

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

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

N° :



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE

FILIERE : ELECTROTMECANIQUE

OPTION : ELECTROTMECANIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme de Master Académique

EN GENIE ELECTRIQUE

**Présenté par**

- MEKHANNENE Abdenour

-BOUCHAALA M.Hocine

**Intitulé :**

---

**Commande directe du couple de la machine  
synchrone à aimant permanent double étoile  
alimente par onduleur de Tensions cinq niveaux**

---

**Soutenu devant le jury composé de :**

**Mr : BENYETTOU LOUTFI**

Université de M'sila

Président

**Mr : HELLALI LALLOUANI**

Université de M'sila

Examineur

**Mr : BAHIDDINE MILOUD**

Université de M'sila

Rapporteur

**Année universitaire : 2023 /2022**

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

# Dédicace

Je dédie ce mémoire à mes très chers parents pour leurs soutient moral et finaencier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés dans les moments les plus ardues.

Ames sœurs Et à toute la famille. Bouchaala et mazouzi

Amon encadreur Dr. BAHIDDINE MILOUD

A tous mes amis



# Dédicace



Je tiens à dédier ce modeste travail  
avant tout :

A mon très chère père ([Abdellah](#)) l'homme  
qui me donné le désir d'apprendre et le  
savoir vivre.

A ma mère ([Aldjai](#)) ma fierté et mon bonheur.

A mes très chères frères ([isaam.karim](#)) et mes très  
chères sœurs et leurs enfants.

A mes nièces et mes neveux.

A tous mes amis intimes

( [Sidali.islam.hicham.alaa.ihab.beloubi](#)  
[hamza.saad.khaled.aymen](#) )



Abdenour mekhannene

**TABLE DE MATIERES**

Chapitre I  
**Modélisation de la machine synchrone double étoile (multi-phase)**

I.1. Introduction générale ..... 14

I.2. Description de la machine synchrone aimant permanent double étoile MSAPDE . 14

I.3. Principe de fonctionnement de la MSAPDE ..... 15

I.4. Les avantages et les inconvénients de la MSAPDE ..... 16

I.4.1. Les avantages ..... 16

I.4.2. Les inconvénients..... 16

I.5. Domaines d’application ..... 16

I.6. Modélisation de la machine synchrone aimant permanent double étoile ..... 17

Introduction ..... 17

I.6.1. Hypothèses simplificatrices ..... 17

I.6.2. Modèle de la MSAPDE dans le repère (ABC) ..... 18

I.6.2. 1 Équation électrique ..... 19

I.6.2.2 Équation magnétique ..... 20

I.6.2.3 Équation mécanique..... 20

I.6.3. Transformation triphasé- biphasé ..... 21

I.6.3.1 Transformation de PARK ..... 21

I.6.3.2 Transformation de Concordia ..... 22

I.6.4. Choix du référentiel..... 23

I.6.4.1 référentiel lié au stator (fixe comme le stator) ..... 23

I.6.4.2 référentiel lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor)..... 24

I.6.4.3 référentiel lié au champ tournant (référentiel immobile par rapport au champ tournant) ..... 24

I.6.5. Modèle de la MSAPDE dans le repère (d, q) ..... 24

I.6.5.1 Equation des flux dans le système biphasé (d, q) ..... 24

I.6.5.2 Équation des tensions dans le système biphasé (d, q) ..... 24

I.6.5.3 Equation mécanique dans le système biphasé (d, q)..... 25

I.6.5.4 La Forme Matricielle ..... 25

I.6.5.5 Equations d'état de la MSAPDE..... 26

I.6.5.6 Schéma équivalent de la MSAPDE dans le repère de PARK (d, q)..... 26

I.6.6 Résultats de simulation ..... 27

I.6.6.1 Interprétation des résultats de simulation ..... 31

I.7. Conclusion..... 31

**Chapitre II**  
**Modélisation de l'alimentation de la MSAPDE**

Introduction ..... 33

II.2.1. Présentation de l'onduleur de tension à cinq niveaux ..... 33

II.2.1.1 Modélisation de l'onduleur de tension à cinq niveaux..... 34

II.2.1.2 Modélisation vectorielle de l'onduleur cinq niveaux ..... 35

II.2.2.2 Génération des niveaux de tension dans un onduleur NPC à cinq niveaux36

II.2.2.3 Différentes configurations d'un bras d'un onduleur à cinq niveaux ..... 36

II.2.2.4 Tensions composées ..... 39

II.2.2.5 Valeurs atteintes par les tensions de l'onduleur à cinq ..... 40

II.2.2.6 Projection du vecteur tension de référence  $V_s$  dans le plan de tension  $(\alpha-\beta)$ 41

**Chapitre III**  
**Commande directe du couple de la machine synchrone double étoile**

Introduction ..... 44

III.2. Principes généraux de la commande directe du couple ..... 44

III.3. Stratégie de commande directe du couple et de flux..... 45

III.4. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé ..... 46

III.5. Contrôle de flux et du couple ..... 47

III.5.1 Contrôle du flux statorique..... 47

III.5.2 Contrôle du couple électromagnétique..... 49

III.6. Sélection de vecteur tension ..... 50

III.7. Les estimateurs ..... 51

    III.7.1. Estimation du flux statorique ..... 52

    III.7.2. Estimation du couple électromagnétique ..... 53

III.8. Elaboration des contrôleurs ..... 53

    III.8.1. Contrôleur de flux à deux niveaux ..... 53

    III.8.2. Contrôleur du couple ..... 54

    III.9.1. Elaboration de la table de commutation..... 55

        III.9.1.1 Table de vérité d'un onduleur cinq niveaux ..... 56

III.10. Structure générale du contrôle direct du couple bloc de simulation ..... 57

    III.10.1. Résultats de simulation..... 58

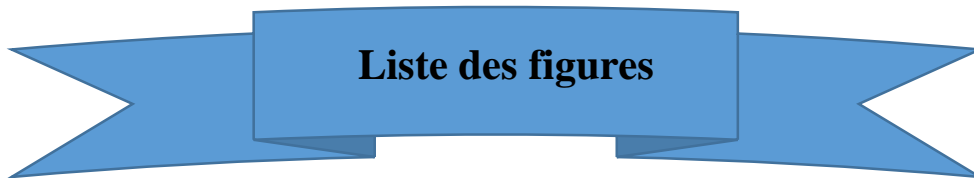
    III.10.2 Simulation de la DTC par un correcteur du flux à deux niveaux et un correcteur du couple à trois niveaux ..... 58

    III.10.3 Interprétation des résultats de simulation..... 61

    III.10.4 Conclusion..... 71

VI. Conclusion générale ..... 72

Références bibliographiques ..... 73



## Chapitre I

FIGURE I. 1: REPRESENTATION SPATIAL DES ENROULEMENTS DE LA MSAPDE .....	15
FIGURE I. 2: REPRESENTATION DES DEUX BOBINAGES TRIPHASES DES DEUX ETOILES.....	19
FIGURE I. 3: REPRESENTATION DE LA MSAPDE DANS LE REPERE ( A 1- B 1 ) ET ( A 2 - B 2 ) .....	23
FIGURE I. 4: REPRESENTATION DE LA MSAPDE DANS LE REPERE (A 1 - B1).....	23
FIGURE I. 5: SCHEMA BLOCK DE MSAPDE .....	26
FIGURE I. 6: PERFORMANCES DE LA CONDUITE DE LA MSAPDE LORS D'UN DEMARRAGE A VIDE.....	28
FIGURE I. 7: PERFORMANCES DE LA CONDUITE DE LA MSAPDE LORS D'UNE APPLICATION D'UN COUPLE RESISTANT $C_R=30 \text{ N.M T=1s}$ .....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.

## Chapitre II

FIGURE II.1 :SCHEMA D'UN ONDULEUR-NPC A CINQ NIVEAUX .....	34
FIGURE II. 2 : 1 <sup>ERE</sup> CONFIGURATION DU 1 <sup>ER</sup> BRAS.....	36
FIGURE II. 3: 2 <sup>EME</sup> CONFIGURATION DU 1 <sup>ER</sup> BRAS .....	37
FIGURE II.4 : 3 <sup>EME</sup> CONFIGURATION DU 1 <sup>ER</sup> BRAS .....	37
FIGURE II. 5 : 4 <sup>EME</sup> CONFIGURATION DU 1 <sup>ER</sup> BRAS .....	38
FIGURE II. 6: 5 <sup>EME</sup> CONFIGURATION DU 1 <sup>ER</sup> BRAS .....	38
FIGURE II. 7: REPRESENTATION VECTORIELLE DES TENSIONS DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX.....	41
FIGURE II. 8 : TOPOGRAPHIE DES 61 VECTEURS GENERES PAR UN ONDULEUR A 5-NIVEAUX .....	42

## Chapitre III

FIGURE III. 1: APPLICATION D'UN VECTEUR TENSION STATORIQUE QUI PERMET D'AUGMENTER LE MODULE DU FLUX STATORIQUE .....	49
FIGURE III. 2: CHOIX DE VECTEUR TENSION. ....	50
FIGURE III. 3: LES DIFFERENTS EFFETS DES VECTEURS TENSIONS AU DEBUT ET A LA FIN DE LA ZONE ..	51
FIGURE III. 4 :CONTROLE A HYSTERESIS A DEUX NIVEAUX .....	53
FIGURE III. 5 : SELECTION DES TENSIONS CORRESPONDANT AU CONTROLE DE L'AMPLITUDE DE FLUX STATORIQUE .....	54
FIGURE III. 6 : CORRECTEUR DE COUPLE A HYSTERESIS A TROIS NIVEAUX.....	55
FIGURE III. 8: STRUCTURE GLOBALE DE LA COMMANDE.....	57
FIGURE III. 7: SCHEMA DE SIMULATION DE LA DTC APPLIQUEE AU MSAPDE .....	57

<b>FIGURE III. 9 : COMPORTEMENT DYNAMIQUE DE LA MSAPDE LORS D'UN FONCTIONNEMENT A VIDE.</b>	<b>61</b>
<b>FIGURE III. 10 : COMPORTEMENT DYNAMIQUE DE LA MSAPDE LORS D'UN FONCTIONNEMENT EN CHARGE .....</b>	<b>64</b>
<b>FIGURE III. 11 : COMPORTEMENT DYNAMIQUE DE LA MSAPDE LORS DE L'INVERSION DE SENS DE ROTATION.....</b>	<b>67</b>



### Chapitre II

<b>TABLEAU II .1: ETATS DE CONDUCTION DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAU.....</b>	<b>35</b>
<b>TABLEAU II. 2: REPARTITION EN CINQ GROUPES DES VECTEURS DES TENSIONS DE SORTIE DE ONDULEUR.....</b>	<b>42</b>

### Chapitre III

<b>TABLEAU III.1: TABLE DE VERITE D'UN ONDULEUR TRIPHASE.....</b>	<b>47</b>
<b>TABLEAU II.2 : TABLE DE COMMUTATION GENERALISEE. ....</b>	<b>55</b>
<b>TABLEAU III.3 : TABLE DE VERITE D'UN ONDULEUR CINQ NIVEAUX POUR UN CORRECTEUR DU FLUX A DEUX NIVEAUX ET UN CORRECTEUR DU COUPLE A TROIS NIVEAUX POUR LE DEUXIEME HEXAGONALE .....</b>	<b>56</b>

## Symboles et abréviations

### ❖ Symboles

$T_e$  : La période 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).

$\theta$  : Angle électrique indiquant la position du rotor par rapport à l'axe de la première phase de la première étoile.

$\gamma$  : Angle électrique correspondent au décalage angulaire entre deux étoiles.

$w_s$  : la vitesse de champ tournant (vitesse de synchronisme).

$\Omega$  : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

$[(\theta)]$  : Matrice de transformation de Park.

$[P(\theta)]^{-1}$  : Matrice de transformation inverse de Park

$[D33]$  : Matrice de transformation de Concordia

$[D33]^{-1}$  : Matrice de transformation inverse de Concordia

$[D32(0)]^{-1}$  : Transformation "triphasée - biphasée"

$[D32(\gamma)]^{-1}$  : Transformation de Concordia suivie d'une rotation d'un angle ( $\gamma$ ).

$X_{abc}$  : Grandeur exprimée dans le repère abc

$X_{dq0}$  : Grandeur exprimée dans le repère dq0.

$X_{\alpha\beta0}$  : Grandeur exprimée dans le repère  $\alpha\beta0$ .

**a1, b1, c1** : Phases du premier stator1.

**a2, b2, c2** : Phases du second stator2

$[v_{s1}]$  : Vecteur tension statorique1.

$[V_{sa'b'c'}]$  : Vecteur tension statorique 2.

$[i_{s1}]$  : Vecteur courant statorique 1

$[i_{sa'b'}]$  : Vecteur courant statorique 2.

$R_{s1}$  : Résistance statorique par phase du stator 1

$R_{s2}$  : Résistance statorique par phase du stator 2

$[\varphi_s]$  : Vecteur flux statorique 1.

$[\varphi_{sa'b'c}]$  : Vecteur flux statorique 2.

$[\varphi_{sa}]$  : Vecteur flux de l'aimant crée à travers l'enroulement statorique 1.

$[\varphi_{fa'b'c}]$  : Vecteur flux de l'aimant crée à travers l'enroulement statorique 2.

$(\alpha, \beta)$  : Axes correspondent au référentiel fixe par rapport au stator.

$V_{\alpha s}$  : Tension statorique de l'axe  $\alpha$

$V_{\beta s}$  : Tension statorique de l'axe  $\beta$

$i_{\alpha s}$  : Courant statorique de l'axe  $\alpha$

$i_{\beta s}$  : Courant statorique de l'axe  $\beta$

$\varphi_{\alpha}$  : Flux statorique suivant l'axe  $\alpha$

$\varphi_{\beta}$  : Flux statorique suivant l'axe  $\beta$

$(d-q)$  : Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.

$V_{ds}$  : Tension statorique de l'axe  $d$

$V_{qs}$  : Tension statorique de l'axe  $q$

$i_{ds}$  : Courant statorique de l'axe  $d$

$i_{qs}$  : Courant statorique de l'axe  $q$

$\mathbf{M}$  : Matrice des inductances mutuelles entre les deux étoiles

$L_{ds}$  : Inductances propres selon les axes  $d$  de a amortisseur

$L_{qs}$  : Inductances propres selon les axes  $q$  de a amortisseur

$\varphi_d$  : Flux statorique suivant l'axe  $d$

$\varphi_q$  : Flux statorique suivant l'axe  $q$

$F_{Ks}$  : Fonction de connexion de chaque interrupteur qui décrit son état fermé ou ouvert.

$F_{km}^b$  : Fonction de connexion du demi-bar

$\overrightarrow{\varphi_s}(\mathbf{k})$  : Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage  $t_k$

$\overrightarrow{\varphi_s}(\mathbf{k}+1)$  : Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage  $t_{k+1}$ .

$\Delta\overrightarrow{\varphi_s}$  : Variation du vecteur flux statorique.

$\Delta C_{em}$  : Largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.

### ❖ Abréviations

**MSAPDE** : machine synchrone à aimants permanent double étoile

**DTC** : Direct Torque Control

**PI** : Proportionnel Intégral

**N** : Les secteurs

# CHAPITRE I

## I.1. Introduction générale

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. [6]

Dans ce chapitre, nous allons étudier la machine synchrone à aimant permanent double étoile, qui n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement. Cependant, nous allons négliger ces phénomènes, d'une part à cause de sa complexité de leur formulation mathématique, d'autre part leur incidence sur le comportement pour la machine sont considérées comme négligeable dans certaine condition. Ceci nous permette d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

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

### MSAPDE

La machine sur laquelle nous allons travailler est une machine synchrone à double étoile, composée d'un stator et d'un rotor, comme le montre la figure (I.1). Le stator "induit" est constitué de deux enroulements triphasés décalés entre eux d'un angle.

Les phases du premier stator sont

A1, B1, C1, tandis que les phases du deuxième stator sont

A2, B2, C2. Représente l'angle électrique entre la phase A1 et la position du rotor.

L'inducteur est constitué d'un enroulement alimenté en continu et d'amortisseurs modélisés par deux enroulements en court-circuit, dont l'un est situé sur l'axe direct du rotor et l'autre en quadrature. Le rotor peut être à pôle lisse ou à pôle saillant.

Nous supposons que la machine étudiée est à rotor bobine et à pôle saillant, sans amortisseurs. En tenant compte des hypothèses simplificatrices et en adoptant la convention moteur, la structure de la machine synchrone à double étoile est représentée dans l'espace électrique par la figure (I.1).

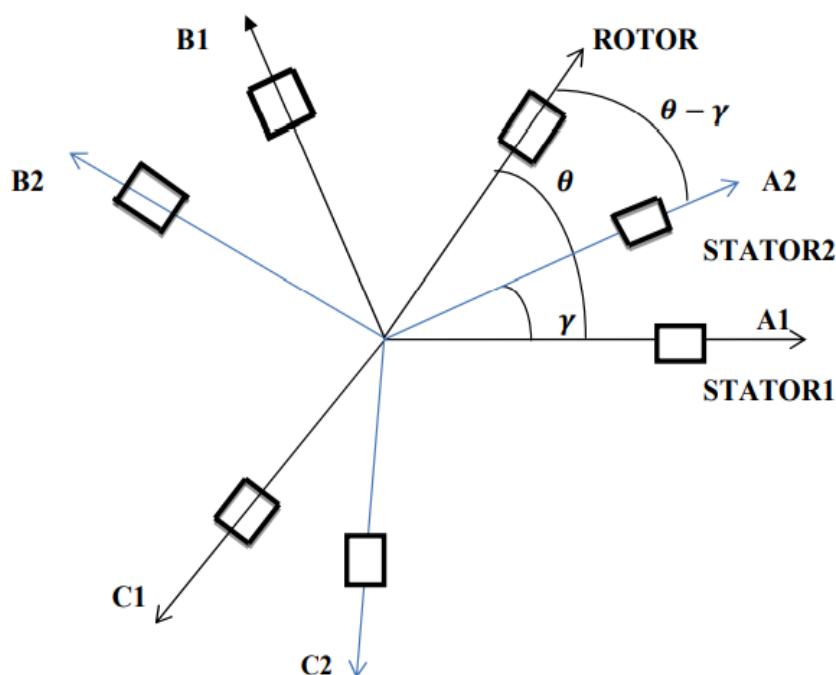


Figure I. 1: Représentation spatiale des enroulements de la MSAPDE

### I.3. Principe de fonctionnement de la MSAPDE

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.

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  $\gamma$ ).

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.

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  $\delta$  mesurant la position du rotor [1].

## I.4. Les avantages et les inconvénients de la MSAPDE

### I.4.1. 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 d'avantage [2] : Suppression de l'alimentation du rotor (absence du contact bagues balai).

- ✓ 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.4.2. Les inconvénients

- ✓ 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.5. Domaines d'application

On trouve les machines multi phases dans les applications industrielles de forte puissance. Comme alternateurs synchrones pour produire l'énergie électrique ou dans d'autres applications telles que les pompes. Les ventilateurs et les compresseurs Elles sont aussi utilisées dans les systèmes électriques qui ne tolèrent pas d'arrêts de fonctionnement tel que la traction dans les voitures électriques dans les bateaux, etc.

Une autre application concerne l'utilisation des machines multi phases dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux. [4]

## I.6. Modélisation de la machine synchrone aimant permanent double étoile

### Introduction

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAPDE est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent.

La transformation de Park est souvent appelée transformation à deux axes. Physiquement, l'application de cette transformation à la MSAPDE correspond à une transformation des six bobines (statoriques) à quatre bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations ou aspects en termes de f.m.m, de flux, de couple ou du moins une image qui leur sera parfaitement proportionnelle.

On définit une matrice unique de transformation pour les courants, les tensions et les flux. De plus, on fait l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles. La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q).

### I.6.1. Hypothèses simplificatrices

Les modèles développés sur les hypothèses suivantes : [1]

- ✓ la machine n'est pas saturée
- ✓ les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligées
- ✓ les pertes par hystérésis et par courants Foucault sont négligées
- ✓ L'effet de peau est négligé
- ✓ Le couplage capacitif des enroulements est négligé
- ✓ La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air
- ✓ L'effet d'amortisseurs est négligé
- ✓ le rotor est supposé lisse de point de vue magnétique
- ✓ Les f.é.m. sont sinusoïdales
- ✓ En conséquence, les inductances de la machine sont constantes et indépendantes de la position du rotor.

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

La représentation MSAPDE dans le repère statorique est montrée dans la Fig. 3 où  $\beta$  est l'angle de décalage entre les deux étoiles. Dans une première approche, les deux convertisseurs placés entre le réseau et la machine synchrone double étoile se comportent comme deux sources d'alimentation parfaitement sinusoïdales.

