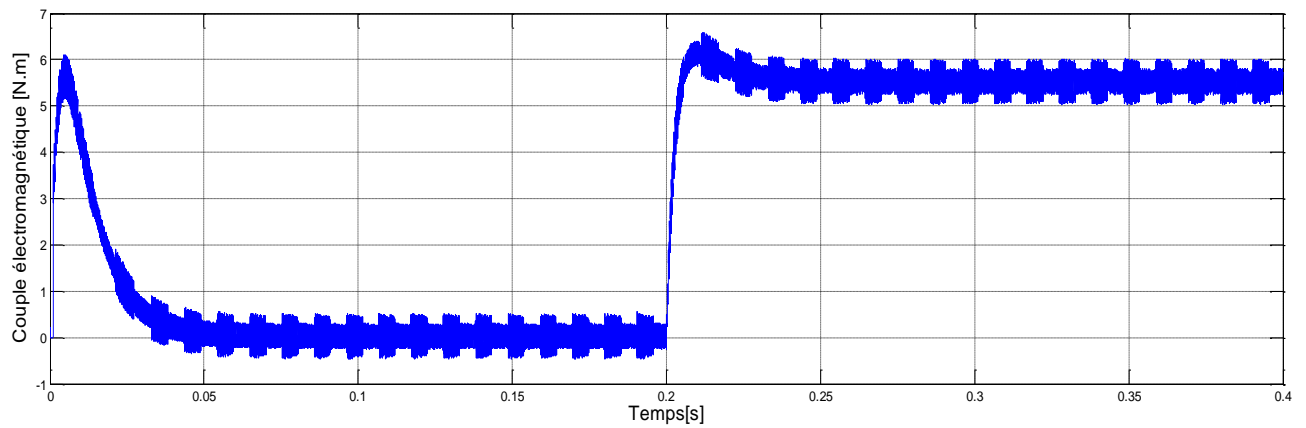
(d) : Variation du flux estimée.



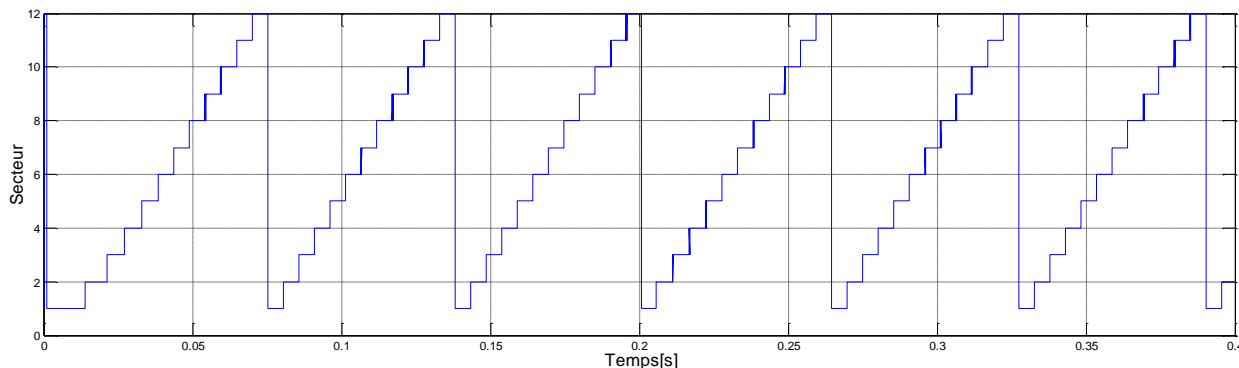
(e): Trajectoire de vecteur du flux statorique.



(f) : variation de la vitesse.



(g) : variation du couple.



(g) : Evolution du secteur de flux en fonction du temps

Figure III.18 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandée
Par DTC (En charge $C_r = 5.5\text{N.m}$, $w_r = 100\text{ rad/s}$).

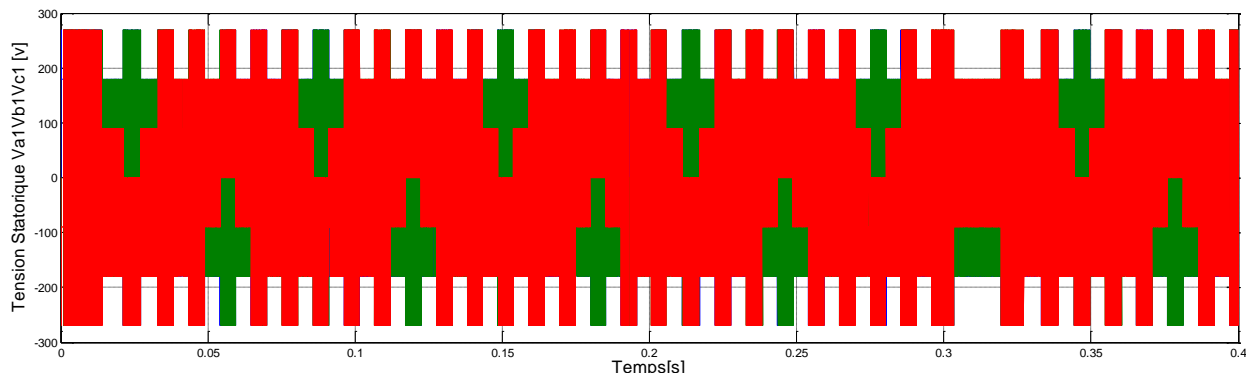
Interprétation des résultats de simulation

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 6N.m et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent après un temps de démarrage 0.2s puis stabilise pour une valeur finale 5.5 N.m, En plus en remarque que la vitesse suivre la valeur de référence après 0.05s avec un pic à 0.2s c'est-à-dire l'application de la charge

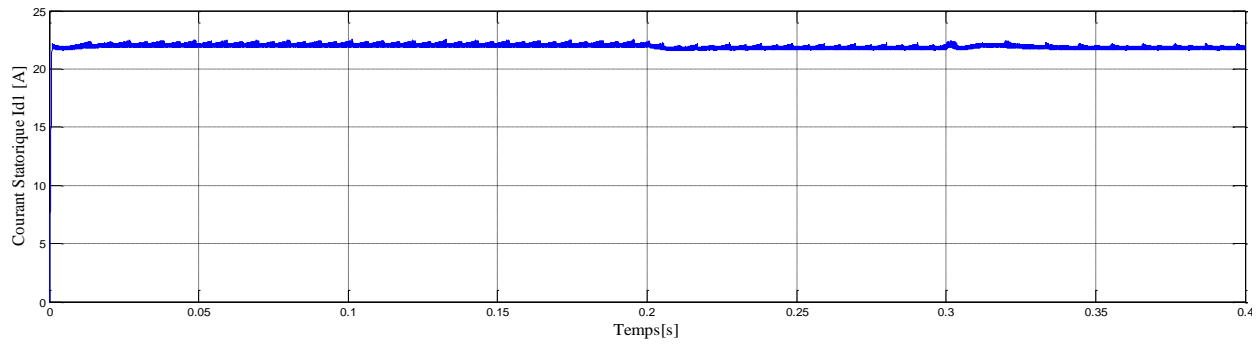
◆ **Test par inversion du sens de rotation de la vitesse**

Ce test a été effectué de la manière suivante : après un démarrage à vide est à l'instant $t = 0.2\text{s}$ on a introduit un changement du couple résistant égale à 5.5 N.m puis on a introduit un changement de consigne de la vitesse de référence de +100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t = 0.3\text{ s}$.