Dans ce cas, la machine double étoile est alimentée par deux sources de tensions sinusoïdales dont la fréquence, les amplitudes et les déphasages par rapport au signal représentant la position du rotor sont imposés D'où, l'alimentation de la première étoile sera sous la forme suivante [3] :

$$\begin{cases} V_{a1} = V_{\max} \cos(\omega t + \delta_1) \\ V_{b1} = V_{\max} \cos(\omega t + \delta_1 + \frac{2\pi}{3}) \\ V_{c1} = V_{\max} \cos(\omega t + \delta_1 - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Où  $V_{\max}$  la tension d'alimentation maximale et  $\delta_1$  l'angle de contrôle de la source de tension qui représente le déphasage entre le champ tournant statorique et le champ tournant rotorique.

Les tensions alimentant la deuxième étoile sont :

$$\begin{cases} V_{a2} = V_{\max} \cos(\omega t + \delta_2) \\ V_{b2} = V_{\max} \cos(\omega t + \delta_2 + \frac{2\pi}{3}) \\ V_{c2} = V_{\max} \cos(\omega t + \delta_2 - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Où  $\delta_2$  l'angle de contrôle de la deuxième source de tension.

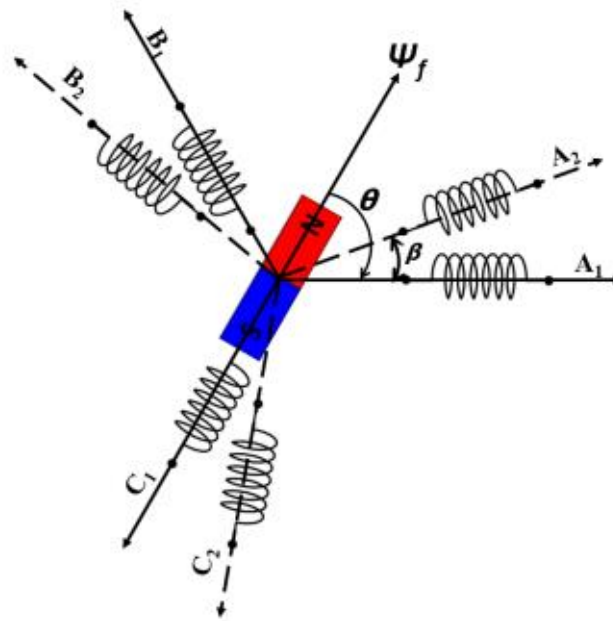


Figure I. 2: Représentation des deux bobinages triphasés des deux étoiles

### I.6.2. 1 Équation électrique

Les équations électriques en notation matricielle sont : Pour le stator 1 :

Pour le stator 1 :

$$\left[ \mathbf{V}_{sabc} \right]_{S_1} = R_{s1} \left[ \mathbf{i}_{sabc} \right]_{S_1} + \frac{d}{dt} \left[ \boldsymbol{\varphi}_{sabc} \right]_{S_1} \quad (\text{I.3})$$

Pour le stator 2 :

$$\left[ \mathbf{V}_{sa'b'c'} \right]_{S_2} = R_{s2} \left[ \mathbf{i}_{sa'b'c'} \right]_{S_2} + \frac{d}{dt} \left[ \boldsymbol{\varphi}_{sa'b'c'} \right]_{S_2} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$$\left[ \mathbf{V}_{sabc} \right]_{S_1} = \left[ v_a \ v_b \ v_c \right]_{S_1}^T \quad : \text{Vecteur tension statorique1.}$$

$$\left[ \mathbf{V}_{sa'b'c'} \right]_{S_2} = \left[ v_{a'} \ v_{b'} \ v_{c'} \right]_{S_2}^T \quad : \text{Vecteur tension statorique2.}$$

$$\left[ \mathbf{i}_{sabc} \right]_{S_1} = \left[ i_a \ i_b \ i_c \right]_{S_1}^T \quad \text{Vecteur courant statorique1.}$$

$$\left[ \mathbf{i}_{sa'b'c'} \right]_{S_2} = \left[ i_{a'} \ i_{b'} \ i_{c'} \right]_{S_2}^T \quad \text{Vecteur courant statorique2.}$$

$R_s$  : Résistance d'une phase de chaque étoile  $R_s = R_{s1} = R_{s2}$

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix}$$

### I.6.2.2 Équation magnétique

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit :

Pour le stator 1 :

$$\left[ \varphi_{sabc} \right]_{s_1} = L_s \left[ i_{sabc} \right]_{s_1} + \left[ \varphi_{fabc} \right]_{s_1} \quad (I.5)$$

Pour stator 2 :

$$\left[ \varphi_{sa'b'c'} \right]_{s_2} = L_s \left[ i_{sa'b'c'} \right]_{s_2} + \left[ \varphi_{fa'b'c'} \right]_{s_2} \quad (I.6)$$

Avec :

$$\left[ \varphi_{sabc} \right]_{s_1} = \left[ \varphi_a \varphi_b \varphi_c \right]^T : \text{Vecteur flux statorique 1}$$

$$\left[ \varphi_{a'b'c'} \right]_{s_2} = \left[ \varphi_{a'} \varphi_{b'} \varphi_{c'} \right]^T : \text{Vecteur flux statorique 2}$$

$$\left[ \varphi_{fabc} \right]_{s_2} = \left[ \varphi_{af} \varphi_{bf} \varphi_{cf} \right]^T : \text{Vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique 1}$$

$$\left[ \varphi_{fa'b'c'} \right]_{s_2} = \left[ \varphi_{a'f} \varphi_{b'f} \varphi_{c'f} \right]^T : \text{Vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique 2}$$

### I.6.2.3 Équation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f$$

$$C_e = C_{e1} + C_{e2} \quad (I.7)$$

$$C_f = f \Omega$$

Avec :

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant (couple de charge).

$\Omega$  : Vitesse de rotation de la machine.

$J$  : Moment d'inertie.

$F$  : C'est le coefficient de frottement visqueux.

### I.6.3. Transformation triphasé- biphase

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

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. [5]

#### I.6.3.1 Transformation de PARK

La transformation de Park est définie par la matrice  $P$  aux vecteurs originaux  $[v_{abc}]$ ,  $[i_{abc}]$  et  $[\varphi_{abc}]$

La transformation de Park correspond aux vecteurs  $[v_{dqo}]$ ,  $[i_{dqo}]$  et  $[\varphi_{dqo}]$

La transformation de Park est définie par :

$$[v_{abc}] = [P(\theta)][V_{dqo}] \quad (I.8)$$

$$[v_{dqo}] = [P(\theta)]^{-1} [V_{abc}] \quad (I.9)$$

La matrice de Park pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (I.10)$$

La matrice de Park pour l'étoile 2 :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta_{s2} - \gamma) & \cos(\theta_{s2} - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s2} - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{s2} - \gamma) & -\sin(\theta_{s2} - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s2} - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (I.11)$$

La matrice inverse de Park :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (I.12)$$

### I.6.3.2 Transformation de Concordia

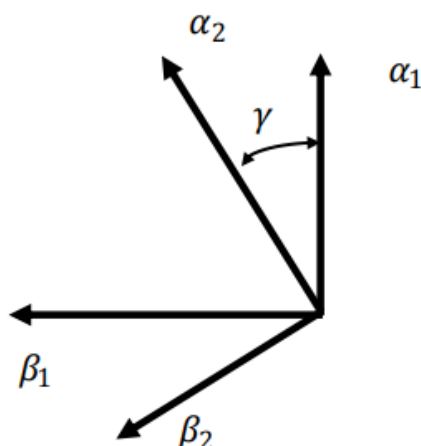
En considérant que la machine est constituée de deux étoiles, on peut la représenter dans le plan de Concordia par deux repères ( $\alpha 1$ - $\beta 1$ ) et ( $\alpha 2$ - $\beta 2$ ) liés respectivement à la phase a1 et la phase a2, voir figure. (I.5) Dans ce cas chaque étoile voit la même transformation. D'où les expressions suivantes :

$$\begin{pmatrix} x_{\alpha 1} \\ x_{\beta 1} \\ x_{\sigma 1} \end{pmatrix} = [D_{33}]^{-1} \begin{pmatrix} x_{a1} \\ x_{b1} \\ x_{c1} \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} x_{\alpha 2} \\ x_{\beta 2} \\ x_{\sigma 2} \end{pmatrix} = [D_{33}]^{-1} \begin{pmatrix} x_{a2} \\ x_{b2} \\ x_{c2} \end{pmatrix} \quad (I.13)$$

$$\text{Avec : } [D_{33}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (I.14)$$

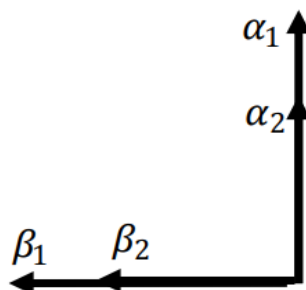
Si l'on sépare la composante homopolaire des coordonnées  $x_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \end{bmatrix}$  la matrice  $D_{33}$  se décompose en deux sous matrices  $D_{13}$  et  $D_{23}$

$$D_{13} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad D_{23} = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (I.15)$$



**Figure I. 3 : 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  $\gamma$ . 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  $\gamma$  identique au décalage entre les deux étoiles pour l'étoile 2 figure (I.4) Les transformations de Concordia sont utilisées dans le contrôle direct du couple (DTC-direct torque control) [1].



**Figure I. 4 : Représentation de la MSAPDE dans le repère (  $\alpha_1$  -  $\beta_1$  )**

## I.6.4. Choix du référentiel

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

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

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

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

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

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

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

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

Ont choisi le référentiel lié au Champ tournante On applique la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

### I.6.5.1 Equation des flux dans le système biphasé (d, q)

$$\varphi_{d1} = L_{d1}I_{d1} + \varphi_r + M_d I_{d2} \quad (\text{I.16})$$

$$\varphi_{q1} = L_{q1}I_{q1} + M_d I_{q2} \quad (\text{I.17})$$

$$\varphi_{d2} = L_{d2}I_{d2} + \varphi_r + M_d I_{d1} \quad (\text{I.18})$$

$$\varphi_{q2} = L_{q2}I_{q2} + M_d I_{q1} \quad (\text{I.19})$$

$$\text{et } \varphi_r = \text{constant}$$

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

$$v_{d1} = R_s I_{d1} + \frac{d\varphi_{d1}}{dt} - \omega_r \varphi_{q1} \quad (\text{I.20})$$

$$v_{q1} = R_s I_{q1} + \frac{d\varphi_{q1}}{dt} + \omega_r \varphi_{d1} \quad (\text{I.21})$$

$$v_{d2} = R_s I_{d2} + \frac{d\varphi_{d2}}{dt} - \omega_r \varphi_{q2} \quad (\text{I.22})$$

$$v_{q2} = R_s I_{q2} + \frac{d\varphi_{q2}}{dt} + \omega_r \varphi_{d2} \quad (\text{I.23})$$

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

$$C_{e1} = \frac{3}{2} P (\varphi_{d1} I_{q1} - \varphi_{q1} I_{d1}) \quad (I.24)$$

$$C_{e2} = \frac{3}{2} P (\varphi_{d2} I_{q2} - \varphi_{q2} I_{d2}) \quad (I.25)$$

**I.6.5.4 La Forme Matricielle**

$$\begin{pmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \\ V_{d2} \\ V_{q2} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{pmatrix}}_{[R]} \begin{pmatrix} I_{d1} \\ I_{q1} \\ I_{d2} \\ I_{q2} \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} L_{d1} & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_{q1} & 0 & M_d \\ M_d & 0 & L_{d2} & 0 \\ 0 & M_d & 0 & L_{q2} \end{pmatrix}}_{[L]} \begin{pmatrix} \dot{I}_{d1} \\ \dot{I}_{q1} \\ \dot{I}_{d2} \\ \dot{I}_{q2} \end{pmatrix} + \omega_r \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & -L_{q1} & 0 & -M_d \\ L_{d1} & 0 & M_d & 0 \\ 0 & -M_d & 0 & -L_{q2} \\ M_d & 0 & L_{d2} & 0 \end{pmatrix}}_{[M]} \begin{pmatrix} I_{d1} \\ I_{q1} \\ I_{d2} \\ I_{q2} \end{pmatrix} + \omega_r \begin{pmatrix} 0 \\ \varphi_r \\ 0 \\ \varphi_r \end{pmatrix}$$

$$[v] = [R][I] + [L][dI/dt] + \omega_s [Q] \quad (I.26)$$

$$[Q] = \begin{pmatrix} 0 \\ \varphi_r \\ 0 \\ \varphi_r \end{pmatrix} \quad [L] = \begin{pmatrix} L_{d1} & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_{q1} & 0 & M_d \\ M_d & 0 & L_{d2} & 0 \\ 0 & M_d & 0 & L_{q2} \end{pmatrix} \quad [R] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{pmatrix}$$

$$[M] = \begin{pmatrix} 0 & -L_{q1} & 0 & -M_d \\ L_{d1} & 0 & M_d & 0 \\ 0 & -M_d & 0 & -L_{q2} \\ M_d & 0 & L_{d2} & 0 \end{pmatrix}$$

### I.6.5.5 Equations d'état de la MSAPDE

$$\frac{dI_{d1}}{dt} = \frac{1}{L_{d1}} \left( V_{d1} - R_s I_{d1} - M_d \frac{dI_{d2}}{dt} + \omega_r L_{q1} I_{q1} + \omega_r M_d I_{q2} \right) \quad (I.27)$$

$$\frac{dI_{q1}}{dt} = \frac{1}{L_{q1}} \left( V_{q1} - R_s I_{q1} - M_d \frac{dI_{q2}}{dt} - \omega_r L_{d1} I_{d1} - \omega_r \phi_r - \omega_r M_d I_{d2} \right) \quad (I.28)$$

$$\frac{dI_{d2}}{dt} = \frac{1}{L_{d2}} \left( V_{d2} - R_s I_{d2} - M_d \frac{dI_{d1}}{dt} + \omega_r L_{q2} I_{q2} + \omega_r M_d I_{q1} \right) \quad (I.29)$$

$$\frac{dI_{q2}}{dt} = \frac{1}{L_{q2}} \left( V_{q2} - R_s I_{q2} - M_d \frac{dI_{q1}}{dt} - \omega_r L_{d2} I_{d2} - \omega_r \phi_r - \omega_r M_d I_{d1} \right) \quad (I.30)$$

$$C_e = \frac{3}{2} P \left[ \left( (L_{d1} - L_{q1}) I_{q1} I_{d1} \right) + \left( (L_{d2} - L_{q2}) I_{q2} I_{d2} + (I_{q1} + I_{q2}) \phi_r \right) \right] \quad (I.31)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \quad (I.32)$$

### I.6.5.6 Schéma équivalent de la MSAPDE dans le repère de PARK (d, q)

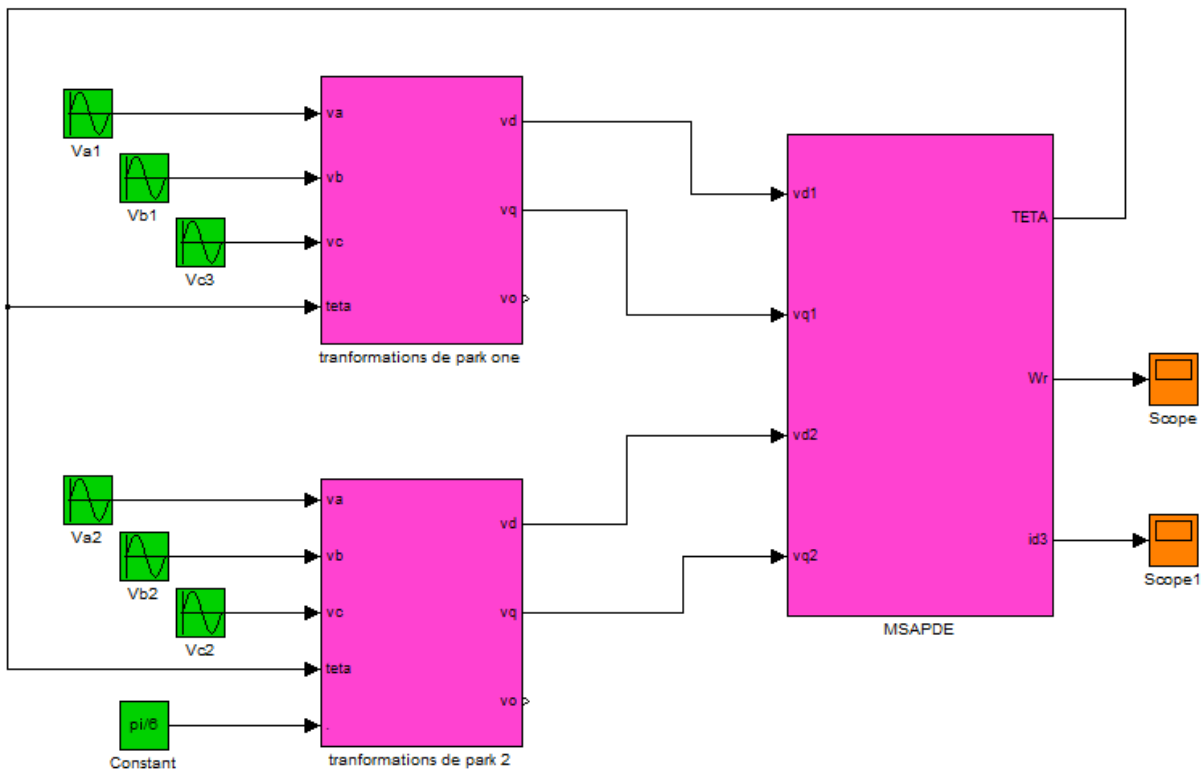
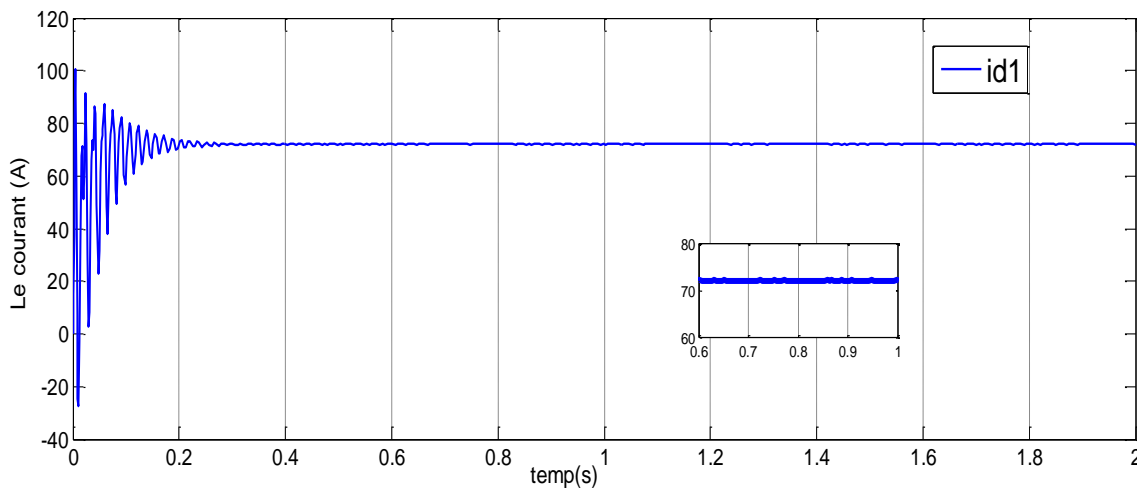
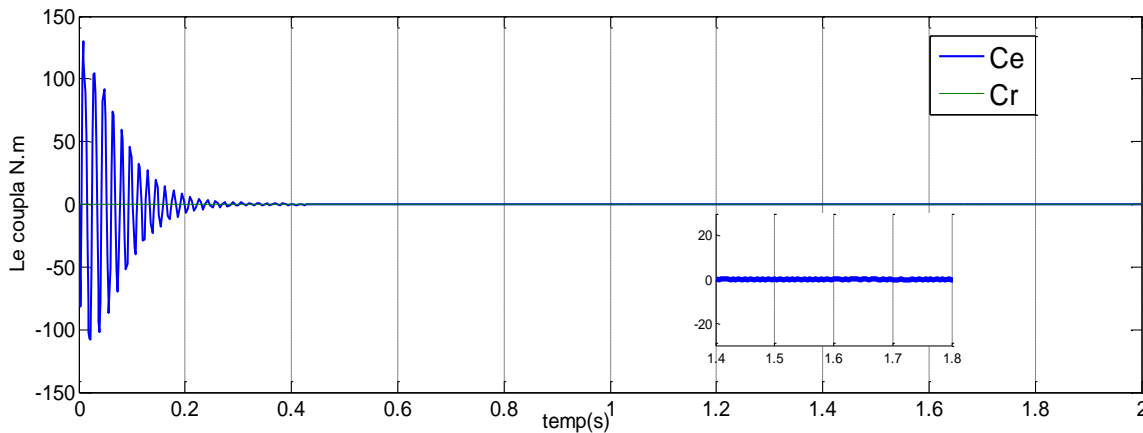
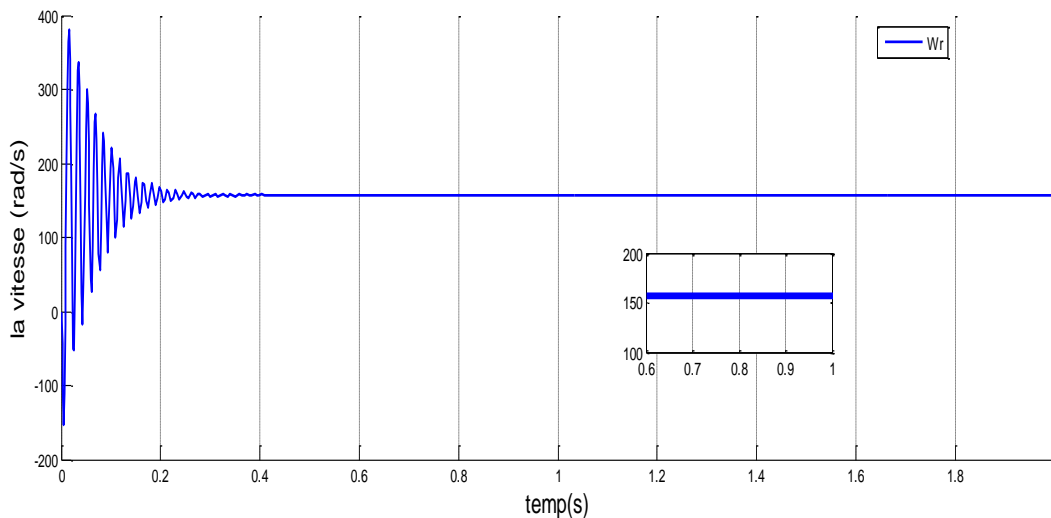


Figure I. 5 : schéma block de MSAPDE dans le plan de PARK

### I.6.6 Résultats de simulation

Les résultats présentés ci-dessous ne sont que des tests théoriques pour valider le modèle de la machine.