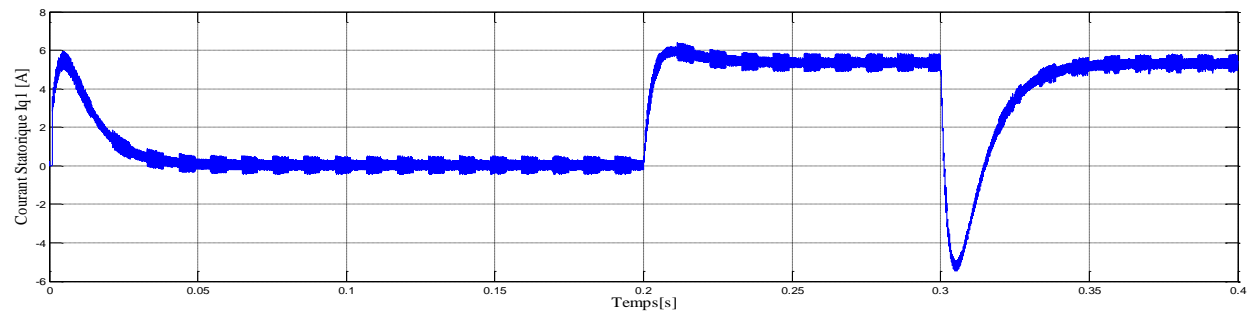
Résultats de simulation



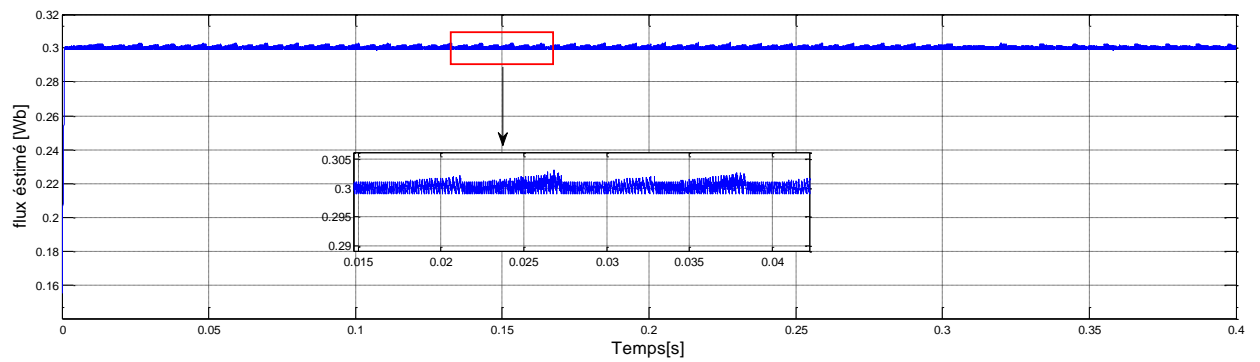
(a) : Tension composé Va1 Vb1Vc1



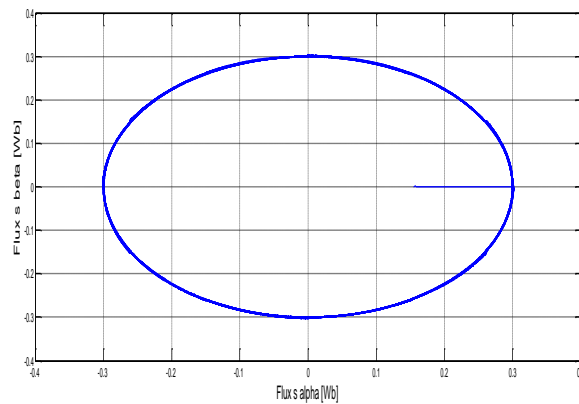
(b) : I_d Le courant statorique



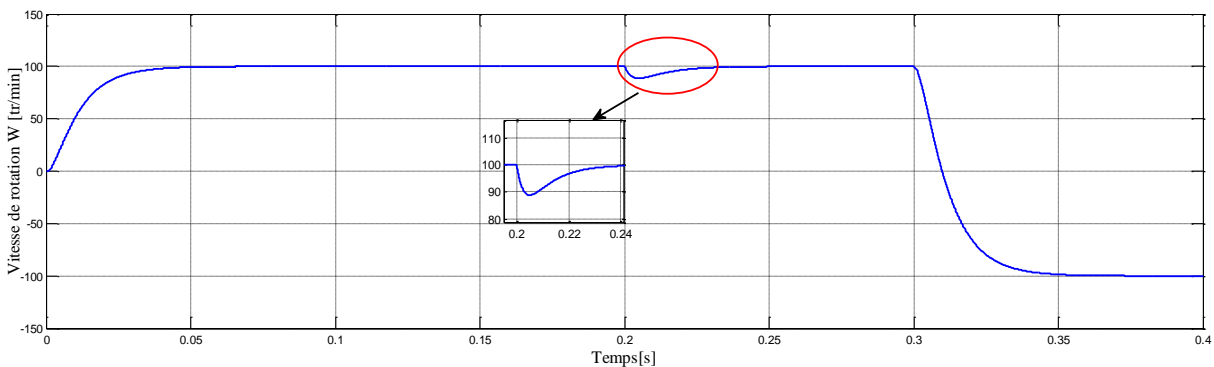
(c) : I_q Le courant statorique



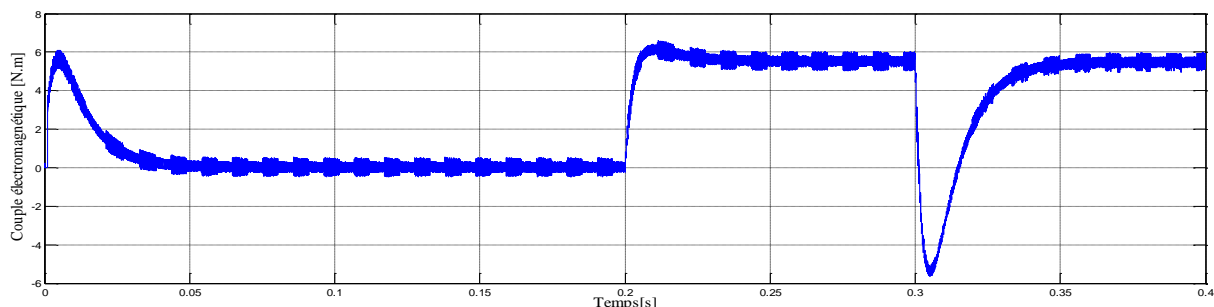
(d) : Variation du flux estimé .



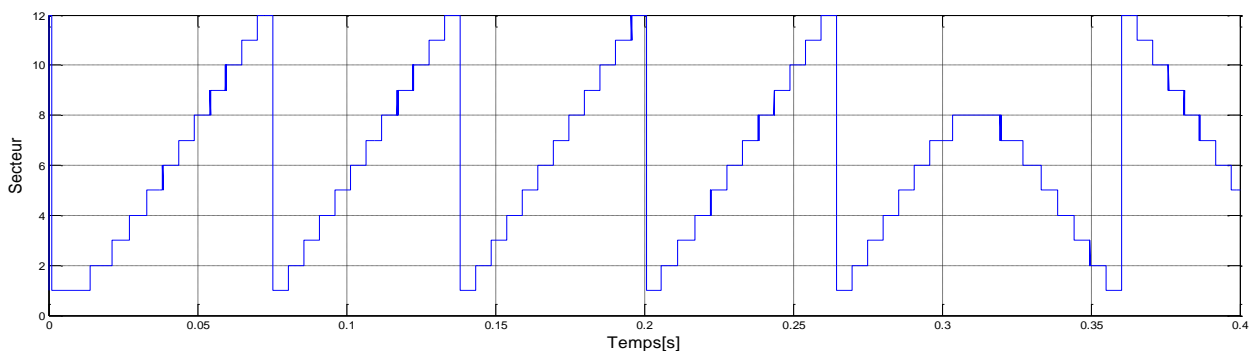
(e): Trajectoire de vecteur du flux statorique.



(f) : variation de la vitesse.



(g) : variation du couple.



(h) : Evolution du secteur de flux en fonction du temps

Figure III.19 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandée par DTC avec inversion de sens de rotation.

Interprétation des résultats de simulation

La figure (III.19) présente la réponse du moteur à l'inversion de 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 hystérésis.

III.14.1.2. Test de robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques

Dans cette partie on présente les résultats de simulation de la robustesse de la commande de vitesse par un PI classique d'une machine asynchrone avec DTC, face à la variation paramétrique due à plusieurs phénomènes et perturbations à savoir.

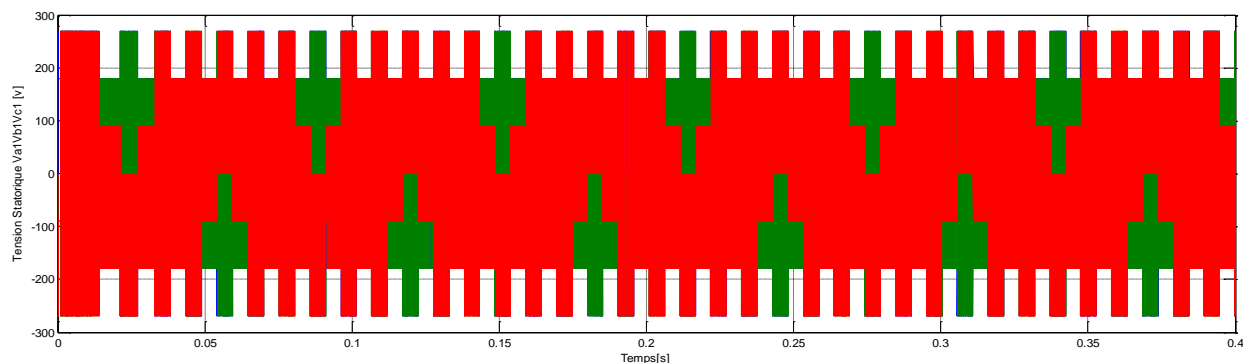
- l'état magnétique de la machine caractérisé par le phénomène de saturation qui influe sur les inductances de la machine.
- l'effet de la température sur les résistances en particulier.
- la variation de la vitesse rotorique qui provoque l'évolution de l'effet de peau.
- la variation de la charge qui peut affecter l'inertie du rotor et le facteur de frottement... etc.
- Pour ce faire, les performances de cette commande ont été établies par simulation pour le cas de la variation respective de la résistance statorique de l'ordre de 100%.

◆ Variation de la résistance statorique

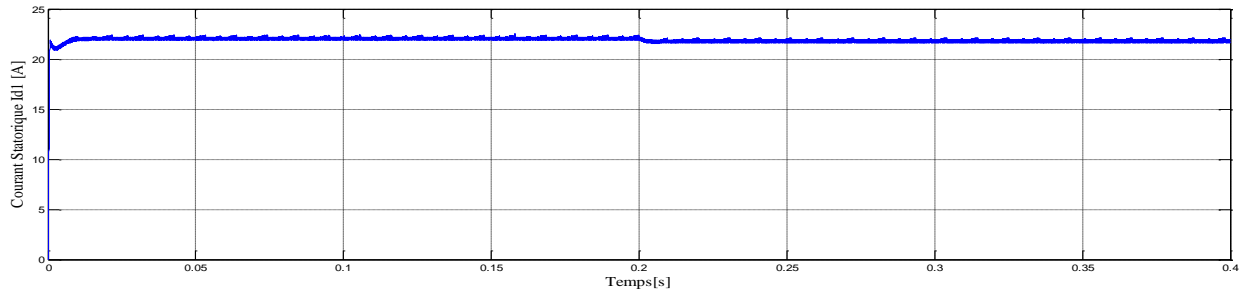
Les principes du contrôle direct du couple ont été établis en supposant que la vitesse de la machine est élevée pour négliger l'influence du terme résistif surtout pour le contrôle du flux. Il est nécessaire donc d'étudier le comportement du flux et du couple lors de leurs établissements respectifs.

Pour étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine lors de la variation des paramètres électriques, nous avons simulé le système pour une augmentation de +100% de la résistance statorique nominale $100\%R_s : 2R_s : 2 \cdot 1.4 = 2.8$