- Test et fonctionnement à vide



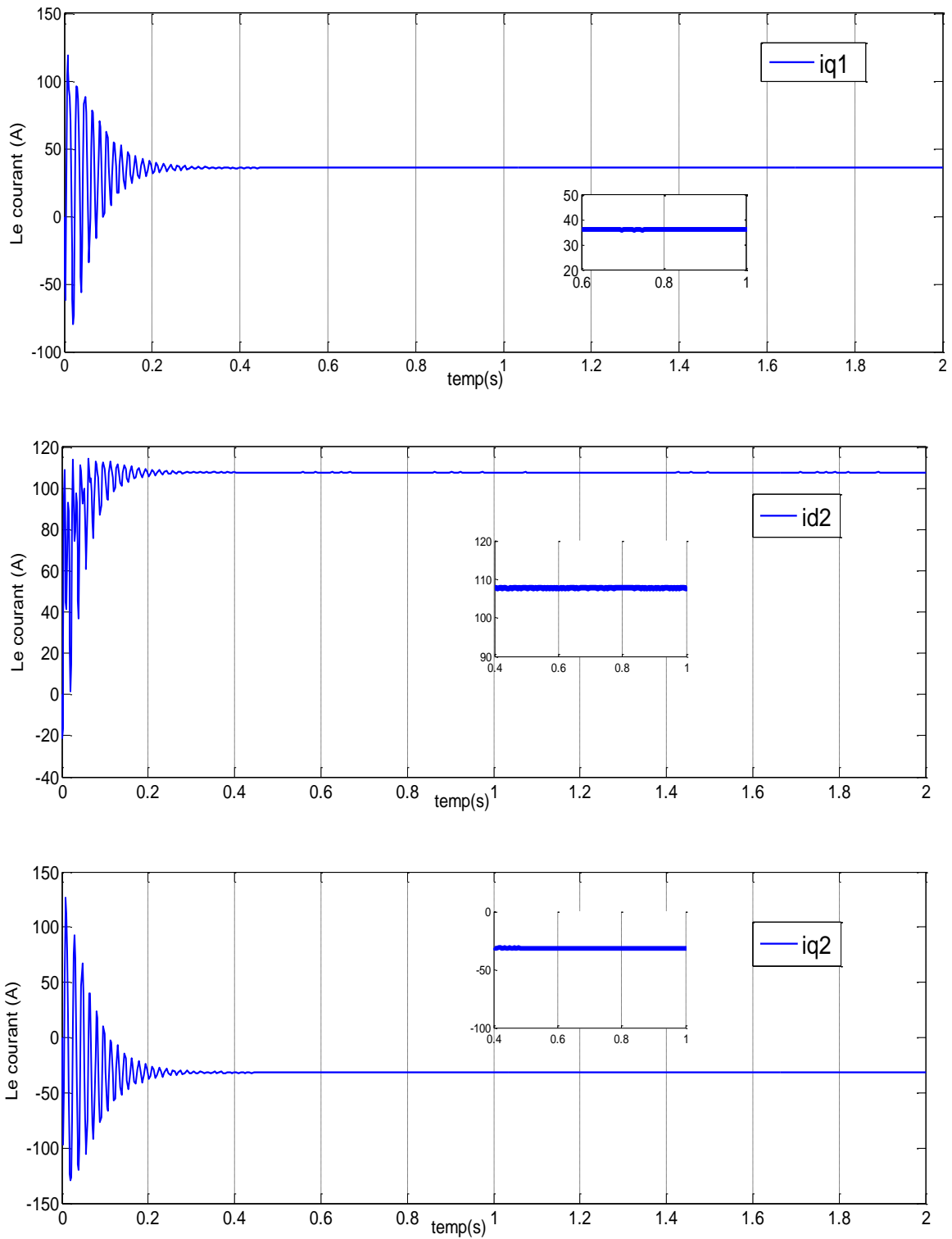
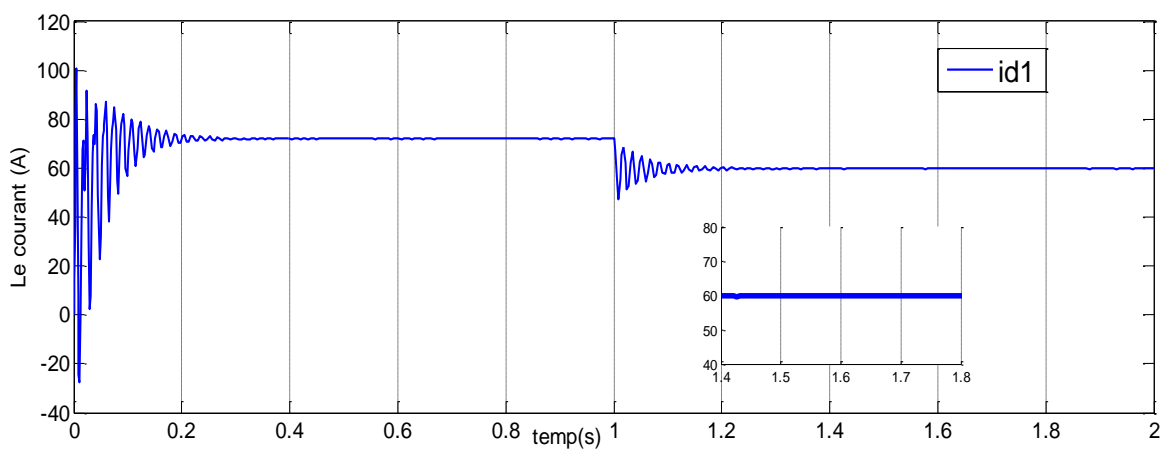
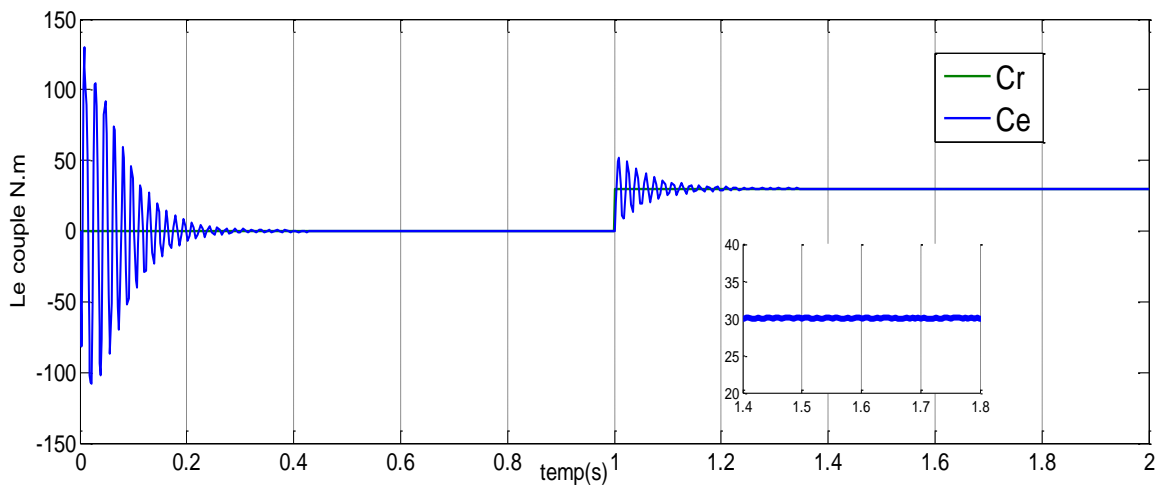
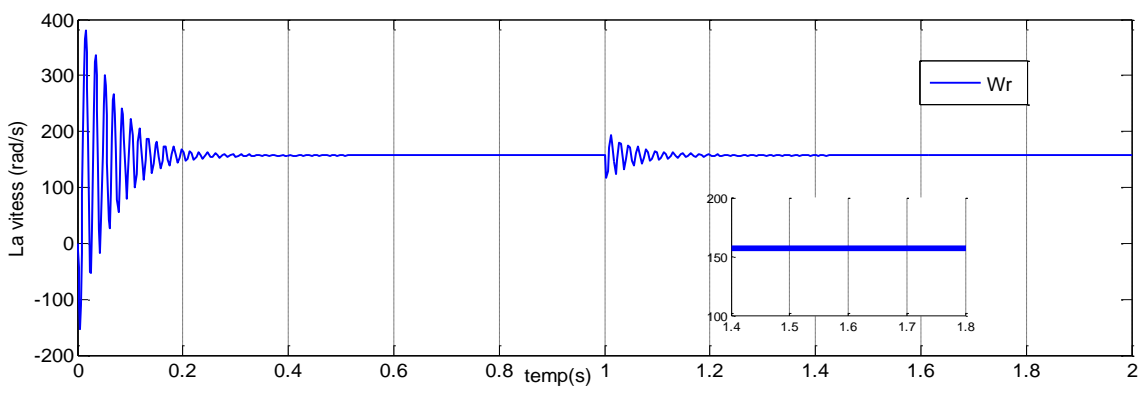


Figure I. 6: Performance et comportement de la MSAPDE lors d'un fonctionnement à vide

**Test par variation de la charge :**

On démarrer la machine synchrone à aimant permanent à vide et après un  $t = 1$ s en charge cette machine à un couple résistant ( $C_r = 30$  N.m), on obtient les caractéristiques le courant suivants :  $\{I_d, I_q\}$ , vitesse  $\{W_r\}$ ,

couple électromagnétique et résistant  $\{C_{em}, C_r\}$ .



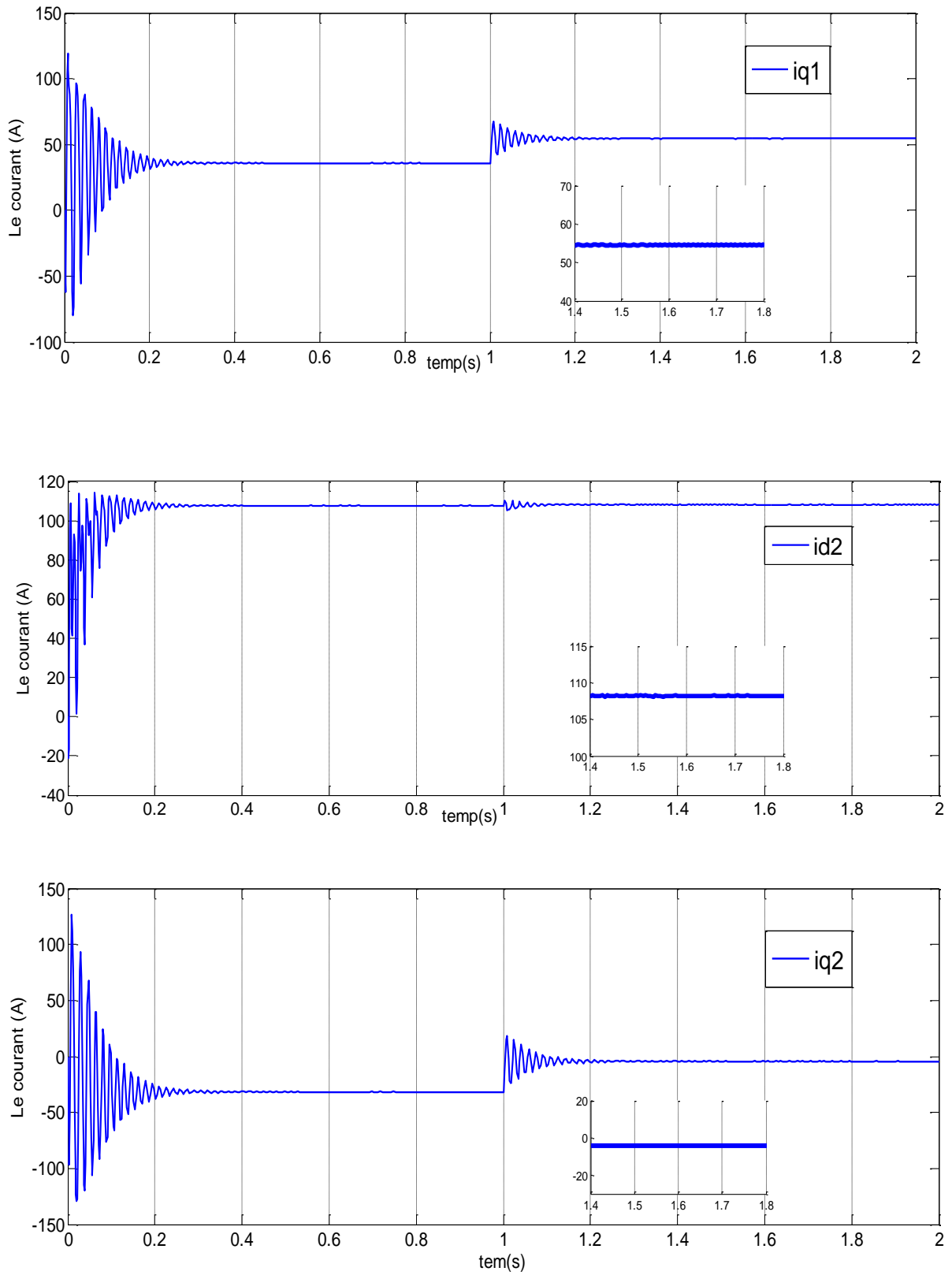


Figure I. 7 : Performance et comportement de la MSAPDE lors d'un fonctionnement en charge

### I.6.6.1 Interprétation des résultats de simulation

#### En pratique :

Le moteur synchrone à aimants permanents double-étoile est toujours associé, lors de son fonctionnement, à un convertisseur statique. Dans ce cas, les excès d'oscillations dans les caractéristiques de couple et de courants ne sont pas observés.

- **Test à vide :**

Les Figure(I.6) montrent le comportement du MSAPDE lors d'un démarrage à vide. On remarque que la vitesse prend des pics très importants au début puis se stabilise à la vitesse de synchronisme  $t=0.4s$ . Ces pics sont dus à l'absence d'enroulements d'amortissements pour la stabilisation de la vitesse au point de synchronisme  $W_r = 150 \text{ rad/s}$ .

Après un régime transitoire de 0.4 sec, le couple ramène le rotor à la vitesse du synchronisme où il se stabilise au voisinage de zéro puisque il n'y a pas de charge et les frottements sont négligés.

Au démarrage, les courants direct et en quadrature ( $i_{d1}, i_{d2}, i_{q1}, i_{q2}$ ) sont caractérisés par des pics très importants qui, après le régime transitoire, tendent vers leurs valeurs nominales. Ces pics s'expliquent par une faible f.c.e.m liée à la valeur de la vitesse au démarrage.

- **En charge :**

Les Figure (I.7) montrent le comportement du MSAPDE lors de l'application d'une charge de 30 N.m On voit que la vitesse prend des pics plus importants que précédemment, mais se stabilise toujours au synchronisme malgré l'application de la charge. Le A noter que la valeur choc du couple en charge est un peu plus élevée jusqu'à 30 N.m par rapport à celle du régime à vide.

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

## I.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les machines synchrones à aimants permanents à double étoile. Nous avons discuté de leurs avantages, inconvénients et domaines d'application. Le chapitre a également abordé la modélisation et la simulation de ces machines dans le référentiel de Park. Nous avons montré comment la transformation a été utilisée pour simplifier les équations de la machine, puis nous avons alimenté la machine à l'aide d'une source parfaite pendant le démarrage à vide et en charge.

Le chapitre suivant présentera la modélisation de l'onduleur à cinq niveaux utilisé pour alimenter les machines synchrones à aimants permanents à double étoile afin de contrôler le couple et la vitesse de la machine à l'aide de la technique de commande directe de couple (DTC).

# Chapitre II

## Introduction

Un convertisseur statique est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. Alors l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent moins élevée. Dans le cas de modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques.

En général, les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets [23].

### II.3.1. Présentation de l'onduleur de tension à cinq niveaux

Le schéma de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes est présenté dans la Figure 1. La source de tension continue est constituée de quatre capacités en série, tandis que chaque bras de l'onduleur est composé de 8 interrupteurs bidirectionnels et 6 diodes flottantes.

L'onduleur est alimenté par une source continue  $E$ , que quatre condensateurs de valeurs égales se partagent pour donner quatre sources distinctes de tension  $E/4$ . La structure triphasée de l'onduleur NPC à cinq niveaux de tensions est présentée sur la figure II.1.

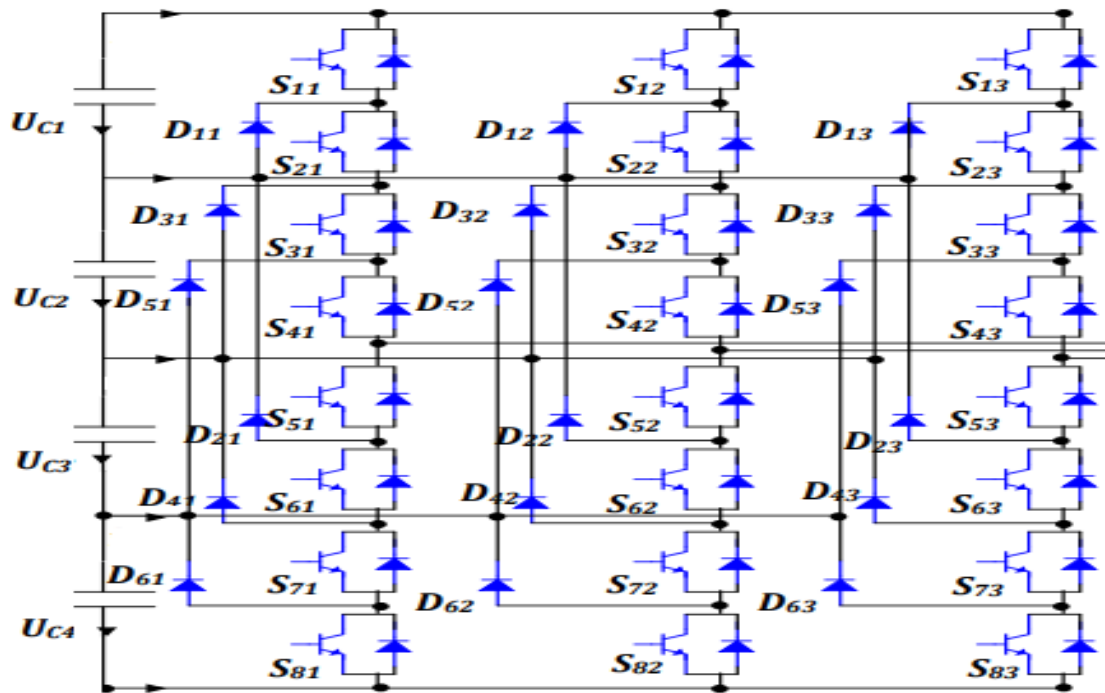


Figure II.1 :Schema d'un onduleur-NPC a cinq niveaux

### II.3.1.1 Modélisation de l'onduleur de tension à cinq niveaux

Pour éviter la conduction simultanée des six interrupteurs d'un seul bras qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit ou par une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit une commande complémentaire des différents semi-conducteurs d'un bras, plusieurs commandes complémentaires sont possibles pour un onduleur à cinq niveaux, puisque l'onduleur triphasé à cinq niveaux est symétrique, donc l'étude se fera par bras et la commande la plus optimale est la suivante :

$$\begin{aligned}
 K_{s11} &= \overline{K_{s51}} \\
 K_{s21} &= \overline{K_{s41}} \\
 K_{s31} &= \overline{K_{s61}} \\
 K_{s71} &= k_{s11} K_{s21} \overline{K_{s31}} \\
 K_{s81} &= K_{s41} K_{s51} \overline{K_{s61}}
 \end{aligned}$$

Où  $K_{ks}$  désigne la commande de base du transistor  $T_{ks}$  et  $k$  indique le numéro du bras (1,2 ou 3),  $K_{ks}=1$  si  $T_{ks}$  est fermée.

$K_{ks}=0$  si  $T_{ks}$  est ouvert. Les cinq niveaux de tension délivrés par l'onduleur ainsi que les états des interrupteurs correspondants sont indiqués au tableau suivant :

Etat des interrupteurs								Tensions de sortie Vao
S <sub>11</sub>	S <sub>21</sub>	S <sub>31</sub>	S <sub>41</sub>	S <sub>51</sub>	S <sub>61</sub>	S <sub>71</sub>	S <sub>81</sub>	
1	1	1	1	0	0	0	0	E/2
0	1	1	1	1	0	0	0	E/4
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	-E/4
0	0	0	0	1	1	1	1	-E/2

Tableau II .1: Etats de conduction de l'onduleur à cinq niveau

### II.3.1.2 Modélisation vectorielle de l'onduleur cinq niveaux

L'état des interrupteurs de l'onduleur est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs booléennes

De  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ), commande ou  $S_i$  est l'état de l'interrupteur K, supposé parfait, tel que pour le 1<sup>ème</sup> bras de l'onduleur ( $i = a, b, c$ ) :

- $S_i=1$  si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert :
- $S_i = 0$  si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé :

Les tensions simples appliquées à la machine se déduisent en fonction de la tension d'entrée de l'onduleur  $U_{dc}$  et les grandeurs booléennes de commande  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ). Les tensions simples de la machine sont :

$$\begin{aligned}
 V_{ab} &= U_{dc} (S_a - S_b) \\
 V_{bc} &= U_{dc} (S_b - S_c) \\
 V_{ca} &= U_{dc} (S_c - S_a)
 \end{aligned}
 \tag{II.1}$$

La charge est considérée équilibrée, il en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0
 \tag{II.2}$$

On trouve donc les tensions simples appliquées à la machine en fonction de la tension d'entrée de l'onduleur  $U_{dc}$  et les grandeurs booléennes de commande  $S_i$ .

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

$$\begin{aligned}
 V_a &= \frac{U_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\
 V_b &= \frac{U_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\
 V_c &= \frac{U_{dc}}{3} (2S_c - S_b - S_a)
 \end{aligned}
 \tag{II.3}$$

Nous pouvons écrire le système suivant d'après la relation (II.3) :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \cdot U_{dc} \quad (\text{II.4})$$

### II.3.2.2 Génération des niveaux de tension dans un onduleur NPC à cinq niveaux

En se basant sur l'étude faite sur les onduleurs de tension de type NPC à trois et à cinq niveaux, on peut étendre notre étude à des convertisseurs à N niveaux de tensions de type NPC.

Le schéma possible de brancher d'onduleur NPC constitué de N étages. Les condensateurs  $C_1$  à  $C_N$  permettent de diviser la tension d'entrée, les interrupteurs  $K_1$  à  $K_N$  font circuler les courants entrant avec les diodes  $D_1$  à  $D_N$ . L'ensemble forme ainsi une cellule de commutation.

Pour un onduleur à N niveaux, le nombre des éléments constituant sa topologie, notamment les condensateurs C, les interrupteurs K (par phases) et les diodes de bouclage ou de maintien D (par phase) sont régis par les relations suivantes :  $C = N - 1$ ,  $K = 2(N - 1)$ ,  $D = 2(N - 2)$ . [55]

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

Il y a cinq configurations possibles pour analyser la topologie d'un bras. Pour définir les séquences de fonctionnement de l'onduleur, il convient tout d'abord de déterminer les différents états que peut prendre la tension simple (c'est-à-dire la tension entre le bras de l'onduleur et le point milieu fictif). La tension simple  $V_{ao}$  est déterminée par l'état de huit quadruplets, qui peuvent être un transistor, un GTO, un IGBT ou autre avec une diode en antiparallèle.

Il existe 32 états possibles pour un seul bras d'interrupteurs, représentés par un quadruplet de 0 et 1. Cependant, seules cinq configurations sont possibles. [52], [53]

#### ❖ Premier configuration {11110000}

$S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  et  $S_{41}$  sont passants et  $S_{51}$ ,  $S_{61}$ ,  $S_{71}$  et  $S_{81}$  sont bloqués figure II-2, la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :  $V_{ao} = +E/2$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :  $V_{S51} = V_{S61} = V_{S71} = V_{S81} = +E/4$

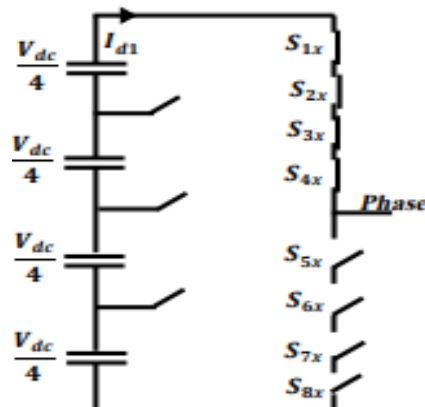


Figure II. 2 : 1<sup>ère</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

❖ **Deuxième configuration {01111000}**

$S_{21}, S_{31}, S_{41}$  et  $S_{51}$  sont passants et  $S_{61}, S_{71}, S_{81}$  et  $S_{11}$  sont bloqués figure II-3, la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :  $V_{ao} = +E/4$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :  $V_{S11} = V_{S61} = V_{S71} = V_{S81} = +E/4$

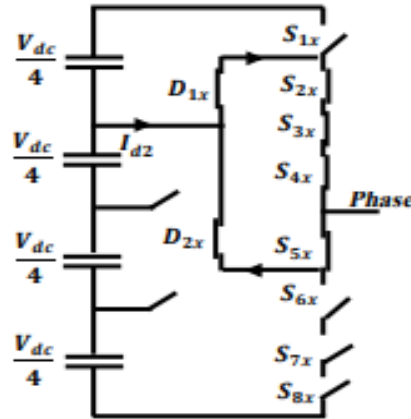


Figure II. 3: 2<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

❖ **Troisième configuration {00111100}**

$S_{31}, S_{41}, S_{51}$  et  $S_{61}$  sont passants et  $S_{71}, S_{81}, S_{11}$  et  $S_{21}$  sont bloqués figure II.4, la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :  $V_{ao} = 0$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{S11} = V_{S21} = V_{S71} = V_{S81} = +E/4$$

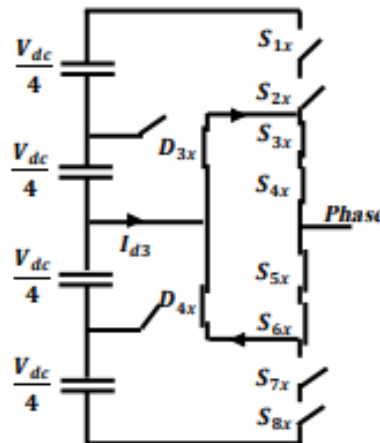


Figure II.4 : 3<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

❖ **Quatrième configuration {00011110}**

$S_{41}, S_{51}, S_{61}$  et  $S_{71}$  sont passants et  $S_{81}, S_{11}, S_{21}$  et  $S_{31}$  sont bloqués figure II.5, la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :  $V_{ao} = - E/4$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{S11} = V_{S21} = V_{S31} = V_{S81} = +E/4$$

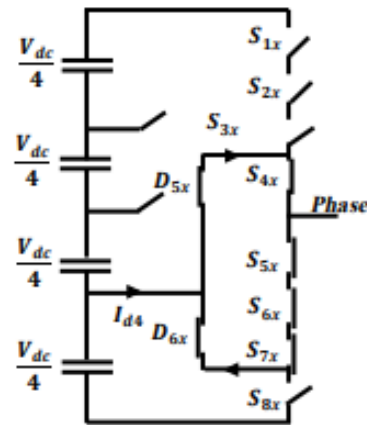


Figure II. 5 : 4<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

❖ Cinquième configuration {00001111}

$S_{51}, S_{61}, S_{71}$  et  $S_{81}$  sont passants et  $S_{11}, S_{21}, S_{31}$  et  $S_{41}$  sont bloqués figure II.6, la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :  $V_{ao} = - E/2$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{S11} = V_{S21} = V_{S31} = V_{S41} = +E/4$$

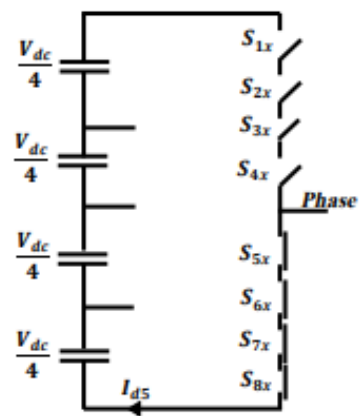


Figure II. 6: 5<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

Le tableau (II. 2) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (Avec M origine des potentiels et  $V_{SM}(S = A, B \text{ et } C)$  le potentiel du nœud M du bras S).

Configuration	Grandeurs électriques
<b>E<sub>0</sub></b>	$i_S = 0$
<b>E<sub>1</sub></b>	$V_{SM} = U_{C1} + U_{C2} = 2 U_C$
<b>E<sub>2</sub></b>	$V_{SM} = U_{C2} = U_C$
<b>E<sub>3</sub></b>	$V_{SM} = 0$
<b>E<sub>4</sub></b>	$V_{SM} = -U_{C3} = -U_C$
<b>E<sub>5</sub></b>	$V_{SM} = -U_{C3} - U_{C4} = -2 U_C$

Tableau II.3: Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras K

### II.3.2.4 Tensions composées

Les tensions triphasées de sortie de l'onduleur à cinq niveaux par rapport au point neutre de la source

(o) sont exprimées comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{C11} & F_{C21} & F_{C31} & F_{C41} & F_{C51} \\ F_{C12} & F_{C22} & F_{C32} & F_{C42} & F_{C52} \\ F_{C13} & F_{C23} & F_{C33} & F_{C43} & F_{C53} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ V_{dc}/4 \\ 0 \\ -V_{dc}/4 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad (II.5)$$

Les tensions composées entre les bras de l'onduleur sont :

$$\begin{pmatrix} V_{12} \\ V_{23} \\ V_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{10} - V_{20} \\ V_{20} - V_{30} \\ V_{30} - V_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{C11} - F_{C12} & F_{C21} - F_{C22} & F_{C31} - F_{C32} & F_{C41} - F_{C42} & F_{C51} - F_{C52} \\ F_{C12} - F_{C13} & F_{C22} - F_{C23} & F_{C32} - F_{C33} & F_{C42} - F_{C43} & F_{C52} - F_{C53} \\ F_{C13} - F_{C11} & F_{C23} - F_{C21} & F_{C33} - F_{C31} & F_{C43} - F_{C41} & F_{C53} - F_{C51} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ V_{dc}/4 \\ 0 \\ -V_{dc}/4 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad (II.6)$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont données en fonction des tensions composées et des tensions phases-point milieu :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} V_{12} - V_{31} \\ V_{23} - V_{12} \\ V_{31} - V_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -2 & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} \quad (II.7)$$

A partir des relations (1) et (2), nous obtenons le système matriciel donnant l'expression des tensions simples aux bornes de la charge en fonction des fonctions de connexions :

$$\begin{pmatrix} V_{12} \\ V_{23} \\ V_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{10} - V_{20} \\ V_{20} - V_{30} \\ V_{30} - V_{10} \end{pmatrix} \\
 = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{C11} & F_{C12} & F_{C13} & 2F_{C21} & F_{C22} & F_{C23} & 2F_{C31} & F_{C32} & F_{C33} & 2F_{C41} & F_{C42} & F_{C43} & 2F_{C51} & F_{C52} & F_{C53} \\ 2F_{C12} & F_{C13} & F_{C11} & 2F_{C22} & F_{C23} & F_{C21} & 2F_{C32} & F_{C33} & F_{C31} & 2F_{C42} & F_{C43} & F_{C41} & 2F_{C52} & F_{C53} & F_{C51} \\ 2F_{C13} & F_{C11} & F_{C12} & 2F_{C23} & F_{C21} & F_{C22} & 2F_{C33} & F_{C31} & F_{C32} & 2F_{C43} & F_{C41} & F_{C42} & 2F_{C53} & F_{C51} & F_{C52} \end{pmatrix} \\
 \times \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ V_{dc}/4 \\ 0 \\ -V_{dc}/4 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad (II.8)$$

Finalement les tensions simples à la sortie de l'onduleur cinq niveaux :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} V_{12} - V_{31} \\ V_{23} - V_{12} \\ V_{31} - V_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -2 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{C11} & F_{C21} & F_{C31} & F_{C41} & F_{C51} \\ F_{C12} & F_{C22} & F_{C32} & F_{C42} & F_{C52} \\ F_{C13} & F_{C23} & F_{C33} & F_{C43} & F_{C53} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ V_{dc}/4 \\ 0 \\ -V_{dc}/4 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad (II.9)$$

### II.3.2.5 Valeurs atteintes par les tensions de l'onduleur à cinq

Valeurs atteintes par les tensions de l'onduleur à cinq niveaux de commutation peuvent varier en fonction du schéma de modulation utilisé. L'une des méthodes couramment utilisées pour générer les tensions de sortie dans un onduleur à cinq niveaux est la modulation de largeur d'impulsion (PWM - Pulse Width Modulation). Avec cette méthode, les tensions de sortie peuvent prendre les valeurs suivantes:

- $-2V_{dc}$  : Le niveau de tension le plus négatif atteignable par l'onduleur.
- $-V_{dc}$  : Le niveau de tension négatif atteignable par l'onduleur.
- $0$  : Niveau de tension neutre, souvent utilisé comme référence de masse.
- $V_{dc}$  : Le niveau de tension positif atteignable par l'onduleur.
- $2V_{dc}$  : Le niveau de tension le plus élevé atteignable par l'onduleur.

Avec :  $V_{dc}$  est la tension d'alimentation continue

Les valeurs spécifiques dépendent également de la topologie et des composants utilisés dans l'onduleur. Par exemple, dans un onduleur multi-niveaux à base de cellules H-bridge, chaque cellule peut générer un niveau de tension égal à  $V_{dc}/2$ . En combinant ces cellules, vous pouvez obtenir les niveaux de tension mentionnés ci-dessus.

Il est important de noter que ces valeurs supposent un fonctionnement idéal de l'onduleur et peuvent varier en raison de divers facteurs tels que les pertes de commutation, les variations de tension d'alimentation et les caractéristiques des composants utilisés. Les valeurs spécifiques doivent être déterminées en fonction des spécifications de l'onduleur et des exigences de l'application.

### II.3.2.6 Projection du vecteur tension de référence $V_s$ dans le plan de tension ( $\alpha$ - $\beta$ )

Le tableau président montre les états de commutations possibles de l'onduleur, d'après les expressions des tensions simples de la sortie de l'onduleur établit précédemment, et en utilisant la forme vectorielle des tension on peut écrire :

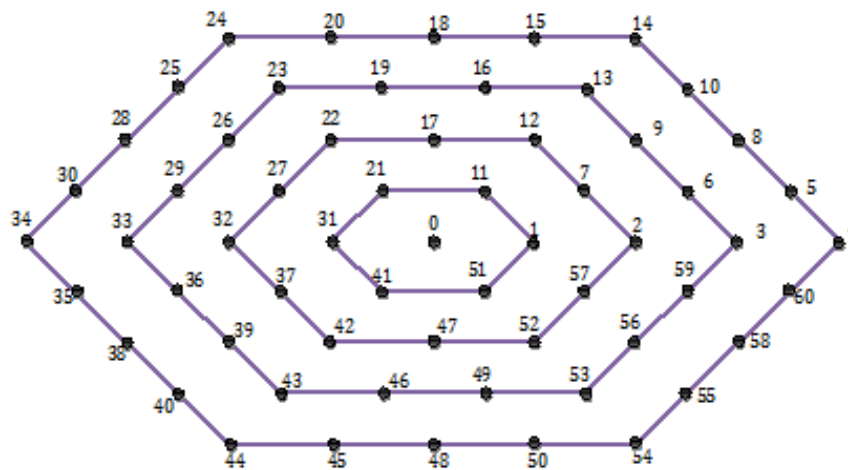
$$\vec{V}_S = \vec{V}_{s\alpha} + jV_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ V_a - V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} - V_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (II.10)$$

Dans la figure II.8, certaines positions sont créées par plusieurs états redondants. De l'hexagone extérieur vers l'hexagone interne, les positions du vecteur  $V_s$  sont créées respectivement par un, deux, trois ou quatre états redondants.

La position du centre de l'hexagone, qui correspond à une tension de sortie nulle, est créée par cinq états redondants. On distingue ainsi 24 positions à une seule redondance, 18 positions à deux redondances, 12 positions à trois redondances et 6 positions à quatre redondances.

Les 65 positions du vecteur de tension de sortie divise le diagramme vectoriel en six (06) secteurs triangulaires [54] [51].

Suivant les états de l'onduleur, ce vecteur peut prendre plusieurs positions dans le plan  $\alpha$ - $\beta$ . Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de la figure II.8. Par combinaison des huit interrupteurs d'un bras, on peut imposer à la phase, cinq niveaux de tension différents. Donc le nombre de vecteurs tensions disponibles a la sortie de l'onduleur à cinq niveaux est de  $5^3= 125$  distribués sur quatre hexagones concentriques.



**Figure II. 7: Représentation vectorielle des tensions de l'onduleur à cinq niveaux**

Selon ces états de 125 états, on aura 61 vecteurs tension  $V_s$  différents en module. La représentation de ces vecteurs, voir la figure ci-dessous, montre qu'ils sont classés en cinq groupes selon leurs modules avec les tensions nuls (Tableau II.3)

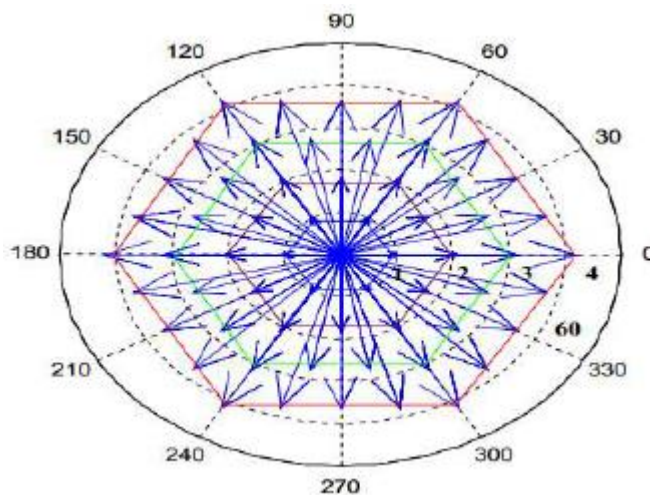


Figure II. 8 :Topographie des 61 vecteurs générés par un onduleur à 5-niveaux

<b>Vecteurs tensions nulles</b>	(000) ; (111) ; (222); (333); (444)
<b>Vecteurs tensions du premier hexagone</b>	(100) ; (110) ; (010); (011); (001); (101)
<b>Vecteurs tensions du deuxième hexagone</b>	(200); (210); (220); (120); (020); (021) (022); (012); (002); (102); (202); (201)
<b>Vecteurs tensions du troisième hexagone</b>	(300); (310); (320); (330); (230); (130); (030) (031); (032); (033); (023); (013); (003); (103) (203); (303); (302); (301)
<b>Vecteurs tensions du quatrième hexagone</b>	(400); (410); (420); (430); (440); (340); (240) (140); (040); (041); (042); (043); (044); (034) (024); (014); (004); (104); (204); (304); (404) (403); (402); (401)

Tableau II. 4: répartition en cinq groupes des vecteurs des tensions de sortie de l'onduleur NPC a cinq niveaux

# Chapitre III

## Introduction

Les associations entre les onduleurs de tension et les machines à courant alternatif sont d'une importance capitale dans le domaine industriel. Les stratégies de commande de ces associations n'ont cessé d'évoluer au fil des années. Parmi ces stratégies, après l'émergence de la commande vectorielle dans les années 70, les techniques basées sur la commande directe du couple ont suscité l'intérêt de nombreux chercheurs et de l'industrie.