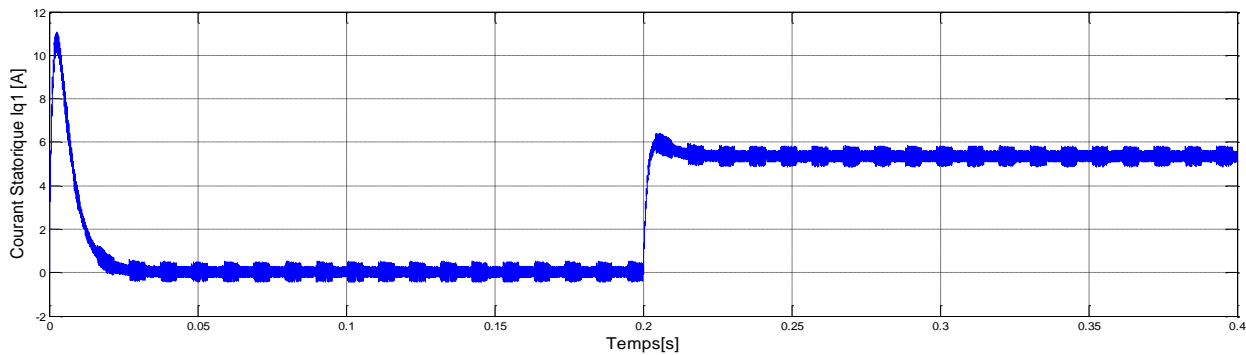
Résultats de simulation



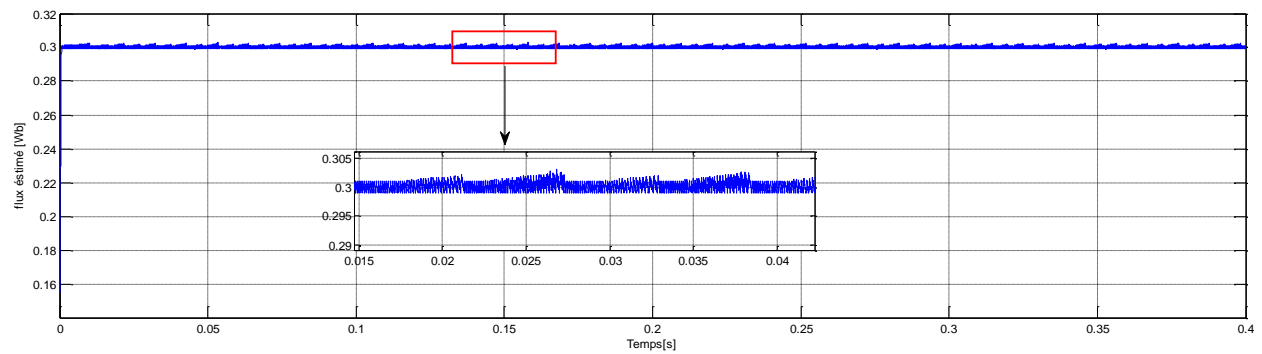
(a) : Tension composé Va1Vb1Vc1



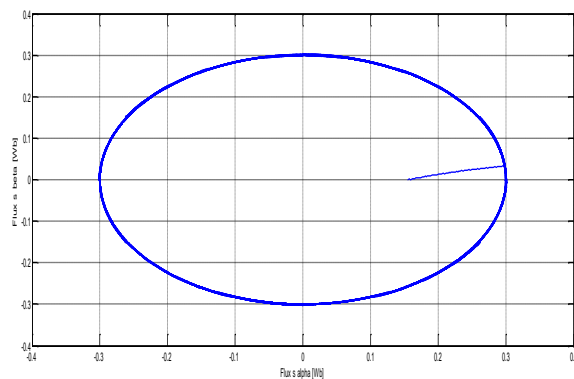
(b) : I_d Le courant statorique



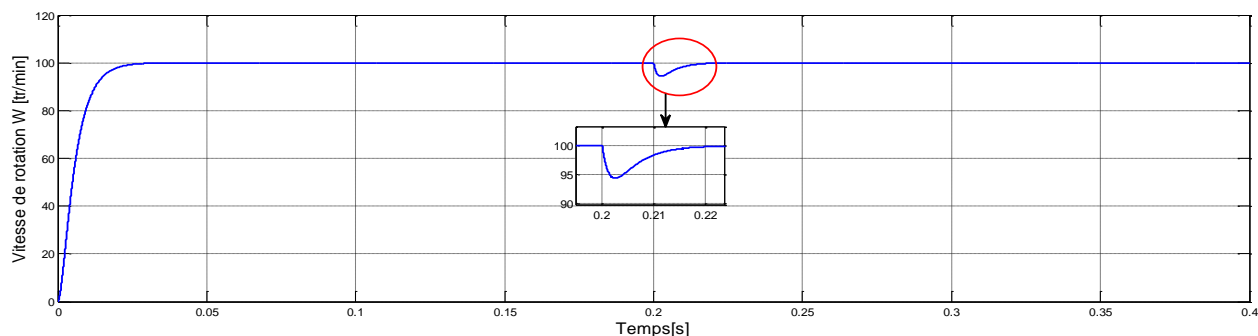
(c) : I_q Le courant statorique



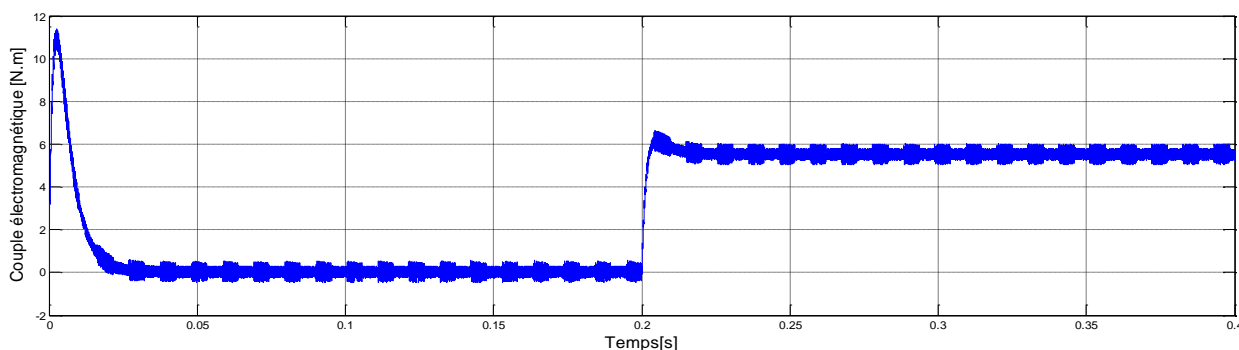
(d) : Variation du flux estimée.



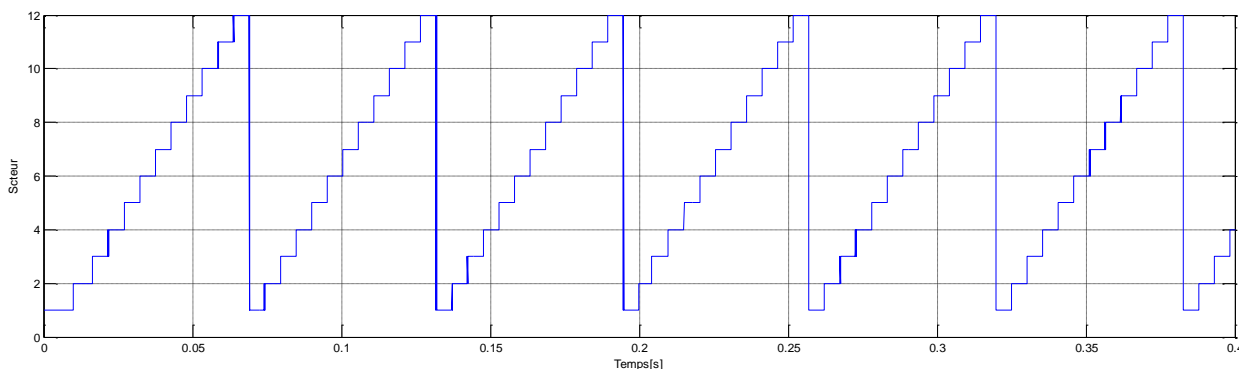
(e) : Trajectoire de vecteur du flux statorique.



(f) : variation de la vitesse.



(g) : variation du couple.



(h) : Evolution du secteur de flux en fonction du temps

Figure III.20 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandée par DTC avec variation de résistance R_s .

Interprétation des résultats de simulation

La figure (III.20) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et de flux statorique, pour une variation de valeurs de résistance R_s deux fois par pour la valeur nominale. On constate d’après l’analyse des résultats présentés par la figure (III.20), l’insensibilité de la commande face à la variation de la résistance statorique R_s de la MSAPDE.

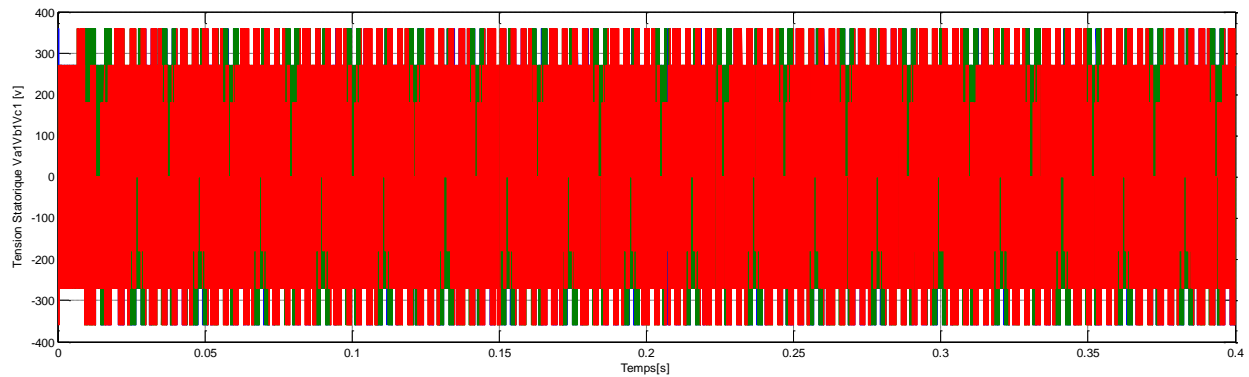
III.14.2. Résultats de simulation de la DTC par un correcteur du flux à trois niveaux et un correcteur du couple à cinq niveaux

III.14.2.1. Test de robustesse vis-à-vis aux variations non paramétriques

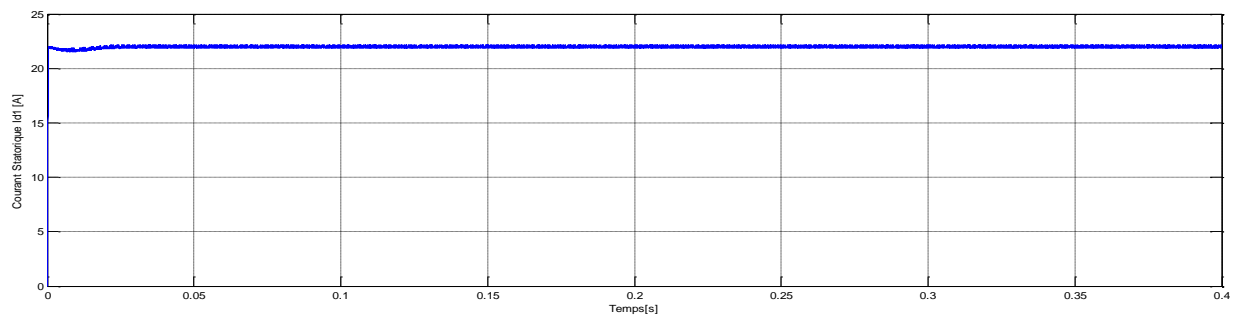
◆ Démarrage à vide :

Ce test a été effectué de la manière suivante : On démarre le moteur à vide

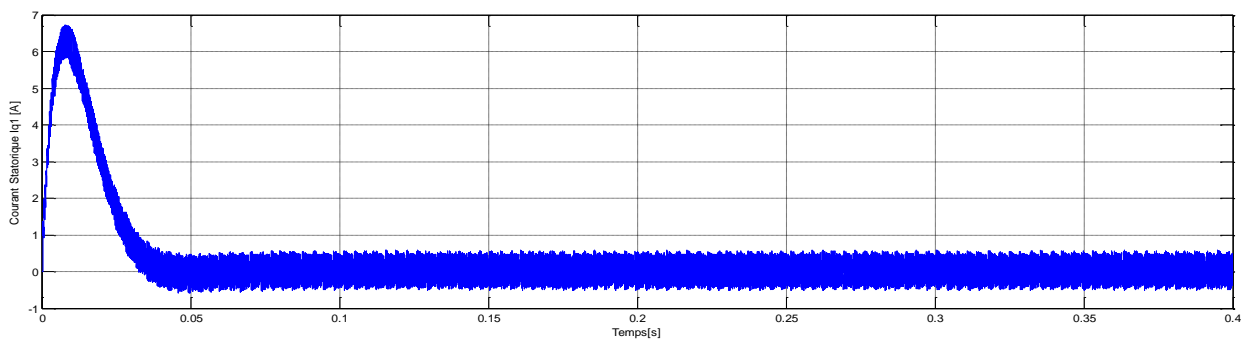
Résultats de simulation



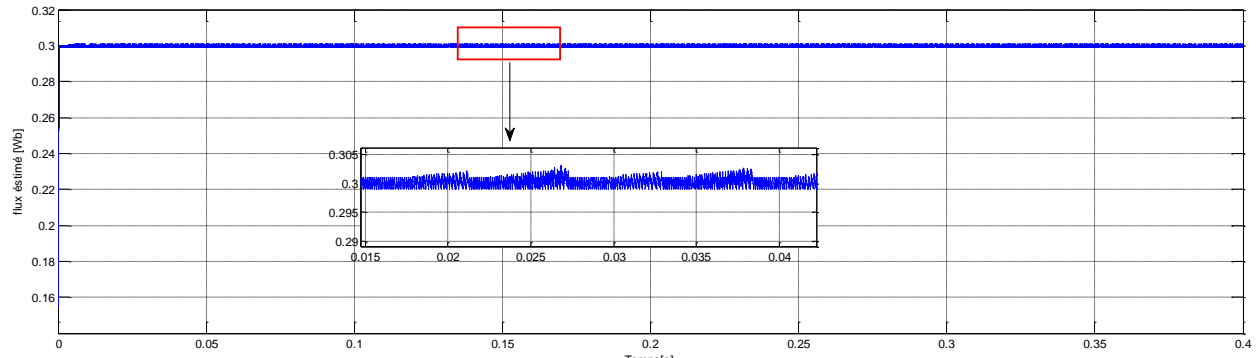
(a) : Tension composé Va1 Vb1Vc1



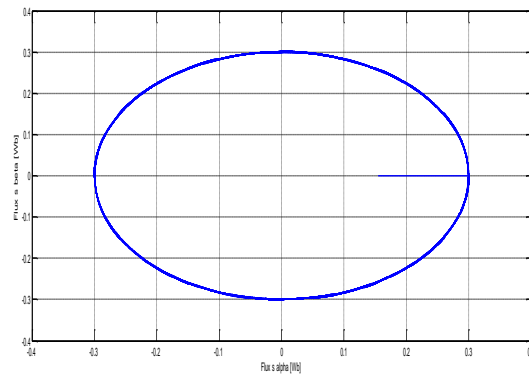
(b) : Id Le courant statorique



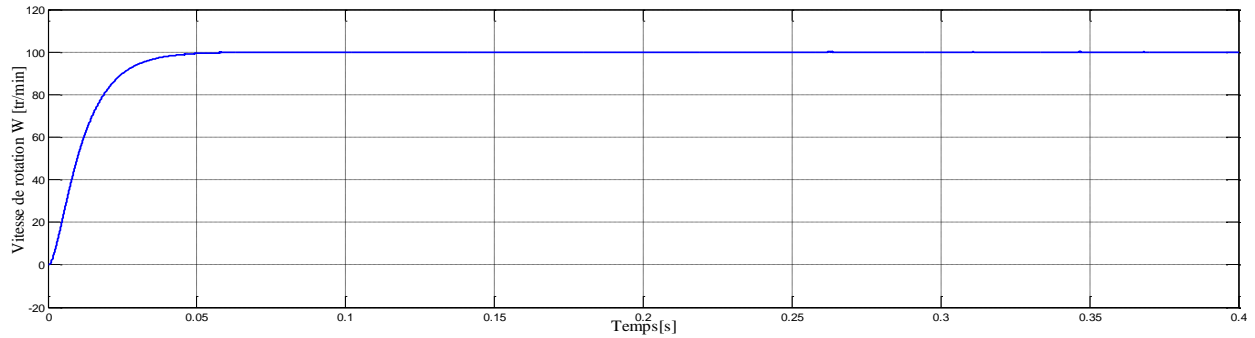
(c):Iq Le courant statorique



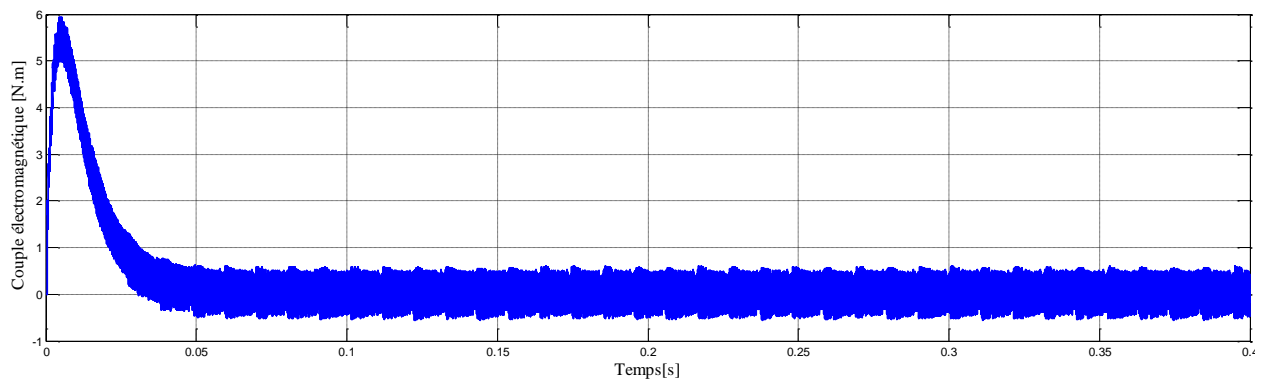
(d) : Variation du flux estimé .



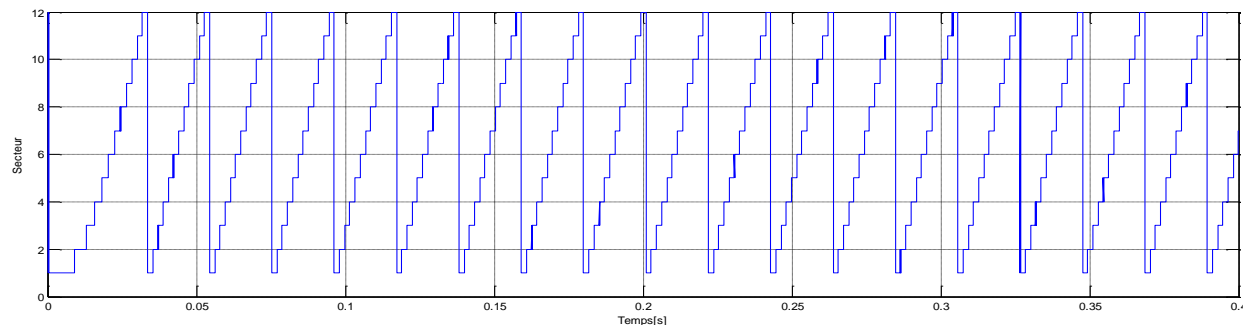
(e): Trajectoire de vecteur du flux statorique.



(f) : variation de la vitesse.



(g) : variation du couple.



(h) : Evolution du secteur de flux en fonction du temps

Figure III.21 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandéePar DTC (En charge $C_r = 0\text{N.m}$, $w_r = 100\text{ rad/s}$).

Interprétation des résultats de simulation

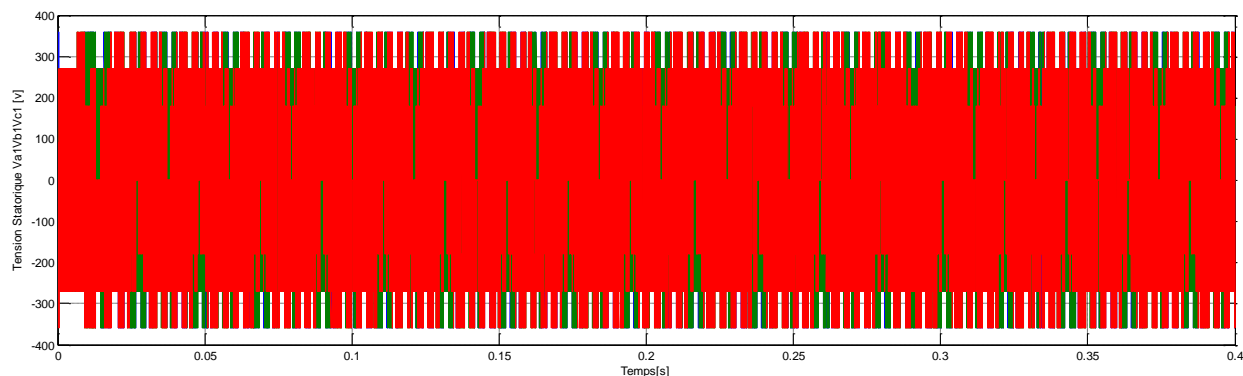
La (Figure III.21) représente la réponse du couple électromagnétique, flux, courant statorique et la vitesse de rotation.

On remarque que le temps de réponse de la vitesse s'effectue sans dépassement au bout de $t=0.05\text{ s}$ qui correspond au temps d'établissement du régime permanent considéré à 63% de la valeur de la vitesse nominale. Le couple marque un pic et se stabilise sur la consigne nulle au bout d'un temps de l'ordre de $t=0.014\text{ s}$. le module du flux statorique s'établit à sa valeur de référence de 0.3 Wb avec une légère ondulation au démarrage qui est très visible dans le plan (α, β) .

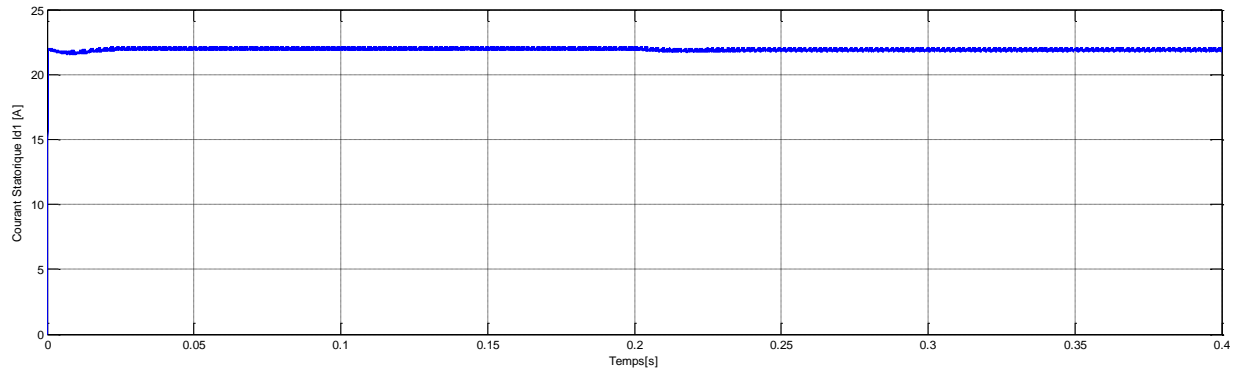
◆ Test par variation du couple de la charge

Ce test a été effectué de la manière suivante: On démarre le moteur à vide puis a l'instant $t = 0.2\text{s}$ on le charge avec $C_r = 5.5\text{ Nm}$.