Le contrôle direct du couple (DTC), également connu sous le nom de "Direct Torque Control" en anglais, repose sur l'orientation du flux statorique et est l'une des méthodes introduites par Depenbrock en 1987 sous le nom de "Direct Self Control" (DSC). Une optimisation de ces séquences de commutation peut permettre de réduire les variations de couple et le bruit acoustique. Initialement appliqué aux machines à induction, le contrôle direct du couple est également utilisé pour les machines à aimants permanents. Dans la méthode du contrôle direct du couple, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur de tension appliqué par le convertisseur d'alimentation.[9]

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, la commande par la DTC est utilisée un repère lié au stator ( $\alpha$ - $\beta$ ), L'association de la DTC à la MSAPDE permet d'avoir des systèmes d'entraînement de performances très élevées.

Le travail envisagé dans ce chapitre, porte sur le principe du contrôle direct du couple et de flux appliqué à une MSAPDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux, ainsi, des résultats de simulations (performances statiques et dynamiques) seront présentés et discutés.

### III.2. Principes généraux de la commande directe du couple

La commande Direct Torque Control (DTC) d'une machine synchrone à double étoile repose sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur de tension. Cette approche vise principalement à réguler directement le couple de la machine en utilisant différents vecteurs de tension de l'onduleur pour définir son état. Les deux variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, qui sont généralement régulés par des régulateurs à hystérésis.

L'objectif est de maintenir ces grandeurs à l'intérieur de bandes d'hystérésis spécifiées. Les sorties de ces régulateurs déterminent le vecteur de tension optimal de l'onduleur à appliquer à chaque instant de commutation. Cependant, l'utilisation de tels régulateurs suppose une fréquence de commutation variable dans le convertisseur, ce qui nécessite des calculs à pas de temps très courts.

Il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée dans une commande DTC afin de réduire les fluctuations du couple causées par les régulateurs à hystérésis au niveau physique. Cela implique donc l'utilisation de systèmes informatiques performants capables de répondre aux exigences de calcul en temps réel. [10]

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

- 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.

### 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 basée sur

L'algorithme suivant [11] :

- 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  $(\alpha, \beta)$ , 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 de Concordia suivante, [12] :

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

Est le vecteur de tensions simple à la sortie de l'onduleur.

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

$S_j (j = 1,2,3)$  telle que :

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

$S_j = 0$  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 de commutation des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

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

Avec  $E$  : Tension du bus continu.

Nous avons donné les deux composantes de Concordia :

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

Avec :

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

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

Où :  $F_1 F_2 F_3$  : Etats de commutation de bras de l'onduleur

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

Vecteur	$F_1$	$F_2$	$F_3$	$V_A$	$V_B$	$V_C$	$V_\alpha$	$V_\beta$	$V_s$
$V_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$V_1$	1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$
$V_2$	1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{(j\frac{\pi}{3})}$
$V_3$	0	1	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{(j\frac{2\pi}{3})}$
$V_4$	0	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{(j\pi)}$
$V_5$	0	0	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{(j\frac{4\pi}{3})}$
$V_6$	1	0	1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{(j\frac{5\pi}{3})}$

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

### III.5. Contrôle de flux et du 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,[13]

$$V_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\varphi}_s}{dt} \Rightarrow \vec{\varphi}_s = \vec{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\vec{V}_s - R_s \vec{I}_s) dt \quad (III.7)$$

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

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 :

$$\overline{\varphi}_s(t) \approx \overline{\varphi}_s(0) + \int_0^t \overline{V}_s dt \quad \begin{cases} \overline{I}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{F1} \\ \overline{I}_s = \sqrt{\frac{1}{2}} E \cdot (i_{F2} - i_{F3}) \\ \overline{V}_s = +j\overline{V}_{s\beta} \end{cases} \quad (III.8)$$

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.9),

$$\overline{\varphi}_s(K+1) \approx \overline{\varphi}_s(K) + \overline{V}_s T_e \quad (III.9)$$

On encore :

$$\overline{\varphi}_s(T_e) \approx \overline{\varphi}_s(0) + \overline{V}_s T_e \quad (III.10)$$

$$\overline{\Delta\varphi}_s(T_e) \approx \overline{V}_s T_e \quad \overline{V}_s \{ \overline{V}_0 \dots \overline{V}_7 \} \quad (III.11)$$

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

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

$\overline{\Delta\varphi}_s$  : 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,  $\overline{\varphi}_s$  devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique, [14]. Pour une période d'échantillonnage constante,  $\overline{\Delta\varphi}_s$  est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du MSAPDE



**Figure III. 1: 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. 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, [15].

### III.5.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante, [20] :

$$C_e = K (\vec{\varphi}_s \wedge \vec{\varphi}_r) = K \|\vec{\varphi}_s\| \|\vec{\varphi}_r\| \sin(\gamma) \tag{III.12}$$

Tel que  $K = \frac{P}{Lq}$

$\vec{\varphi}_s$  : Le vecteur de flux statoriques.

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

$\gamma$  : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs  $\vec{\varphi}_s$  et  $\vec{\varphi}_r$  et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\vec{\varphi}_s$  (à partir de  $\vec{V}_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de  $\vec{\varphi}_s$ , et le couple électromagnétique de façon découplée, [16].

### III.6. Sélection de vecteur tension

Le choix de vecteur tension  $\vec{V}_s$ . Dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\vec{\Phi}_s$  de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution  $\vec{\Phi}_s$  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. [17] 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 vecteur de tensions suivants, [18].

$\vec{V}_{i+1}$  : 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, [19].

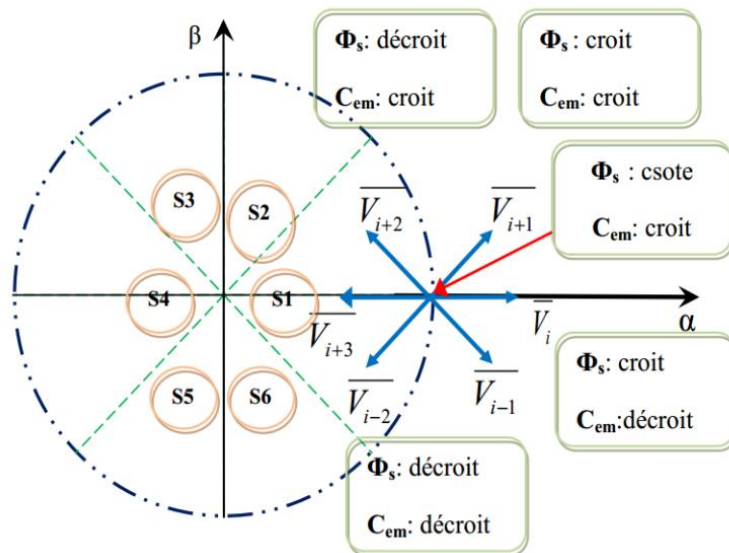
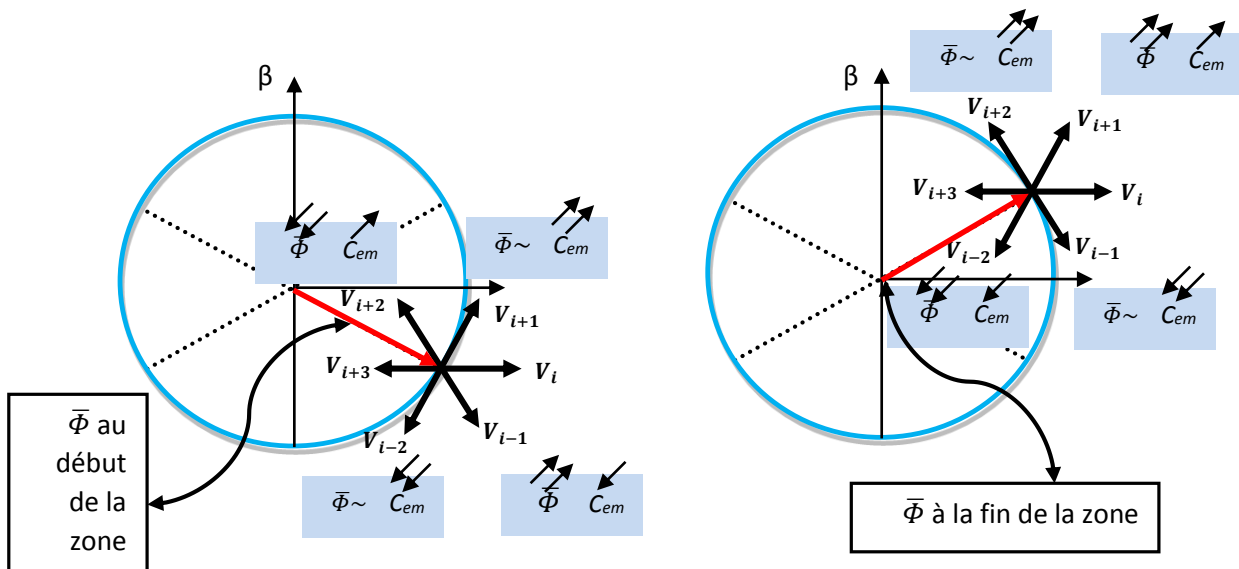


Figure III. 2: Choix de vecteur tension.

En effet, au début de la zone  $i$ , les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i-2}$  sont perpendiculaires à  $\vec{\Phi}_s$ , d'où une évolution rapide du couple et l'amplitude du flux ne change pas, alors qu'à la fin de la zone, évolution rapide de l'amplitude de  $\vec{\Phi}_s$  et évolution lente du couple. Tandis qu'aux vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i+2}$  il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\vec{\Phi}_s$  au début de la zone  $i$ , alors qu'à la fin de la zone, l'amplitude de  $\vec{\Phi}_s$  ne change pas mais une évolution rapide du couple figure ci-dessous :



**Figure III. 3: Les différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone**

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone 1, les deux vecteurs  $v_i$  et  $v_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépendent de la position de  $\bar{\Phi}_s$  dans la zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et de flux, estimé par rapport à leurs références, ainsi que la position du vecteur flux  $\bar{\Phi}_s$ .

Un estimateur de vecteur flux  $\bar{\Phi}_s$  en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires.

### III.7. Les estimateurs

Les consignes d'entrée du système de contrôle pour les machines synchrones sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Le couple représente la troisième entrée de ce système de contrôle. La précision de l'estimation de ces valeurs est très importante pour les performances du système de contrôle.

En effet, le couple est une grandeur fondamentale dans la commande des machines synchrones car il représente la force exercée sur l'arbre moteur. L'amplitude du flux statorique est également cruciale car elle détermine la tension induite dans les enroulements du rotor et donc la vitesse de rotation de la machine.

Une estimation précise de ces grandeurs permettra de réguler plus efficacement le fonctionnement de la machine synchrone, ce qui se traduira par une meilleure performance globale du système de contrôle.

En revanche, une mauvaise estimation de ces grandeurs peut entraîner des erreurs de commande et une diminution des performances de la machine synchrone.

Il est donc essentiel de disposer de capteurs de mesure fiables et précis pour estimer avec précision le couple et l'amplitude du flux statorique. Les avancées technologiques en matière de capteurs permettent

aujourd'hui d'obtenir des mesures de plus en plus précises et de mettre en place des systèmes de contrôle de plus en plus performants.

### 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, [20] :

$$\vec{\varphi}_s = \vec{\varphi}_{s\alpha} + j\vec{\varphi}_{s\beta} \quad (\text{III.13})$$

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

$$\begin{cases} \vec{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) dt \\ \vec{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

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 :

$$\vec{V}_s = \vec{V}_{s\alpha} + j\vec{V}_{s\beta} \quad (\text{III.15})$$

$$\begin{cases} \vec{V}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \left( F_1 - \frac{1}{2}(F_2 - F_3) \right) \\ \vec{V}_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot E \cdot (F_2 - F_3) \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

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

$$\begin{cases} \vec{I}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot i_{F1} \\ \vec{I}_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot E \cdot (i_{F2} - i_{F3}) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.18})$$

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

$$\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (\text{III.19})$$

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

### III.7.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant statorique donnée par l'équation [21].

$$C_e = P [\phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}] \tag{III.20}$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

## III.8. Elaboration des contrôleurs

### III.8.1. Contrôleur de flux à deux niveaux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III.4).

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\Phi_s$ , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

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.[22]

$$\left| (\phi_s)_{ref} - \phi_s \right| \leq \Delta \phi_s \tag{III.21}$$

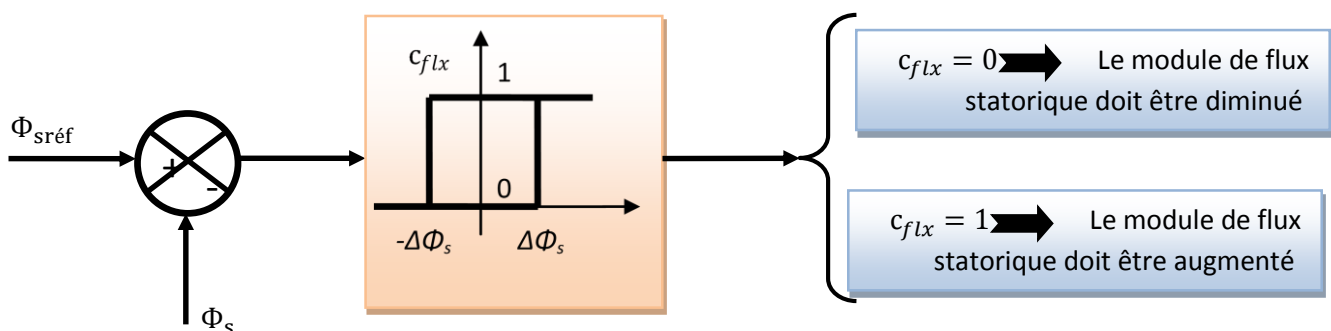


Figure III. 4 :Contrôle à hystérésis à deux niveaux

$\Delta \Phi_s$  : largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.

Ce correcteur est simple dans son application. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence comme le montre la figure ci-dessous.

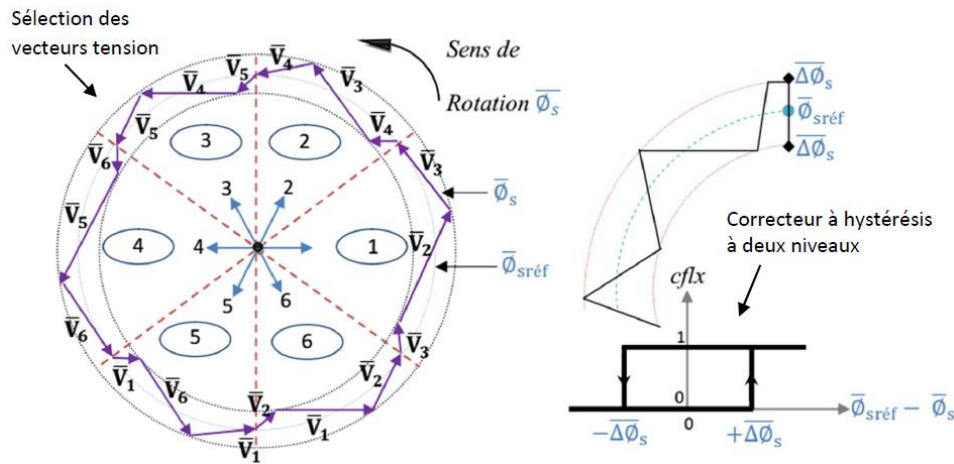


Figure III. 5 : Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique

### III.8.2. Contrôleur du couple

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

$$| C_{réf} - C_{em} | \leq \Delta C \text{ avec } C_{réf} \quad (III.22)$$

La référence de couple et  $\Delta C$  la bande d'hystérésis du correcteur.

La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux statorique figure (III-3), il présente l'avantage de la simplicité d'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation; donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine [22].

$$\begin{cases} 1 \text{ si } \varepsilon_c > \Delta C_{em} \\ 0 \text{ si } -\Delta C_{em} < \varepsilon_c < \Delta C_{em} \\ -1 \text{ si } \varepsilon_c < -\Delta C_{em} \end{cases} \quad (III.23)$$

Ce comparateur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif, la sortie du comparateur présenté par la variable booléenne  $C_{cpl}$  figure III.4 indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $C_{cpl}=1$ ) pour une consigne positive et ( $C_{cpl} = -1$ ) pour une consigne négative, ou diminuée ( $C_{cpl} = 0$ ) ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet pour diminuer la valeur de couple, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation du vecteur flux  $\Phi_s$ ), on applique les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  si l'on choisit un sens de rotation positif (sens conventionnel trigonométrique)

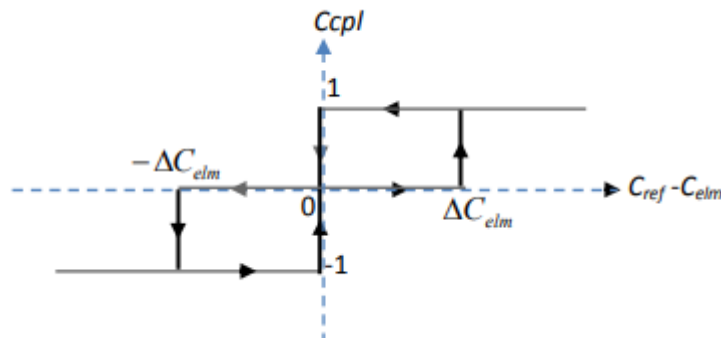


Figure III. 6 : Correcteur de couple à hystérésis à trois niveaux

### III.9. Elaboration des tables de commutation

La table de commutation de la structure de contrôle permet de sélectionner le vecteur tension approprié à chaque instant d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs de flux ( $c_{flx}$ ) et de couple ( $c_{cpl}$ ) et du secteur où se trouve le vecteur flux statorique  $\bar{\Phi}_s$  dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , afin de pouvoir maintenir le module du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur des bandes de tolérance définies.

En considérant le vecteur flux  $\bar{\Phi}_s$  dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs  $V_i, V_{i-1}$  et  $V_{i+1}$  peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude. Inversement la décroissance de  $\bar{\Phi}_s$  peut être obtenue par la sélection des vecteurs :  $V_{i+2}, V_{i-2}$  et  $V_{i+3}$ , le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique  $R_s \cdot \bar{I}_s$ .

Le tableau ci-dessous résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	Aaugmentation	Diminution
$\Phi_s$	$V_{i-1}, V_i$ et $V_{i+1}$	$V_{i-2}, V_{i+2}$ et $V_{i+3}$
$C_e$	$V_{i+1}$ et $V_{i+2}$	$V_{i-1}$ et $V_{i-2}$

Tableau II.2 : Table de commutation généralisée.

#### III.9.1. Elaboration de la table de commutation

La sélection adéquate du vecteur de tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis.

En particulier la sélection est faite sur base de l'erreur instantanée du flux  $\Phi_s$  et du couple électromagnétique  $C_{em}$ . Plusieurs vecteurs de tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles

affecte le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou quatre quadrants.

Afin de réaliser le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine synchrone double étoile pilotée par un onduleur 5-niveaux de tension à structure NPC, nous devons élaborer un tableau de commutation mettant en œuvre au mieux les possibilités de l'onduleur. La construction du tableau de commutation (Tableau 3), se base effectivement sur le choix du vecteur de tension statorique appliqué pour permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique ainsi que la valeur du couple électromagnétique.

### III.9.1.1 Table de vérité d'un onduleur cinq niveaux

La table de commutation est construite en fonction de l'état des variables ( $c_{flx}$ ) et ( $c_{cpl}$ ), et de la zone  $N_i$  de la position de flux statorique.

La table de vérité de l'onduleur à cinq niveaux que nous avons choisie est basée les vecteurs tensions de deuxième hexagone avec un comparateur hystérésis du flux à deux niveaux et un comparateur hystérésis de couple à trois niveaux avec 12 secteurs.