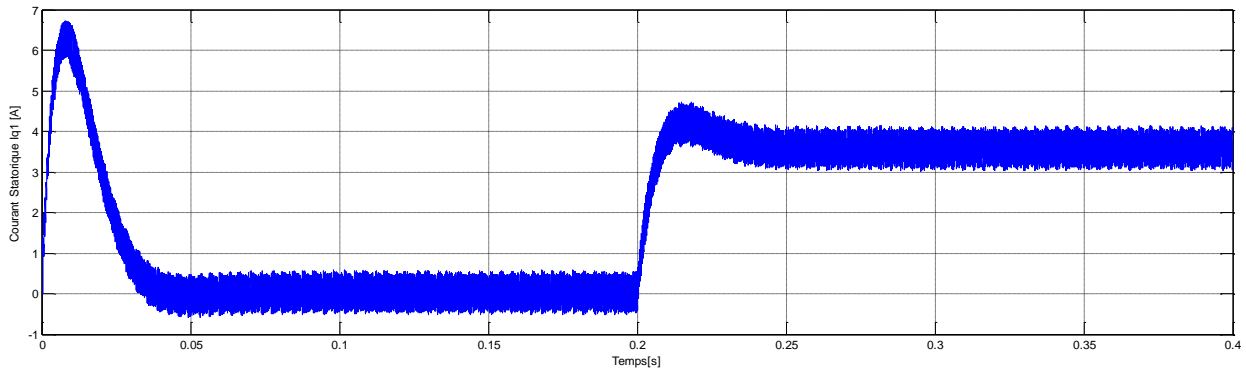
Résultats de simulation



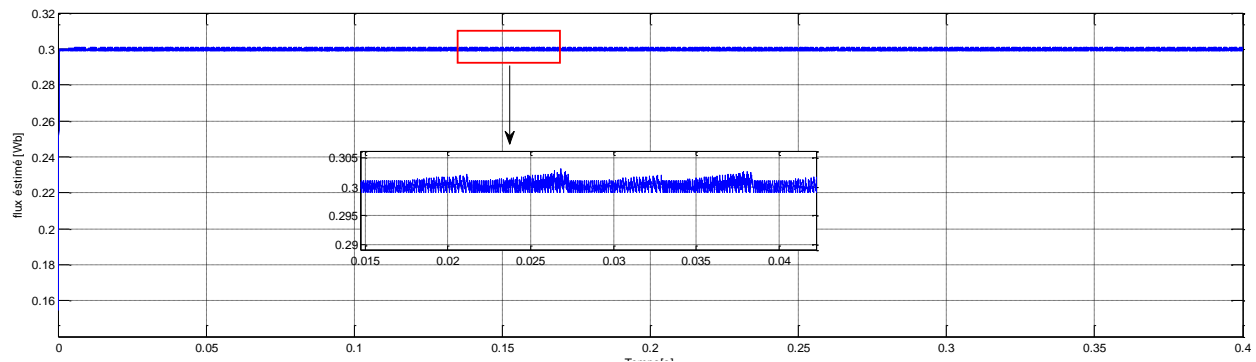
(a) : Tension composé Va1 Vb1Vc1



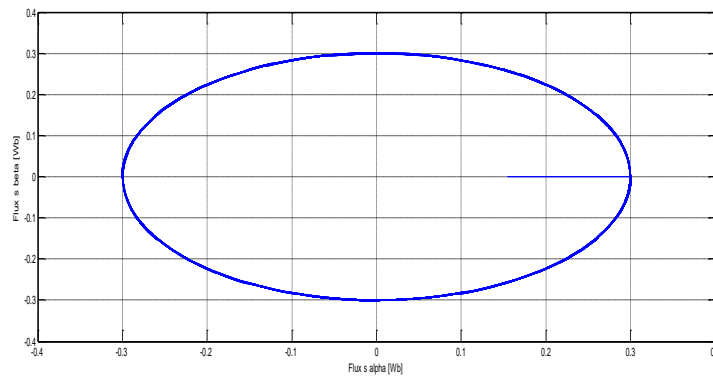
(b) : I_d Le courant statorique



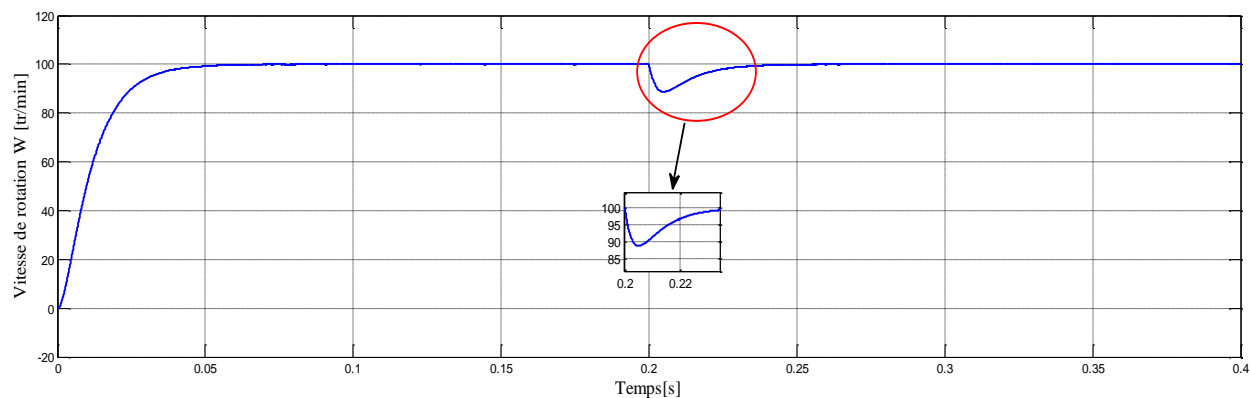
(c) : I_q Le courant statorique



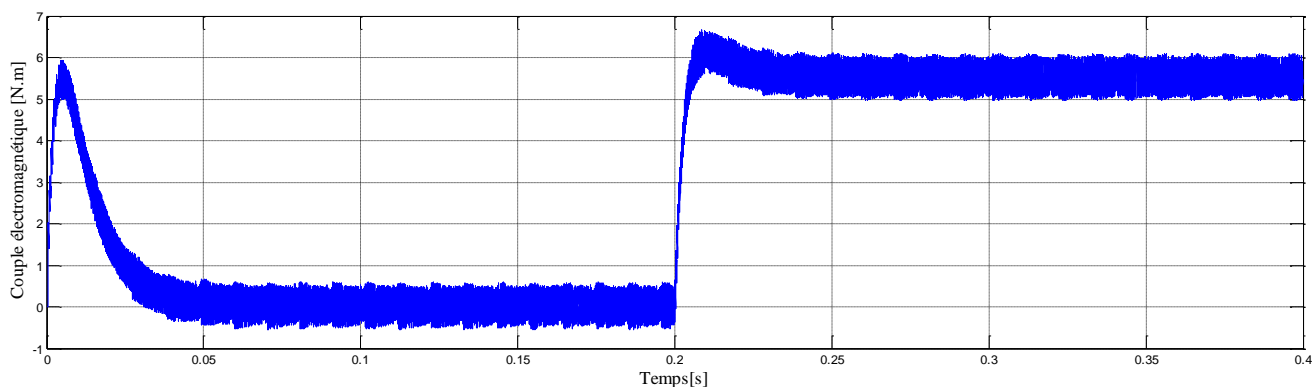
(d) : Variation du flux estimé.



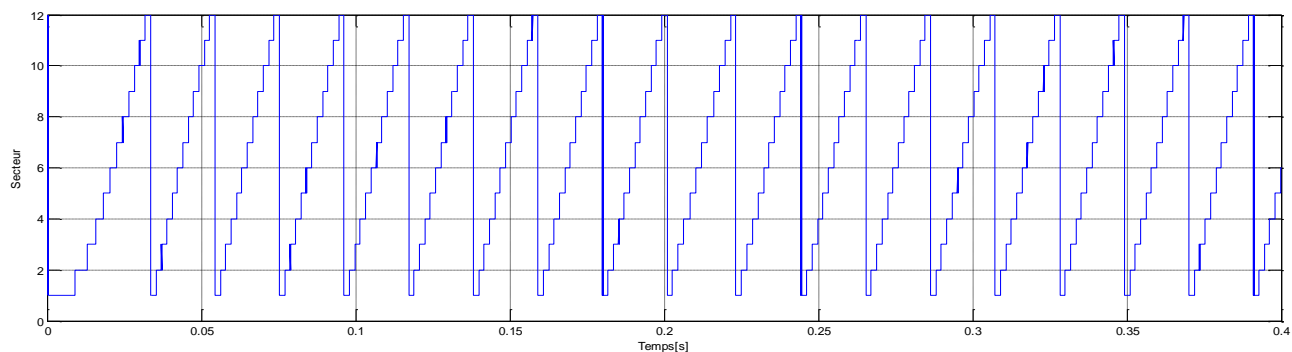
(e): Trajectoire de vecteur du flux statorique.



(f) : variation de la vitesse.



(g) : variation du couple.



(h) : Evolution du secteur de flux en fonction du temps

Figure III.22 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandée

Par DTC (En charge $C_r = 5.5\text{N.m}$, $w_r = 100\text{ rad/s}$).

Interprétation des résultats de simulation

Pour tester la robustesse du réglage de la machine synchrone double étoile MSAPDE par un régulateur PI, on a introduit un couple de charge de 5N.m à l'instant $t=0.2\text{s}$ et pour examiner des avantages de ce test, on a utilisé un échelon de consigne de 5N.m à $t=0.2\text{s}$, voir la (Figure

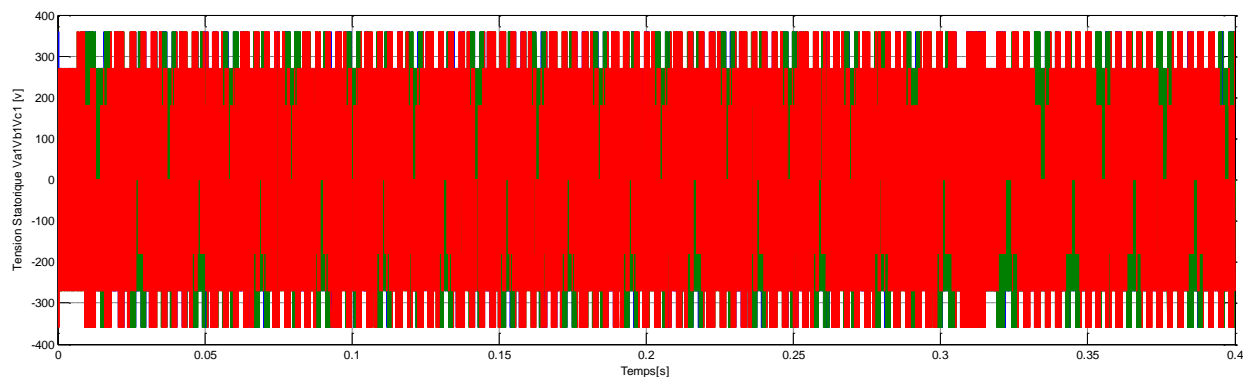
III.22).

On constate que la vitesse atteint sa référence $w_{ref}=100\text{rad/s}$ sans dépassement et que les rejets de perturbation dus aux consignes de charges appliqués aux différents instants précités sont présentées est par conséquent des persistes remarquable des harmoniques du couple et de vitesse. La dynamique des composantes de flux statorique n'est pas affectée par l'application de ces consignes de charges.

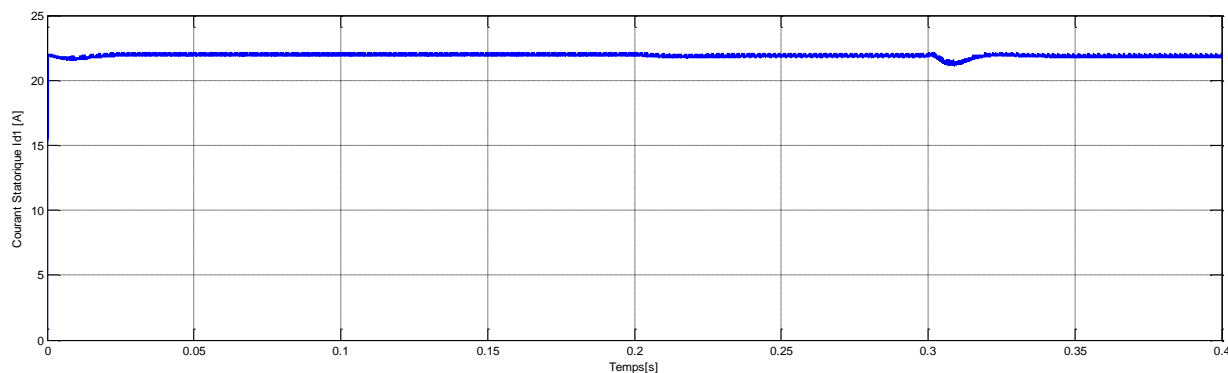
◆ Test par inversion du sens de rotation de la vitesse

Ce test a été effectué de la manière suivante : après un démarrage à vide et a l'instant $t = 0.2\text{s}$ on a introduit un changement du couple résistant égale à 8 N.m puis on a introduit un changement de consigne de la vitesse de référence de $+100\text{ rad/s}$ à -100 rad/s à l'instant $t = 0.3\text{ s}$.

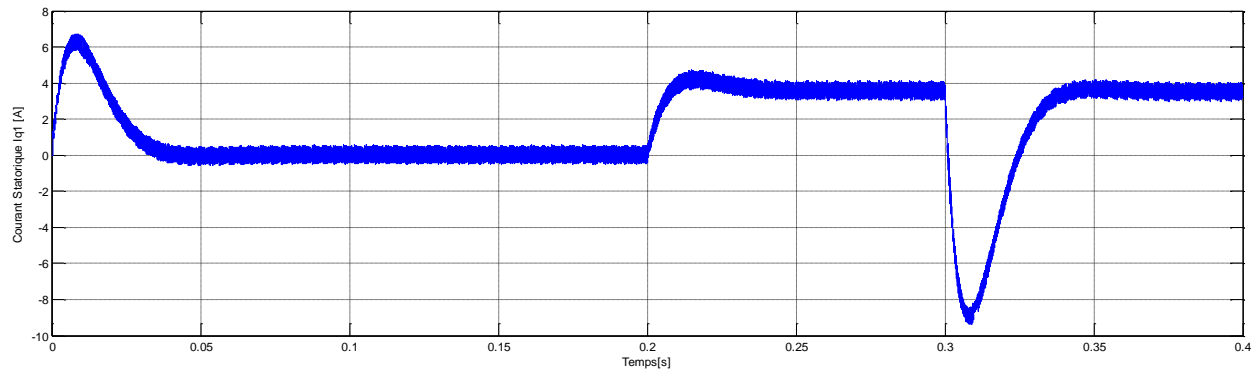
Résultats de simulation



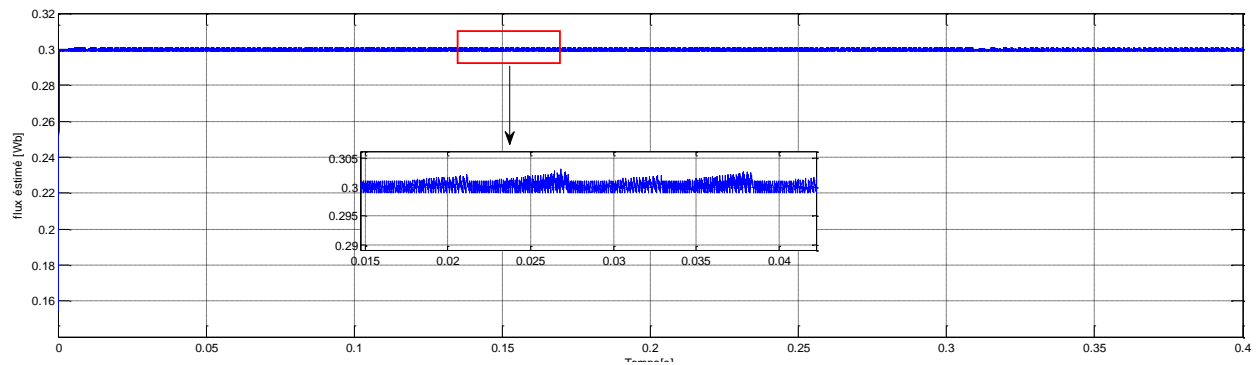
(a) : Tension composé Va1 Vb1Vc1



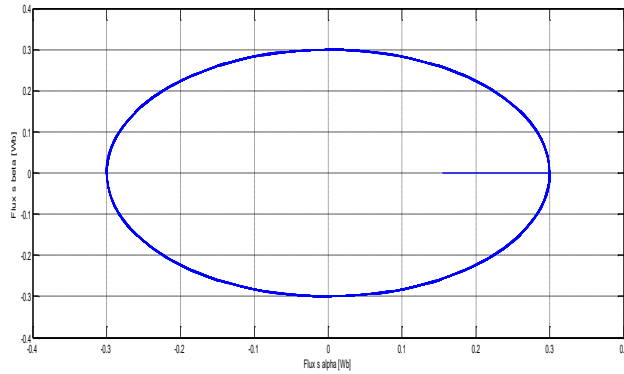
(b) : Id Le courant statorique



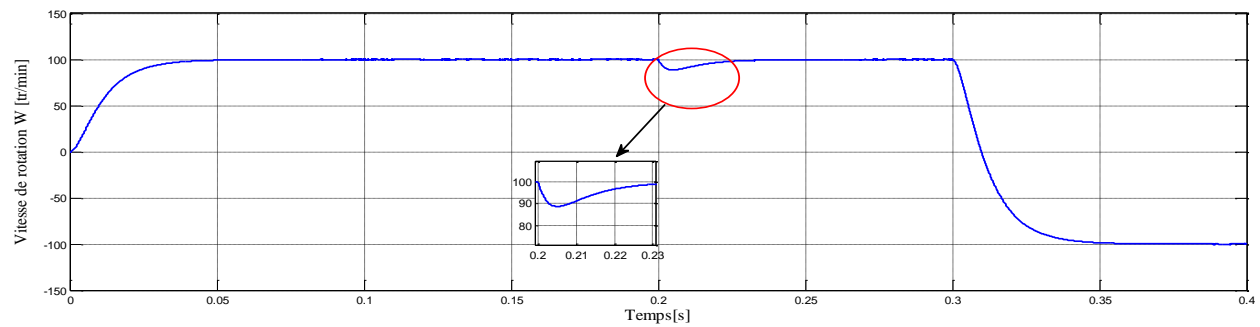
(c) : I_q Le courant statorique



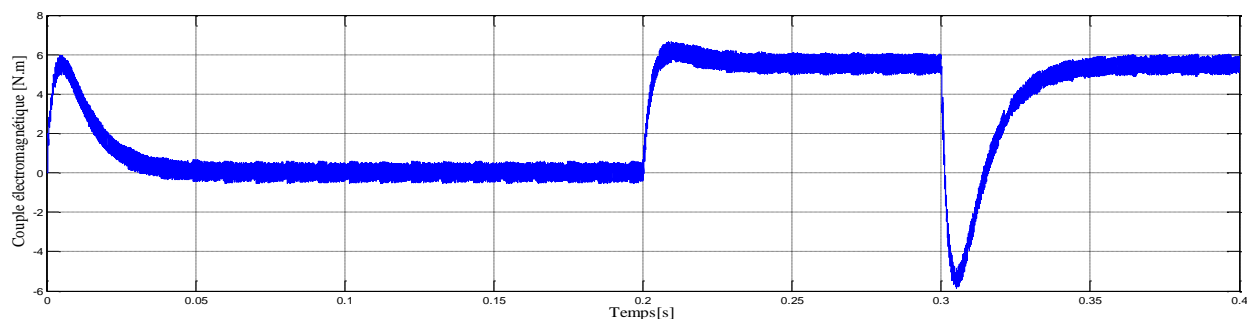
(d) : Variation du flux estimé .



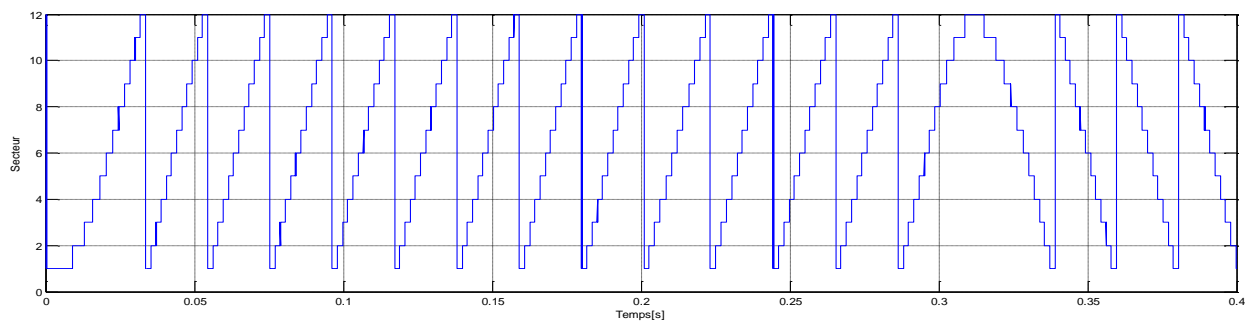
(e): Trajectoire de vecteur du flux statorique.



(f) : variation de la vitesse.



(g) : variation du couple.



(h) : Evolution du secteur de flux en fonction du temps

Figure III.23 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandée

Par DTC avec inversion de sens de rotation.

Interprétation des résultats de simulation

La (Figure III.23) illustre clairement la robustesse du régulateur PI plus particulièrement pour la réponse de vitesse vis-à-vis d'une inversion importante de la référence en vitesse de celle-ci de 100rad/s à -100rad/s à l'instant $t=0.3\text{s}$ après un démarrage à vide suivie d'une application de charge à l'instant $t=0.2\text{s}$. Cependant le couple électromagnétique marque un pic au démarrage et un autre inverse à l'instant du changement du sens de rotation de la vitesse mais le temps du freinage au démarrage dans le sens inverse se déroule en un temps court relativement à celui obtenu par un PI classique. Les allures des courants et du flux statorique présentent de légères ondulations à l'instant d'inversion du sens de rotation de la vitesse.

III.14.2.2. Test de robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques

Dans cette partie on présente les résultats de simulation de la robustesse de la commande de vitesse par un PI classique d'une machine asynchrone avec DTC, face à la variation paramétrique due à plusieurs phénomènes et perturbations à savoir.

- L'état magnétique de la machine caractérisé par le phénomène de saturation qui influe sur les inductances de la machine.

- L'effet de la température sur les résistances en particulier.
- La variation de la vitesse rotorique qui provoque l'évolution de l'effet de peau.
- La variation de la charge qui peut affecter l'inertie du rotor et le facteur de frottement...etc.

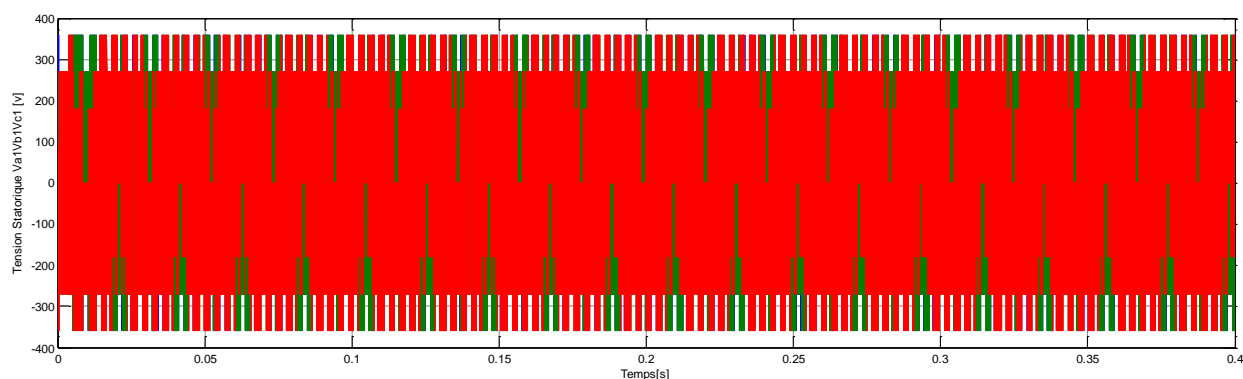
Pour ce faire, les performances de cette commande ont été établies par simulation pour le cas de la variation respective de la résistance statorique de l'ordre de 100%.

◆ Variation de la résistance statorique

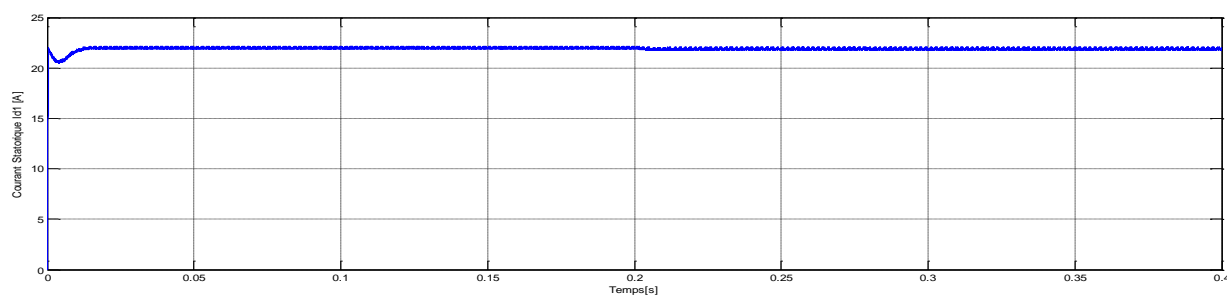
Les principes du contrôle direct du couple ont été établis en supposant que la vitesse de la machine est élevée pour négliger l'influence du terme résistif surtout pour le contrôle du flux. Il est nécessaire donc d'étudier le comportement du flux et du couple lors de leurs établissements respectifs.

Pour étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine lors de la variation des paramètres électriques, nous avons simulé le système pour une augmentation de +100% de la résistance statorique nominale $100\%R_s : 2R_s : 2*1.4 = 2.8$