$N_i$		N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	N=7	N=8	N=9	N=10	N=11	N=12
$C_{\Phi_s} = 1$	$C_{Cem} = 1$	V <sub>61</sub>	V <sub>36</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>13</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>28</sub>	V <sub>53</sub>	V <sub>52</sub>	V <sub>51</sub>	V <sub>56</sub>
	$C_{Cem} = 0$	V <sub>63</sub>	V <sub>32</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>32</sub>	V <sub>63</sub>	V <sub>32</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>32</sub>	V <sub>63</sub>	V <sub>32</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>32</sub>
	$C_{Cem} = -1$	V <sub>53</sub>	V <sub>52</sub>	V <sub>51</sub>	V <sub>56</sub>	V <sub>61</sub>	V <sub>36</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>13</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>28</sub>
$C_{\Phi_s} = 0$	$C_{Cem} = 1$	V <sub>11</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>13</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>28</sub>	V <sub>53</sub>	V <sub>52</sub>	V <sub>51</sub>	V <sub>56</sub>	V <sub>61</sub>	V <sub>36</sub>
	$C_{Cem} = 0$	V <sub>1</sub>	V <sub>32</sub>	V <sub>63</sub>	V <sub>32</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>32</sub>	V <sub>63</sub>	V <sub>32</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>32</sub>	V <sub>63</sub>	V <sub>32</sub>
	$C_{Cem} = -1$	V <sub>3</sub>	V <sub>28</sub>	V <sub>53</sub>	V <sub>52</sub>	V <sub>51</sub>	V <sub>56</sub>	V <sub>61</sub>	V <sub>36</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>13</sub>	V <sub>8</sub>

**Tableau III.3 : Table de vérité d'un onduleur cinq niveaux pour un correcteur du flux à deux niveaux et un correcteur du couple à trois niveaux pour le deuxième hexagonale**

Le tableau ci-dessus résume, de façon générale, les séquences de tension actives et nulles pour le deuxième hexagonale à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

III.10. Structure générale du contrôle direct du couple bloc de simulation

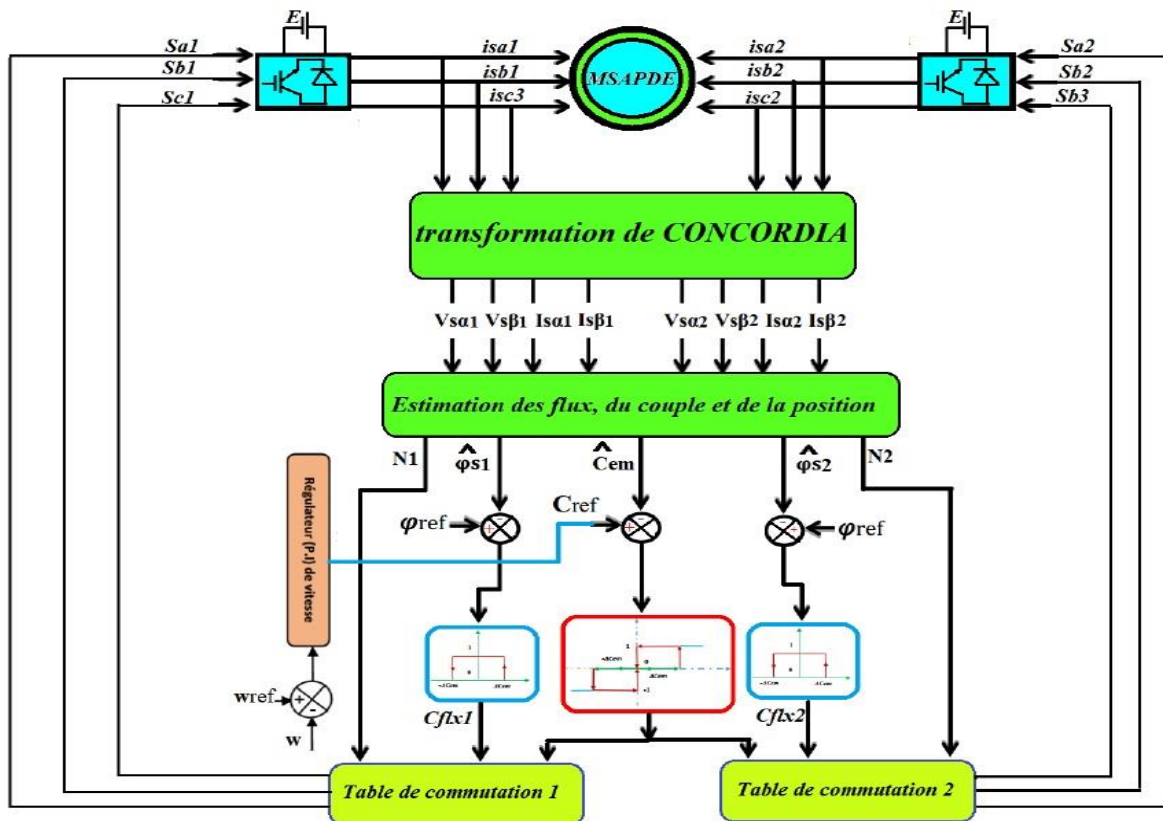


Figure III. 8: Structure globale de la commande

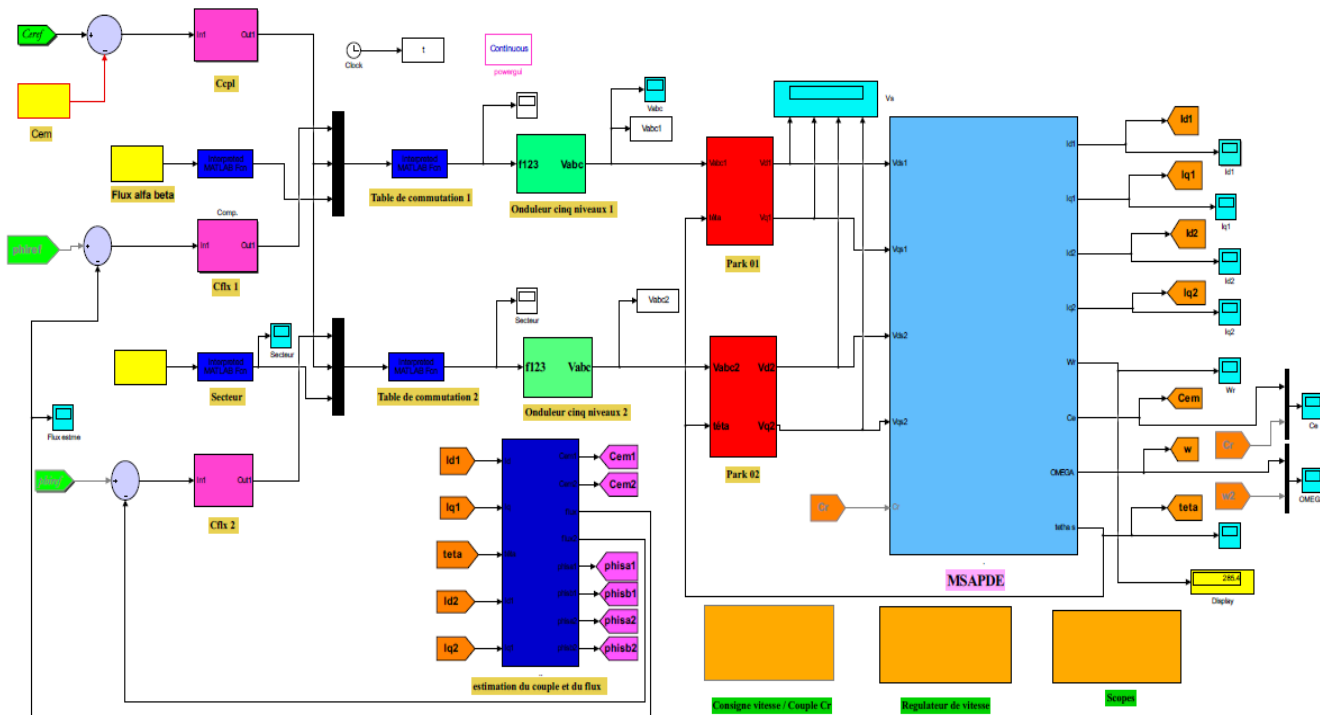


Figure III. 7: Schéma de simulation de la DTC appliquée au MSAPDE

### III.10.1.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 MSAPDE alimentée par un onduleur de tension à cinq 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 machine.
- Test Variation de la résistance statorique.

Le comportement de la structure de la commande directe du couple, appliquée à une machine de 3 kW, est simulé sous l'environnement Matlab/Simulink réalisé dans la figure ci-dessous.

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

La bande d'hystérésis de couple est, dans ce cas, fixée à  $\pm 0.01$  Nm, et celle du la bande de flux à  $\pm 0.005$ Wb.  $\Delta C_{em} = \pm 0.01$  Nm ,  $\Delta \Phi_s = \pm 0.005$ Wb  $\Phi_{ref} = \pm 0.3$ Wb

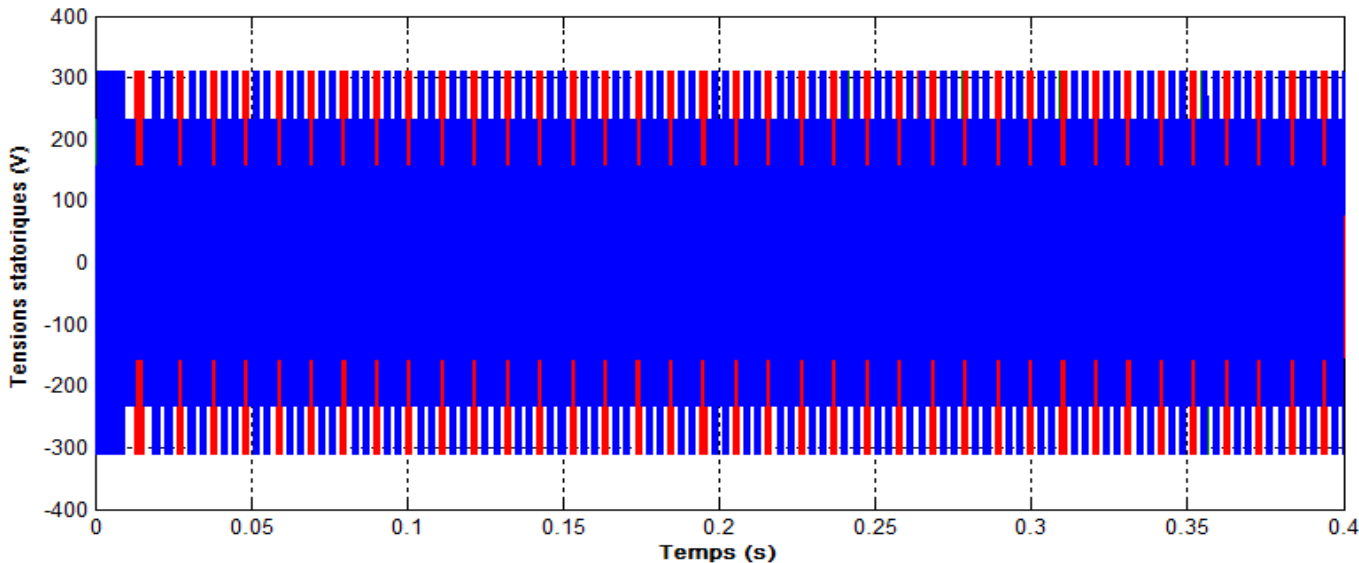
Les simulations sont effectuées pour un temps d'échantillonnage égal à 0.4s. Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine. Ainsi, on applique un échelon de couple résistant de 5.5 N.m à l'instant  $t = 0.2$  s.

### III.10.2 Simulation de la DTC par un correcteur du flux à deux niveaux et un correcteur du couple à trois niveaux

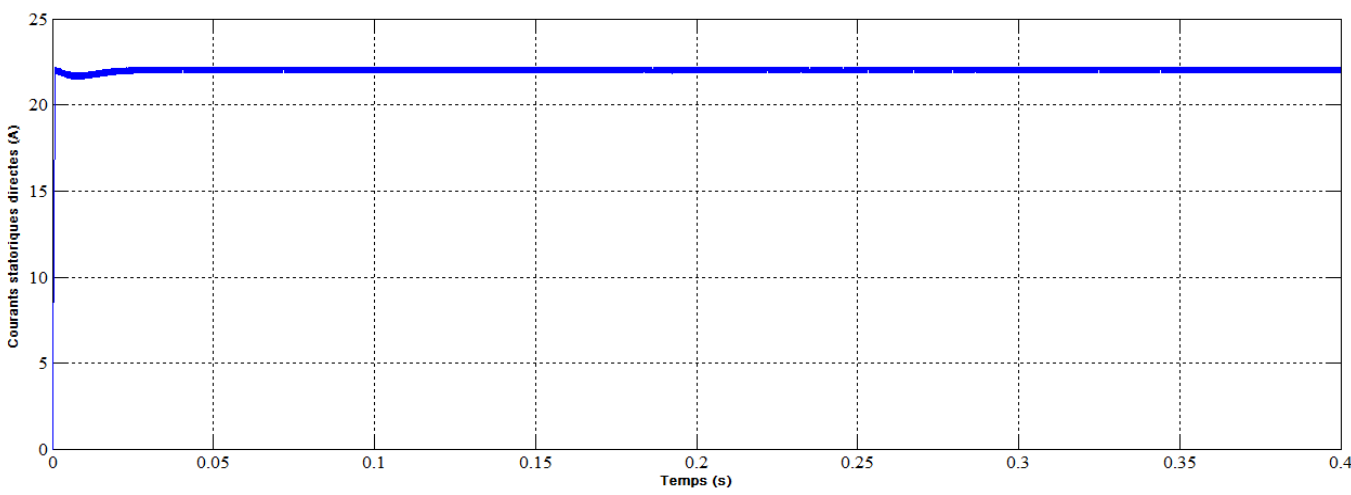
#### III.10.2.1 Test de robustesse vis-à-vis aux variations non paramétriques

- Démarrage et fonctionnement à vide :

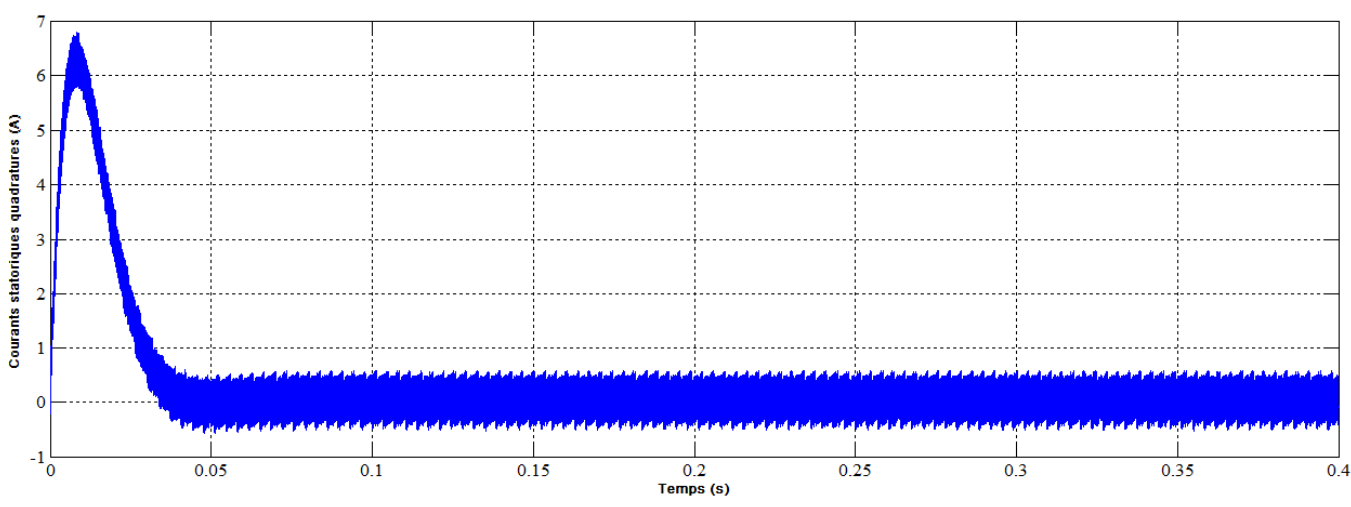
Le moteur fonctionne tout seul sans charge (fonctionnement à vide)



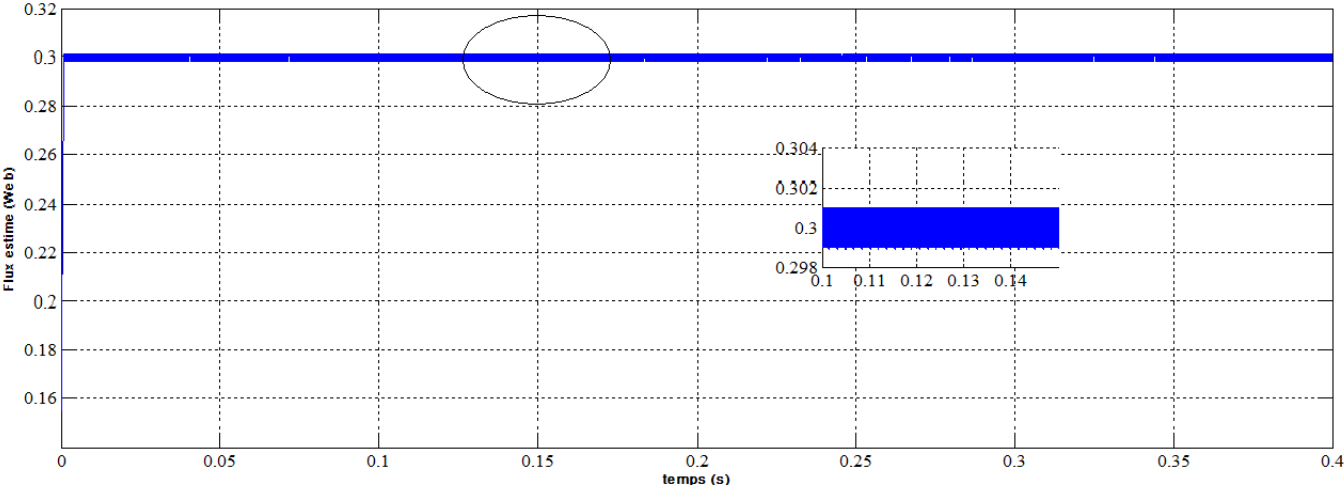
(a) : Tension  $V_a$   $V_b$   $V_c$



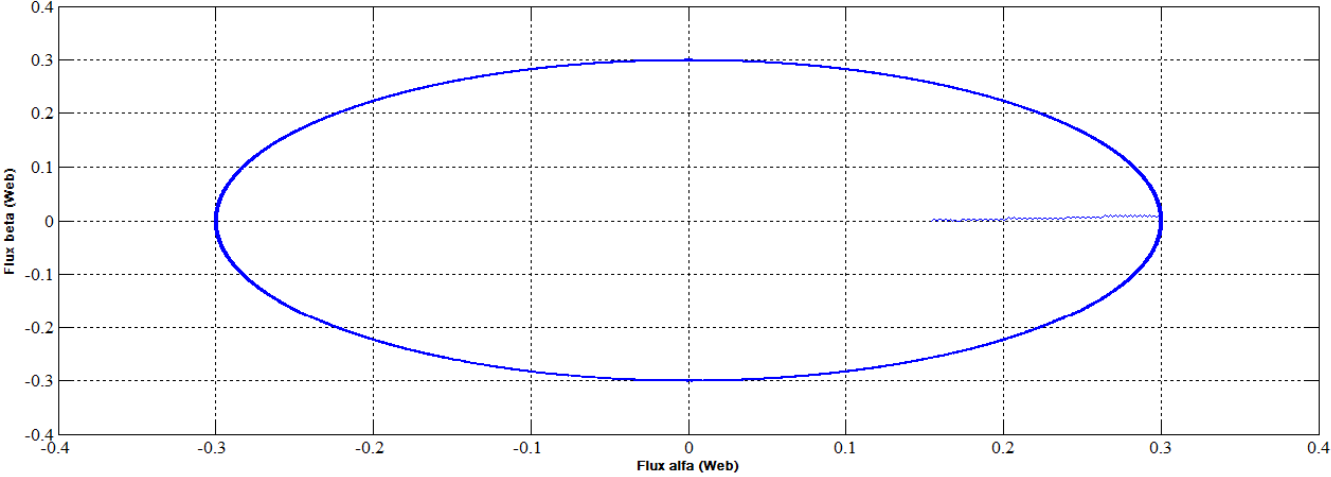
(b) :  $I_d$  Le courant statorique



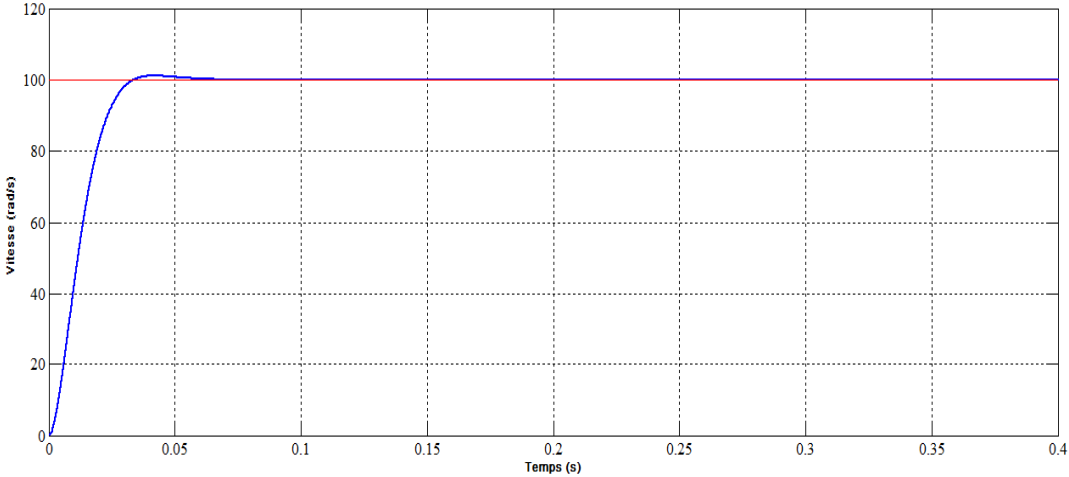
(c) :  $I_q$  Le courant statorique



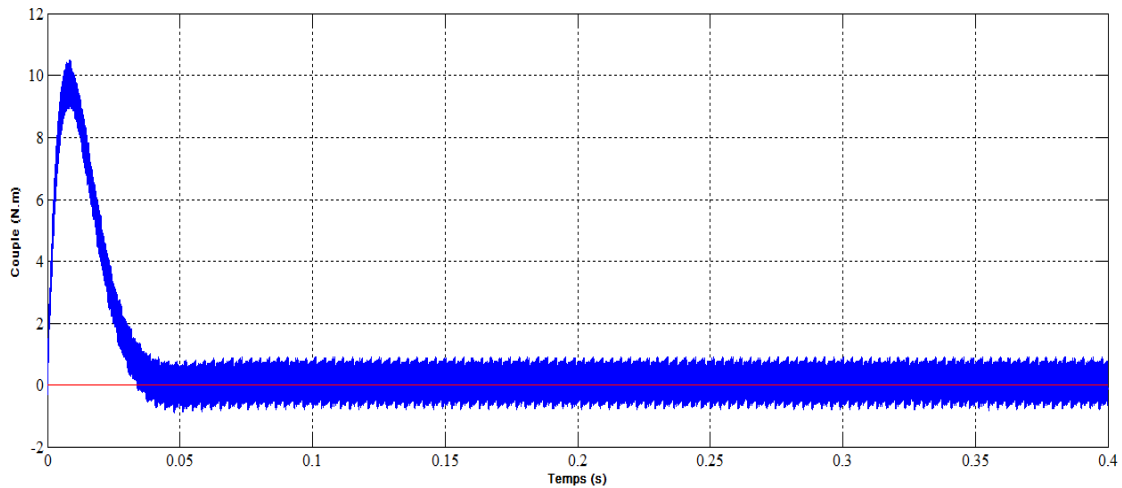
(d) : Variation du flux estimé.



(e): Trajectoire de vecteur du flux statorique.



(f) : variation de la vitesse.



(g) : variation du couple

**Figure III. 9 : Comportement dynamique de la MSAPDE lors d'un fonctionnement a vide**

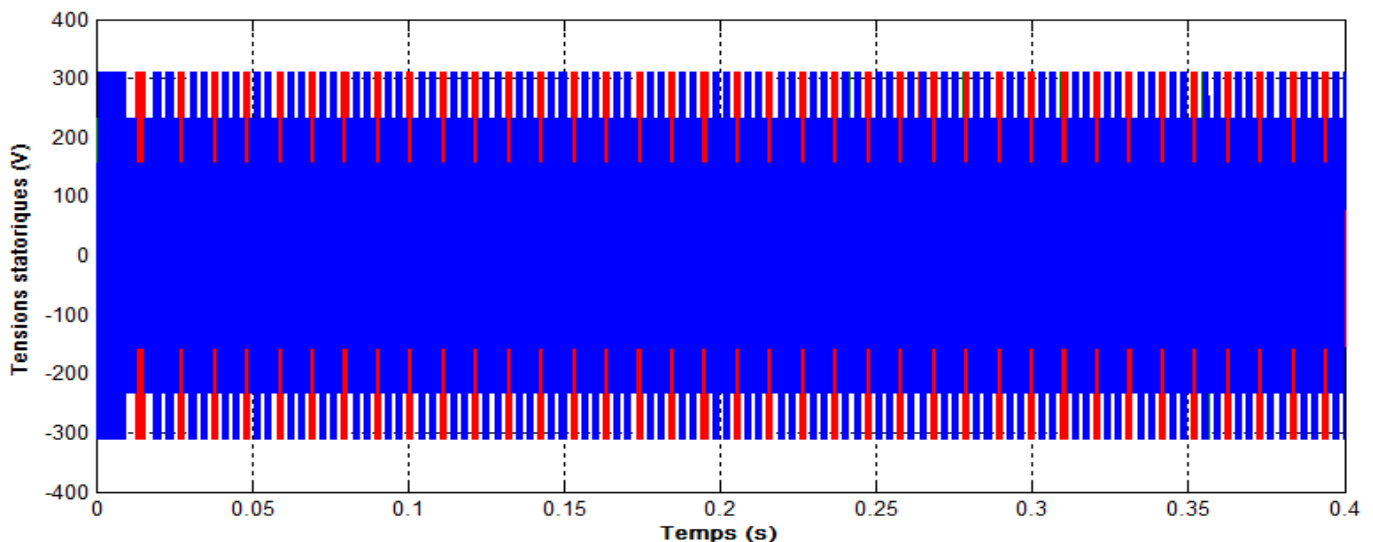
### III.10.3 Interprétation des résultats de simulation

La (Figure III. 7) illustre démarrage à vide de la MSAPDE par un  $w_{ref} = 100$  rad/s et débit de référence de 0,3 Wb. On note que le temps de réponse en vitesse ne dépassera pas après  $t = 0,05$ s, qui est le temps nécessaire pour établir un état stationnaire à 63% de la vitesse nominale. Après le temps de stabilisation  $t = 0,05$  s, le couple atteint la valeur de crête et se stabilise au point de consigne zéro

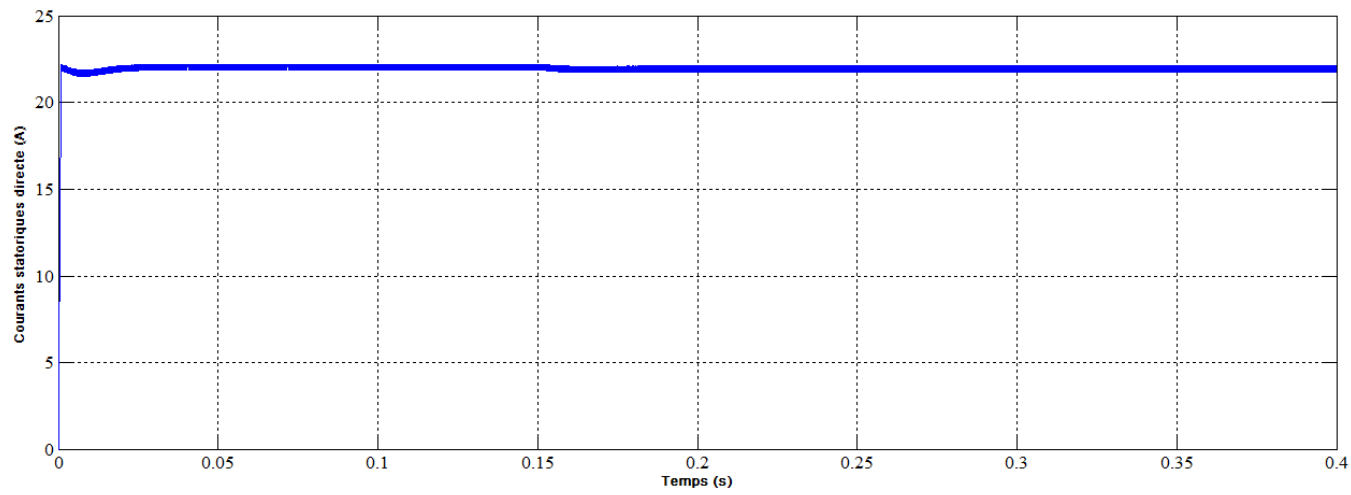
- **Démarrage et fonctionnement en charge**

On démarre le moteur à vide puis à l'instant  $t = 0.15$  s on le charge avec  $C_r = 5$  Nm.

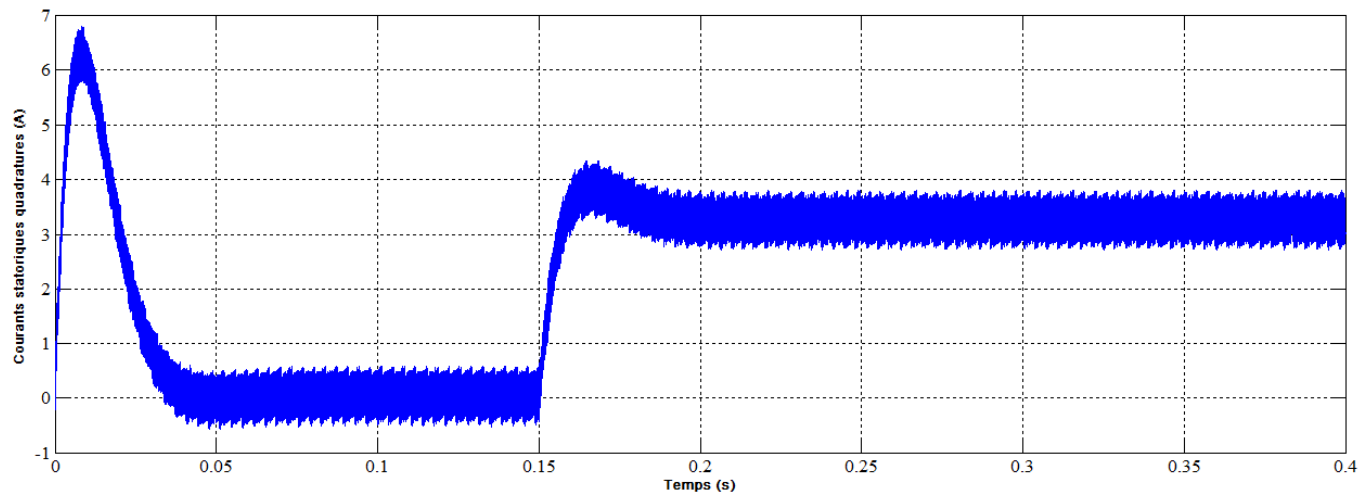
#### Résultats de simulation :



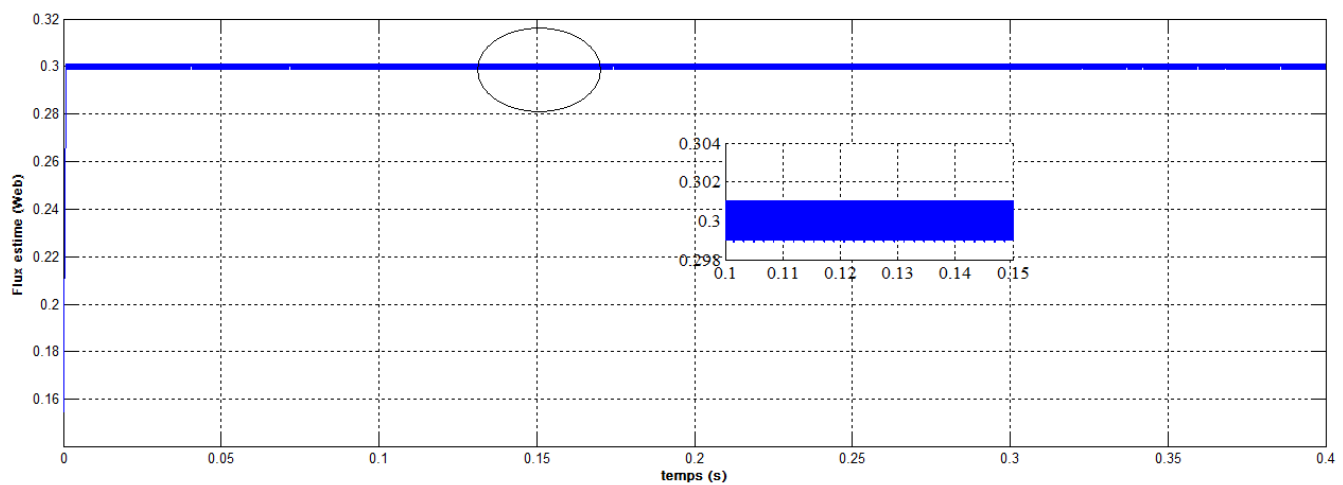
(a) : Tension Va1 Vb1Vc



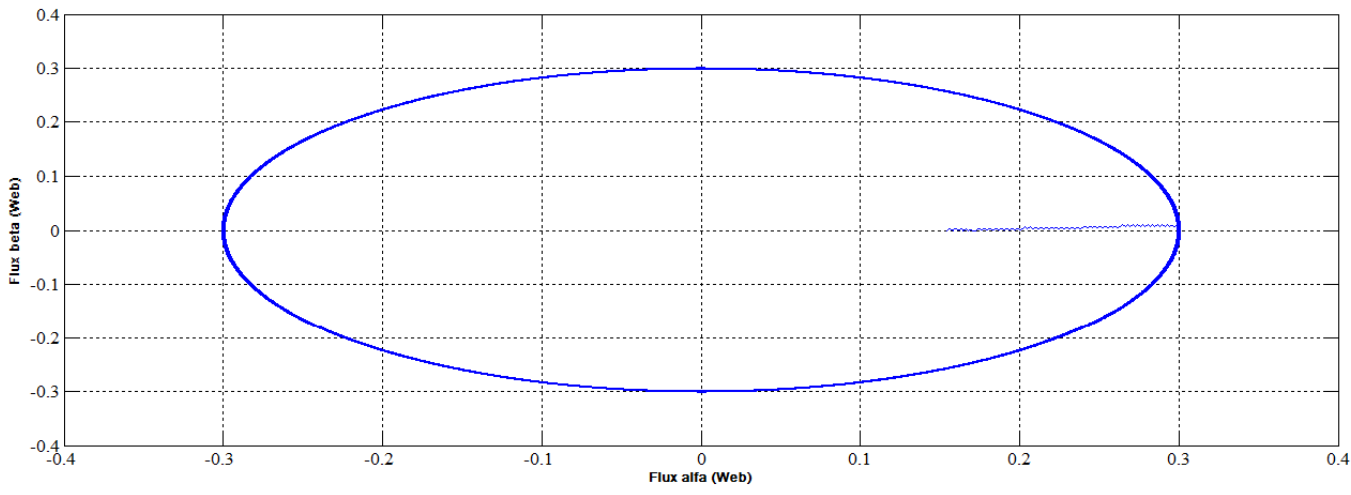
(b) :  $I_d$  Le courant statorique



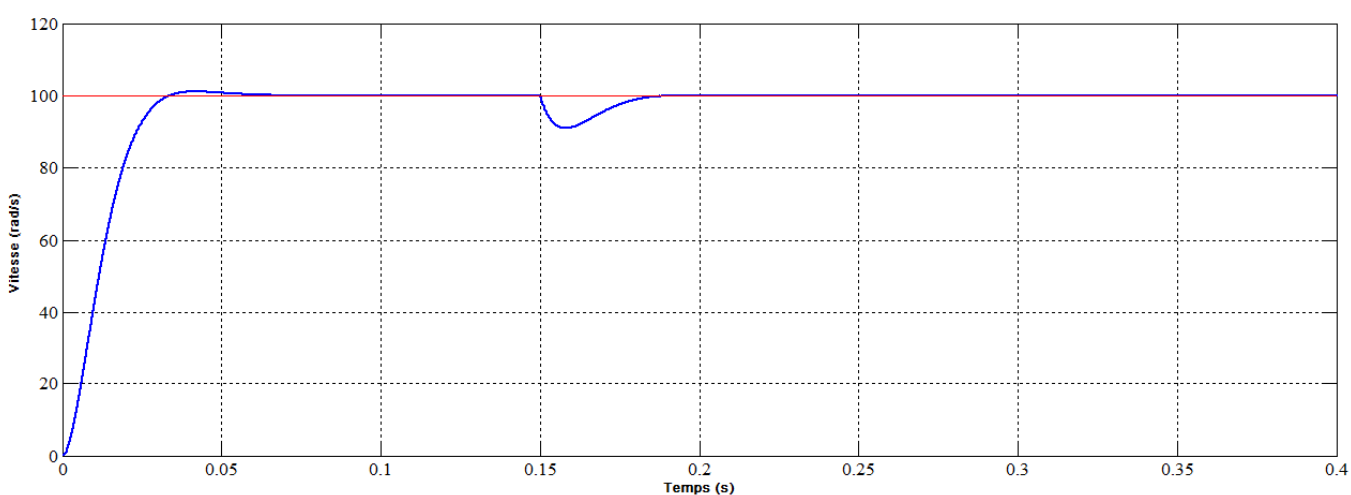
(c) :  $I_q$  Le courant statorique



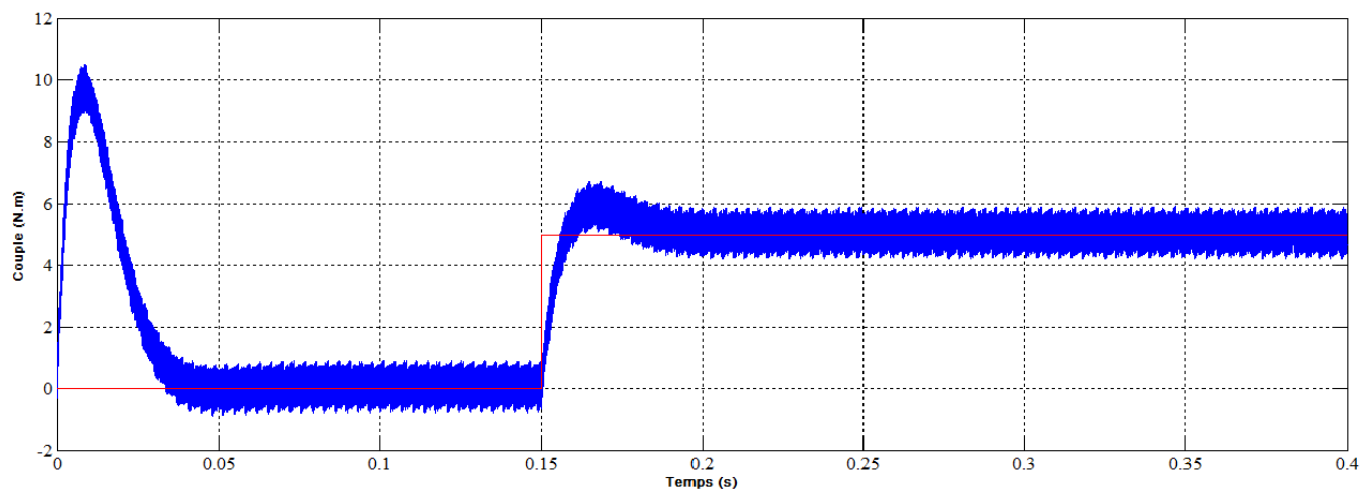
(d) : Variation du flux estimée.