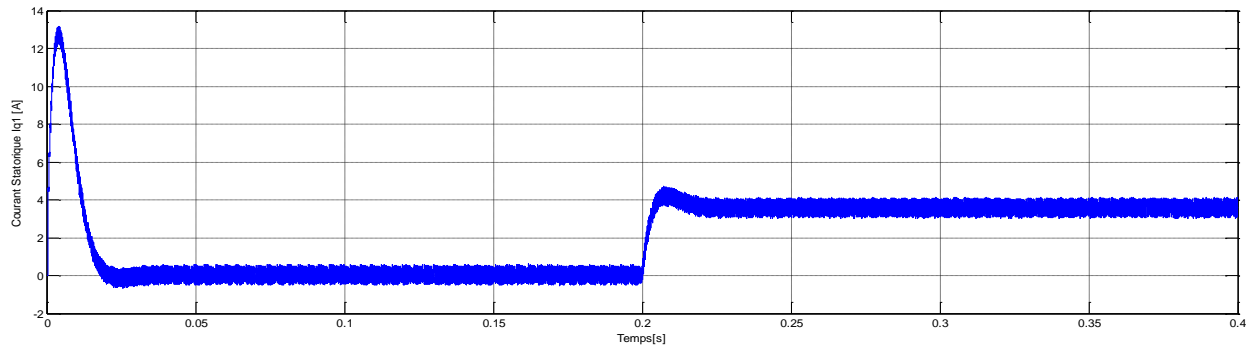
Résultats de simulation



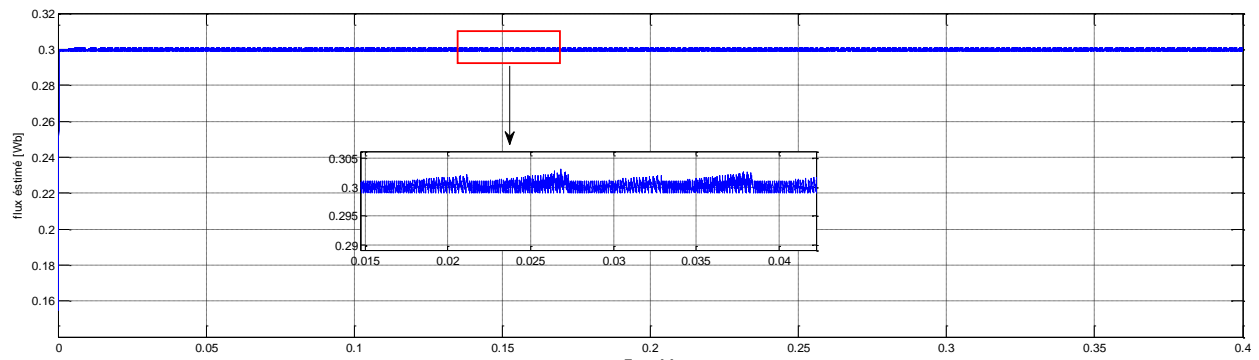
(a) : Tension composé $V_a|V_b|V_c1$



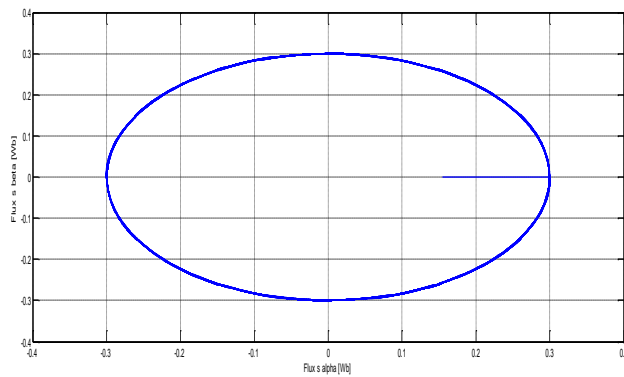
(c) : I_d Le courant statorique



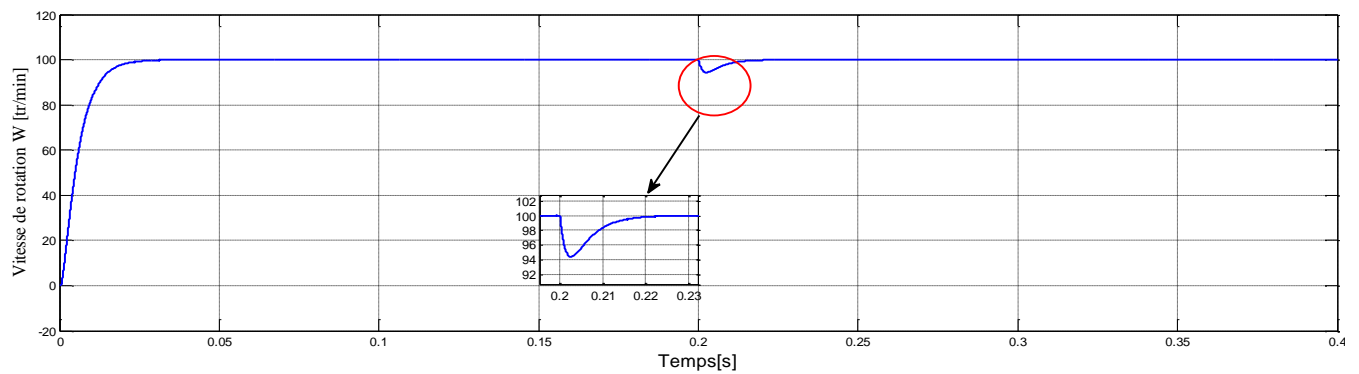
(d) : I_q Le courant statorique



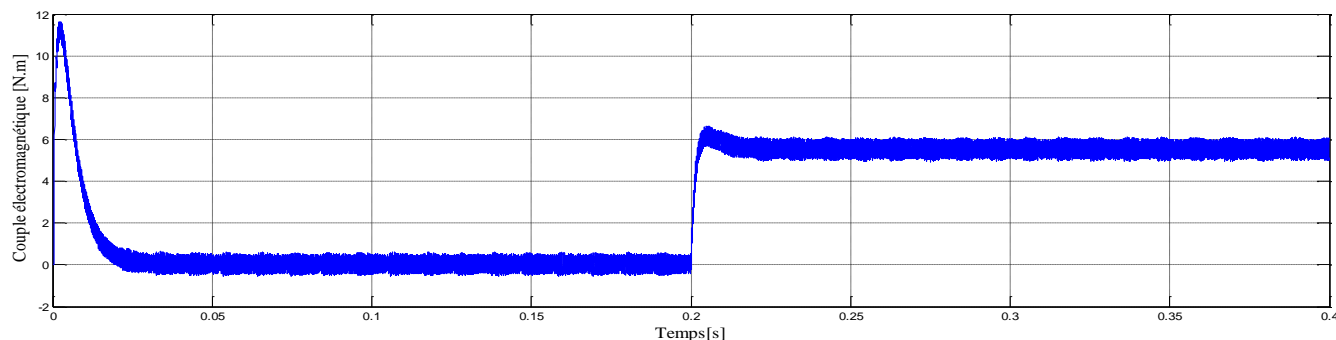
(e) : Variation du flux estimé.



(f): Trajectoire de vecteur du flux statorique.



(g) : variation de la vitesse.



(h) : variation du couple.

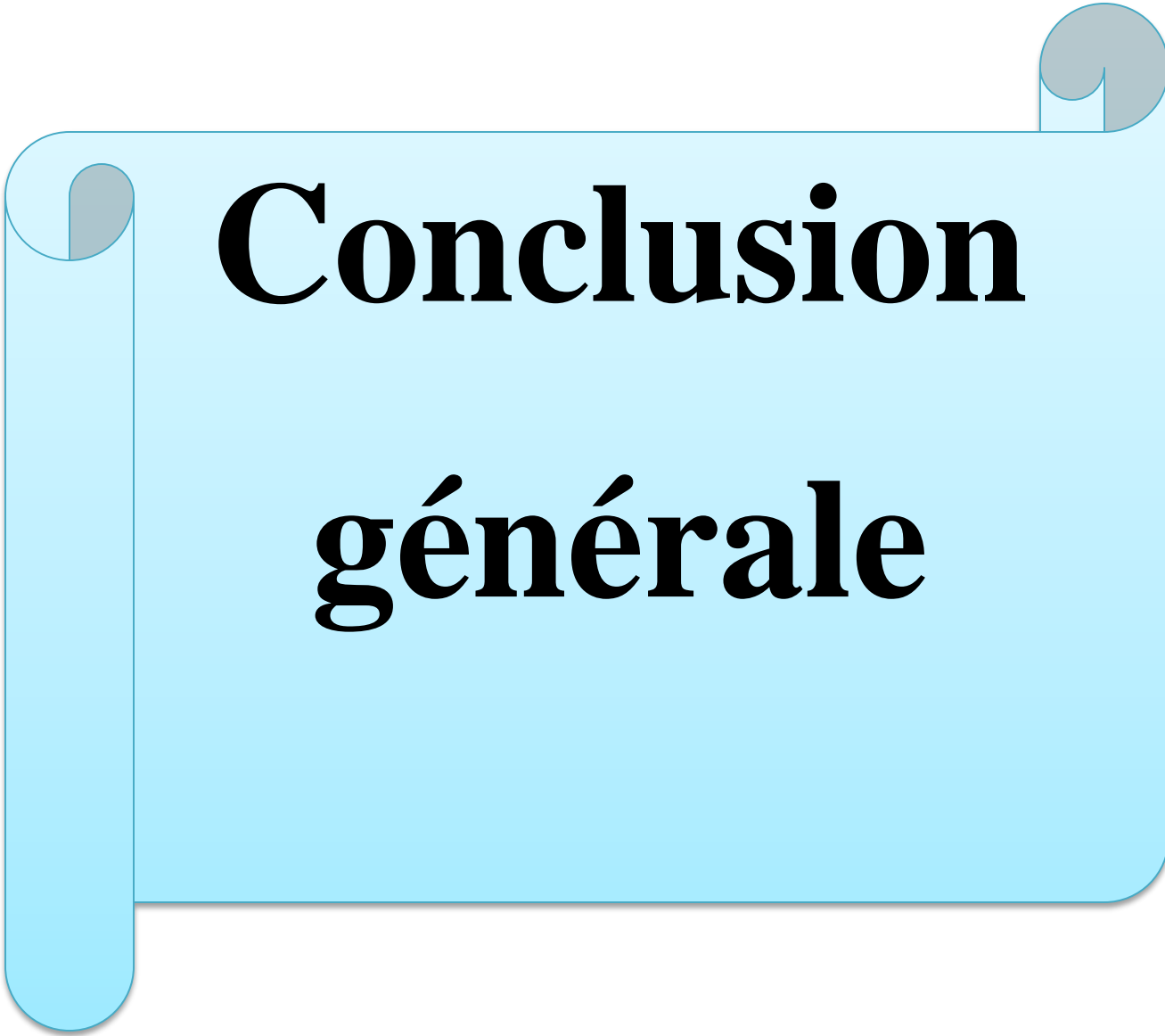
Figure III.24 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandée par DTC avec variation de résistance R_s .

Interprétation des résultats de simulation

La figure (III.24) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et de flux statorique, pour une variation de valeurs de résistance R_s deux fois (100%) par rapport à la valeur nominale. La commande (DTC) est moins robuste vis-à-vis des variations paramétriques, telle que la résistance statorique, Cependant elle semble robuste vis-à-vis des variations non paramétriques telle que la variation de la charge.

III.15. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande directe de couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents double étoile. Puis, nous avons abordé une structure de commande par DTC appliqué à un modèle d'une MSAP DE alimenté par deux onduleur de tension, dans lequel on a utilisé un correcteur de couple à cinq niveaux et correcteur de flux à trois niveaux concernant la première essai, et un correcteur de couple à trois niveaux, un correcteur de flux à deux niveaux concernant la deuxième essai.. La simulation a montré que Cette stratégie de commande est robuste par rapport aux variations non paramétriques et un peu moins par rapport aux variations paramétriques. On peut conclure que 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 transitoir

A light blue scroll graphic with a white border and rounded corners. The scroll is partially unrolled, with the top and bottom edges curving upwards. The text is centered on the scroll.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail réalisé, Dans le cadre de la commande des machines électriques, nous avons présenté dans ce mémoire le contrôle directe du couple (DTC) de la machine synchrone double étoile à aimants permanents alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux avec un régulateurs de vitesse PI, dans l'objectif d'améliorer les imperfections de la DTC classique et réduire le phénomène de chattering. L'étude a été faite en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, a été consacré à la présentation et la modélisation mathématique de machine synchrone double étoile a aiment permanent en vue d'une alimentation idéale. En utilisant la transformation de Park. Cette modélisation a permis d'exprimer le modèle de la machine dans un repère unique. Cette modélisation est validée par une simulation qui a permis d'étudier le comportement des grandeurs électromagnétiques et mécaniques.

Le deuxième chapitre a été consacré à la présentation et la configuration aussi de la modélisation mathématique de l'onduleur de tension à trois niveaux.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté la commande directe du couple de la machine synchrone double étoile a aiment permanent alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux,

Dans la première partie, nous avons étudié toutes les stratégies de la DTC classique. Et dans la deuxième partie, En effet cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation des régulateurs à hystérésis et d'une table de commutation optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude du flux statorique et le couple.

Ainsi, la technique de la commande DTC appliquée à la MSAPDE peut maîtriser la difficulté de son réglage. Elle permet d'assurer le découplage naturel entre le flux et le couple électromagnétique à travers le vecteur de tension de référence et améliorer la dynamique de la vitesse. L'association de la commande par un régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance.

Les résultats de simulations en SIMILINK sous MATLAB on montre de très bonne performance de la technique de commande utilisée.



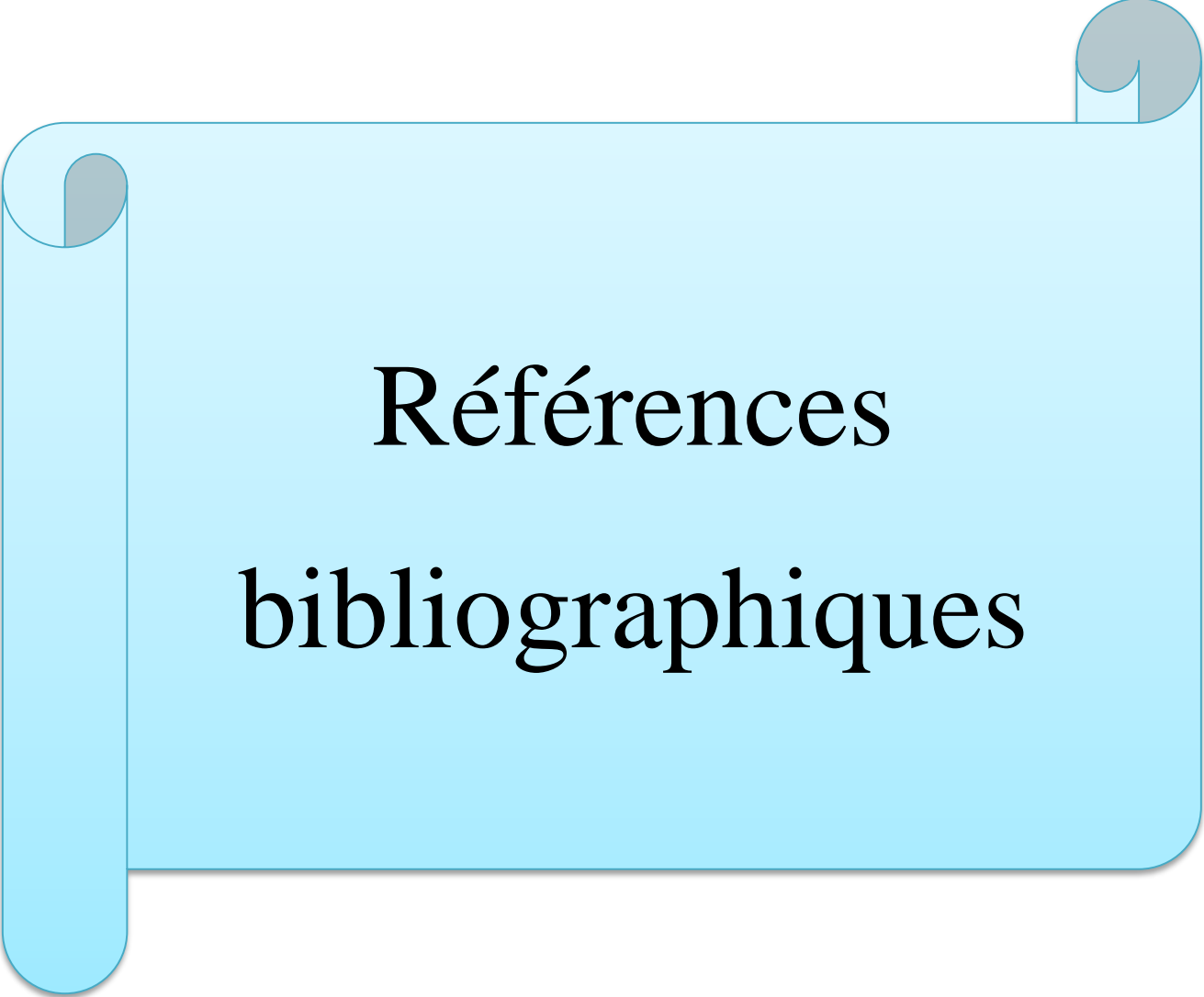
Annexe

Annexe

Paramètres de Modélisation de la Machine synchrone à aimants permanent double étoile :

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

❖ Fréquence nominale.	f = 50 Hz
❖ Tension nominale.	V = 220/380v
❖ Couple de charge.	Cr = 15N.m
❖ Résistance de phase.	Rs = 1.4 Ω
❖ Inductance cyclique sur l'axe directe (stator 1).	Ld1 = 0.0066
H	
❖ Inductance cyclique sur l'axe directe (stator 2).	Ld2 = 0.0066
H	
❖ Inductance cyclique sur l'axe transverse (stator 1).	Lq1 = 0.0058
H	
❖ Inductance cyclique sur l'axe transverse (stator 2).	Lq2 = 0.0058
H	
❖ Nombre de pair de pôle.	P = 2
❖ Amplitude des flux des aimants permanents.	Φr =
0.1546Wb	
❖ Moment d'inertie.	J = 0.00176
Kg.m2	
❖ inductance Mutuelle.	Md=2.2e-3 H



Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] LAGGOUN, L. (2019). *Contribution au Contrôle de la Machine Synchrone Double Etoile* (Doctoral dissertation, Université de Batna 2).
- [2] KHADAR, S. (2016). *Les stratégies de réduction des fluctuations du couple et du flux d'une machine synchrone à aimants permanents commandé par DTC* (Doctoral dissertation, UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF M'SILA FACULTE DE TECHNOLOGIE).
- [3] Nabti, K. (2010). *Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone*
- [4] *électricité machines électriques et électronique* JEAN NIAR –JEAN-CLAUDE GALLOIS –MICHEL YBILENSKY- AN-PIERRE LIBERSAC
- [5] AID Karim et AKROUR Massinissa «Calcul et optimisation d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents» Université A.MIRA Bejaïa ,2015.
- [6] Hemmami, M « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant » Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider – Biskra,
- [7] Hadiouche, D. (2001). *Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure* (Doctoral dissertation, Nancy 1).
- [8] BADRAOUI, M., & BEREKSI REGUIG, M. E. R. I. E. M. (2016). *Etude et modélisation du moteur synchrone simple et double étoile avec application de la commande backstepping à la machine synchrone* (Doctoral dissertation).
- [9] Abdelmalik, B. E. N. D. A. I. K. H. A. (2018). *Commande par MLI vectorielle d'un Onduleur multi niveaux* (Doctoral dissertation, Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar-Annaba, Algérie).
- [10] ZERROUKI, B., & KHABAT, Y. (2020). *Commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à cinq niveaux* (Doctoral dissertation, Univ M'sila).
- [11] SALMI, S. (2012). *commande par MLI vectorielle d'un onduleur a sept nieaux alimentant un moteur a cage* (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila).
- [12] Mustapha Makhlof, N. (2017). *La stratégie de décalage des zones de la DTC d'une MSAP alimentée par un onduleur de tension a trois niveaux* (Doctoral dissertation, Faculte de technologie/UniversiteMohamed Boudiaf-M'sila).

- [13] Brighen, H., & Halaimia, S. (2016). Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi niveaux par MLI sinusoidale. *Mémoire de Master, Université Larbi Tebssi-Tebessa*.
- [14] KHELIF, I., & Meghni, B. *La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP)* (Doctoral dissertation)
- [15] Lakhdar, R. E. B. A. I. I., & Aissa, M. E. K. I. D. E. C. H. E. (2019). *Commande directe du couple de la machine synchrone double étoile MSDE* (Doctoral dissertation, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA).
- [16] Hanane, M. E. L. K. I. (2016). *Contrôle directe du couple par logique floue d'une machine asynchrone double étoile* (Doctoral dissertation, UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF M'SILA FACULTE DE TECHNOLOGIE).
- [17] AMEUR, A. (2003). *Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants* (Doctoral dissertation, Université de Batna 2).
- [18] MESLOUB, H. (2017). *Commande DTC Prédicative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents* (Doctoral dissertation, UNIVERSITE MOHAMED KHIDER BISKRA).
- [19] AISSOU, A. (2020). *Commande DTC D'un Moteur Asynchrone à cage Alimenté Par Un Onduleur à Sept Niveaux* (Doctoral dissertation, Univ M'sila).
- [20] HAMRIT, M. (2013). *Commande directe du couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension* (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila).
- [21] MELIANI, S. (2013). *Modélisation et Simulation d'une Commande Directe du Couple (DTC) appliquée à la Machine asynchrone sans capteur de vitesse* (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila).
- [22] MEHEDI, F. (2011). *Apport de la Logique Floue et la Modulation Vectorielle à la Commande DTC d'une Association Machine Asynchrone–Onduleur de Tension à Trois Niveaux* (Doctoral dissertation, Université de Chlef-Hassiba Benbouali).
- [23] AID, A., & ZEKRI, F. *La commande directe du couple DTC d'un véhicule électrique deux roues Motrices* (Doctoral dissertation).
- [24] NASSIR, M. (2008). *étude de différents estimateurs du flux statorique lors du contrôle direct du couple d'une machine à induction* (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila).
- [25] Abdelli Ahmed et Issellal Abdelfetah Omar Abdelkodouss, *Commande DTC d'une MAS à l'aide d'un onduleur cinq niveaux*, Mémoire de Master, *Université Saad Dahlab*, BLIDA, 2018

Résumé : Dans les applications de fortes puissances comme la propulsion navale, les actionneurs multi-phases sont très utilisés. La Machine Synchrone à aimant permanent double étoile (MSAPDE) constitue la machine la plus répandue des machines multi-phases. Le travail présenté dans cette mémoire concerne la commande directe du couple (ou DTC : Direct Torque Control) d'une machine synchrone à aimant permanent double étoile, alimentée par deux onduleurs multiniveaux. L'application de la commande directe du couple apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique. Cependant cette commande a quelques inconvénients tels que : le non maîtrise de la fréquence de commutation, taille et complexité des tables de commutation et les forts ondulations du couple électromagnétique. Les résultats de la simulation ont été présentés pour montrer l'efficacité de la DTC classique appliquée à la MSAPDE.

Mots clés : Machine synchrone à aimant permanent double étoile (MSAPDE), Multi-phase, commande directe du couple (DTC), Deux onduleurs multiniveaux.

Abstract : In high power applications such as naval propulsion, multi-phase actuators are widely used. The Synchronous Machine with Permanent Magnet Double Star (MSAPDE) is the most common multiphase machine. The work presented in this thesis concerns the direct torque control (DTC) of a double star permanent magnet synchronous machine, fed by two multilevel inverters. The application of direct torque control provides a very interesting solution to the problems of robustness and dynamics. However, this control has some disadvantages such as : the non control of the switching frequency, the size and complexity of the switching tables and the strong ripples of the electromagnetic torque. Simulation results have been presented to show the efficiency of the classical DTC applied to the MSAPDE.

Keywords : double star permanent magnet synchronous machine (DSPMSM), Multi-phase, Direct torque control (DTC), Two multilevel inverters.

ملخص في تطبيقات الطاقة العالية مثل الدفع البحري، تُستخدم المحركات متعددة المراحل على نطاق واسع. الآلة المتزامنة ذات النجمة المزدوجة ذات المغناطيس الدائم (MSAPDE) هي أكثر الآلات متعددة الأطوار شيوعًا. يتعلق العمل المقدم في هذه الأطروحة بالتحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) لآلة متزامنة ذات مغناطيس دائم مزدوج النجم، يتم تغذيتها بواسطة محولين متعددي المستويات. يوفر تطبيق التحكم المباشر في عزم الدوران حلاً مثييراً للاهتمام لمشاكل المتانة والديناميكيات. ومع ذلك، فإن هذا التحكم له بعض العيوب مثل: عدم التحكم في تردد التبديل، وحجم وتعقيد جداول التبديل والتموجات القوية لعزم الدوران الكهرومغناطيسي. تم تقديم نتائج المحاكاة لإظهار كفاءة DTC الكلاسيكي المطبق على MSAPDE.

الكلمات المفتاحية: آلة متزامنة ذات مغناطيس دائم مزدوج النجم (MSAPDE)، متعددة الأطوار، التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC)، عاكسين متعددي المستويات.