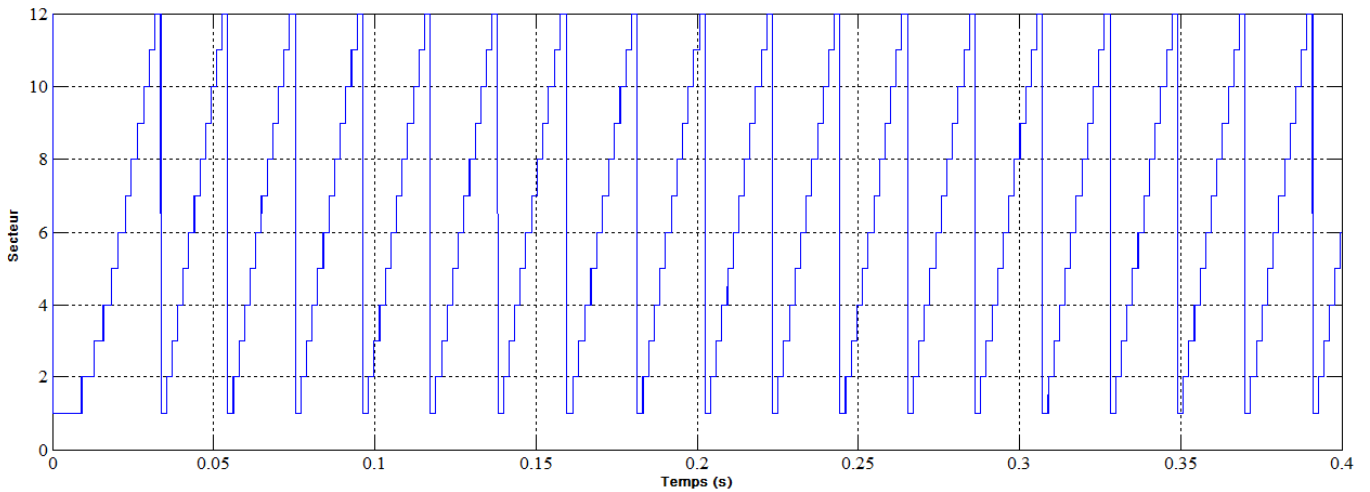
(e): Trajectoire de vecteur du flux statorique.



(f) : variation de la vitesse.



(g) : variation du couple.



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

**Figure III. 10 : Comportement dynamique de la MSAPDE lors d'un fonctionnement en charge**

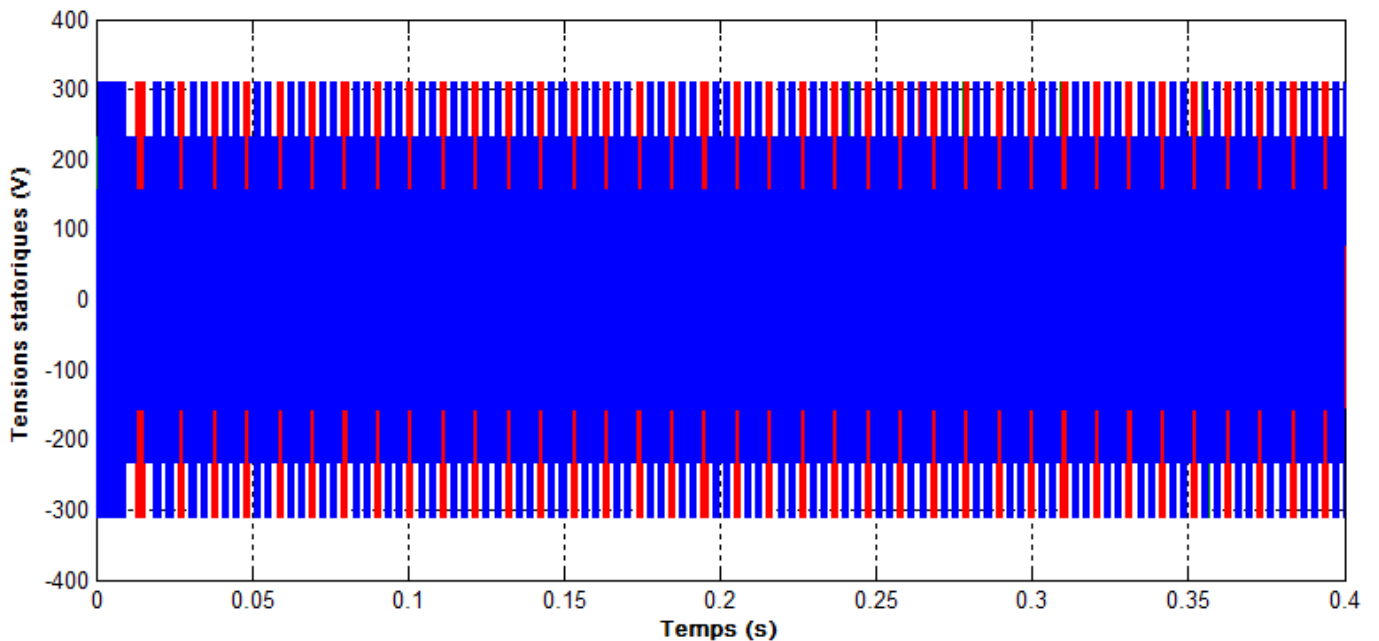
**Interprétation des résultats de simulation**

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 10N.m et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent après un temps de démarrage 0.15s puis stabilise pour une valeur finale 5 N.m, En plus en remarque que la vitesse suivre la valeur de référence après 0.05s avec un pic à 0.15s c'est-à-dire l'application de la charge

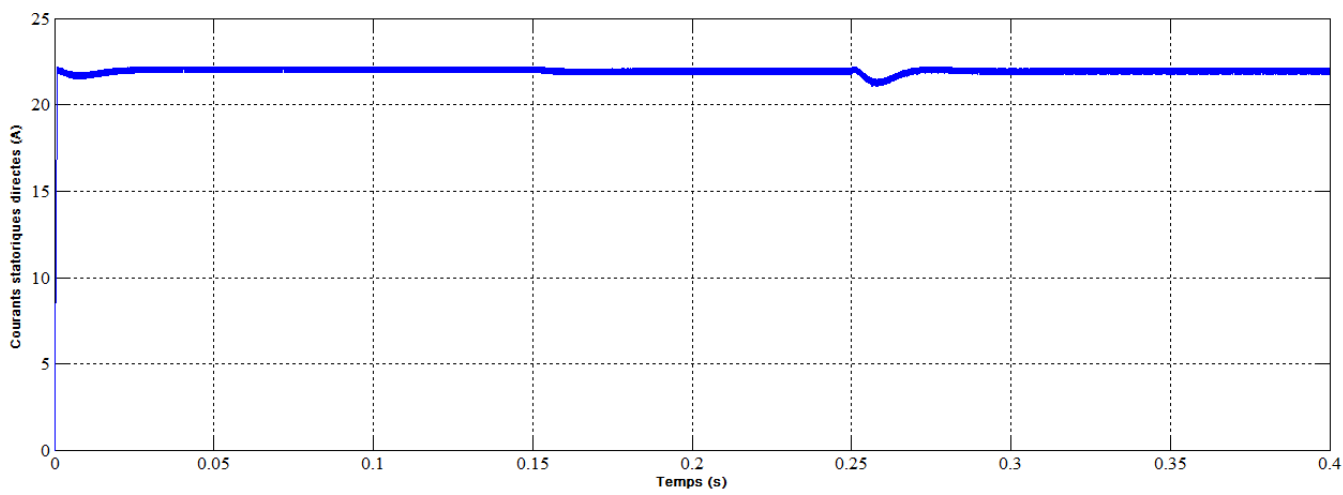
**Test par inversion du sens de rotation de la machine**

Après un démarrage à vide est à l'instant  $t=0.15$  s on a introduit un changement du couple résistant égale à 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  $t = 0.25$ s.

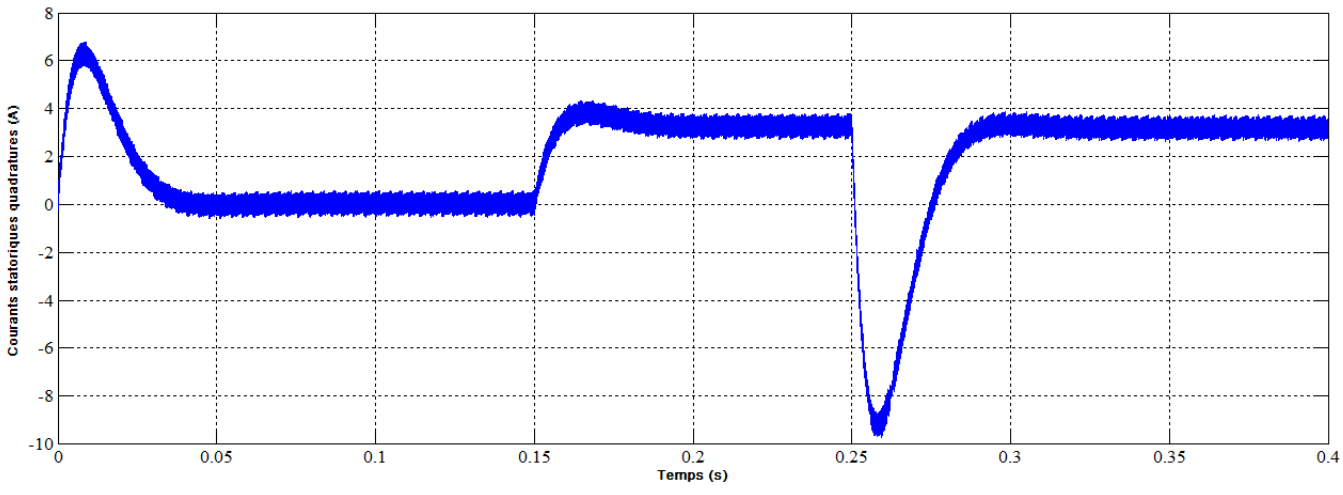
**Résultats de simulation :**



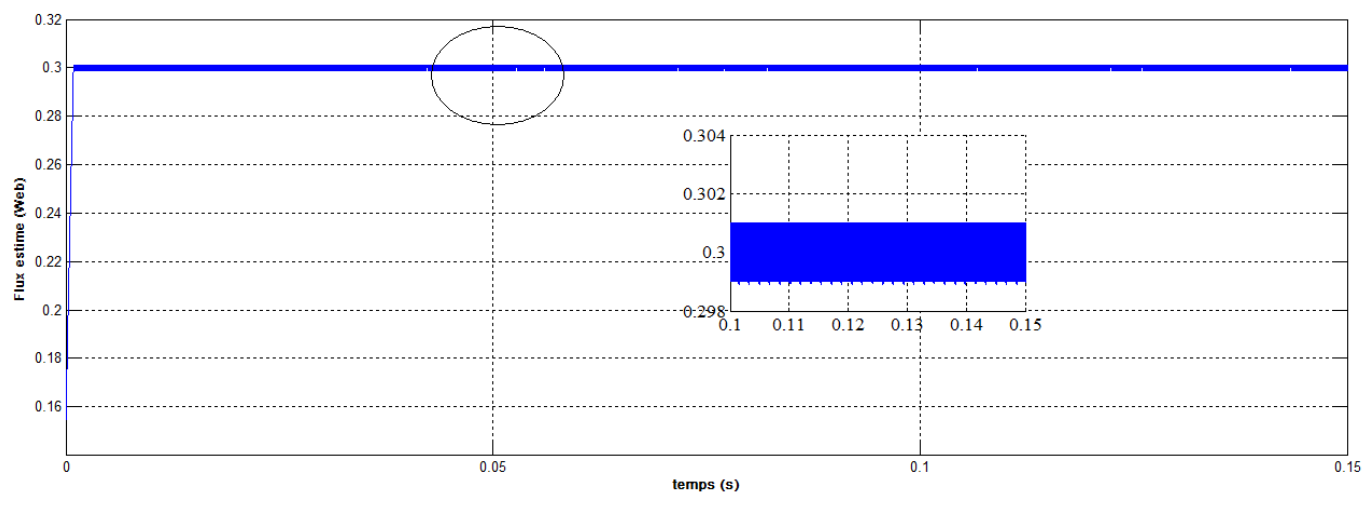
(a) : Tension Va1 Vb1Vc1



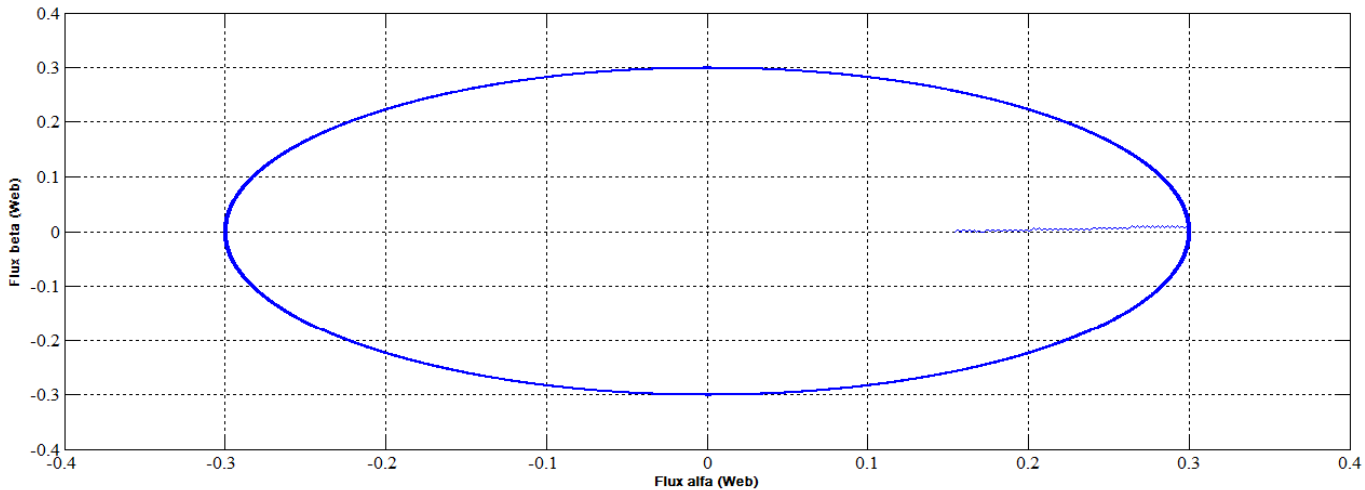
(b) :  $I_d$  Le courant statorique



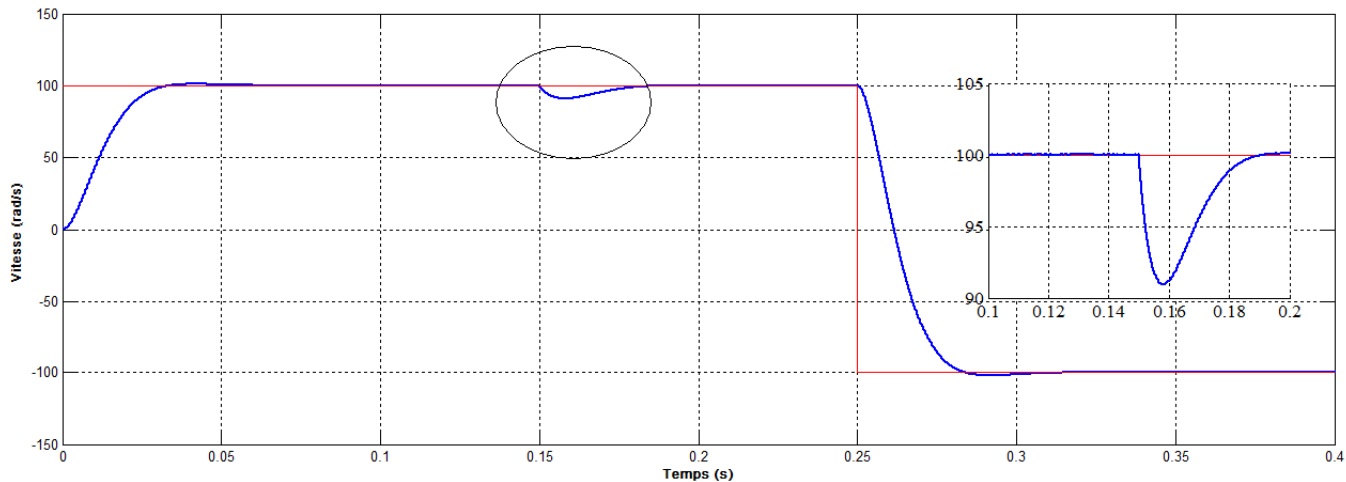
(c) :  $I_q$  Le courant statorique



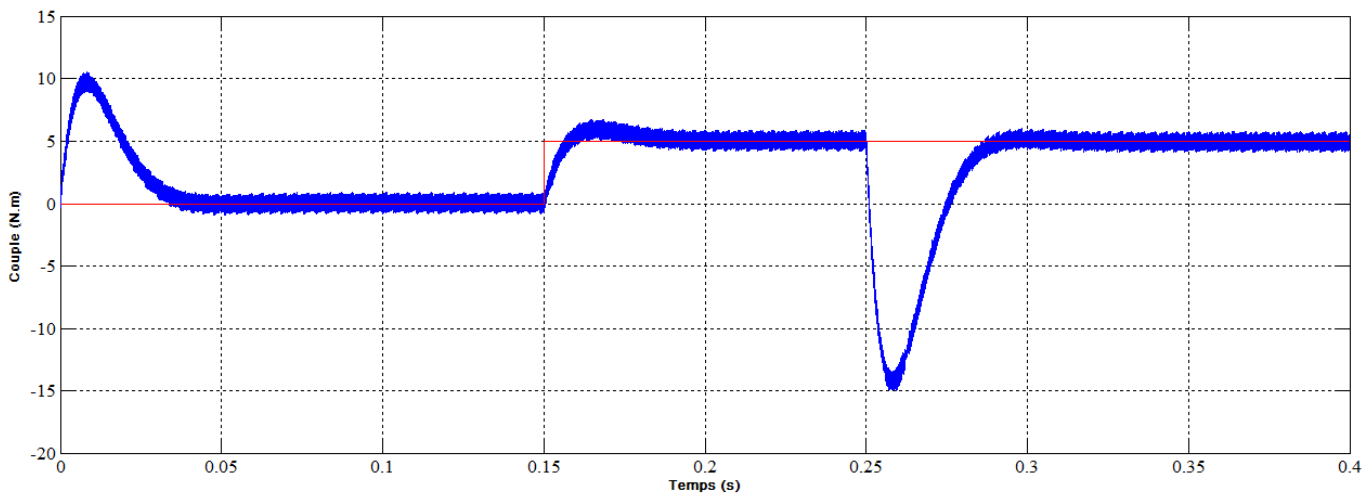
(d) : Variation du flux estimé .



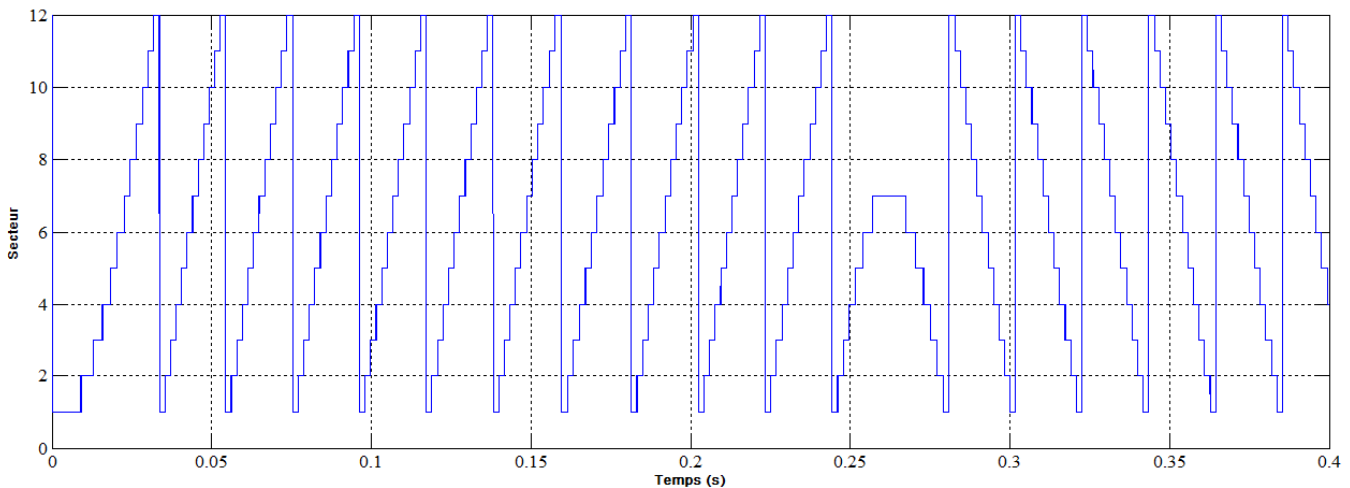
(e): Trajectoire de vecteur du flux statorique.



(f) : variation de la vitesse.



(g) : variation du couple.



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

### Figure III. 11 : Comportement dynamique de la MSAPDE lors de l'inversion de sens de rotation

#### Interprétation des résultats de simulation

Afin de tester la robustesse de la commande DTC vis-à-vis à une variation importante de la référence de vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de  $-100 \text{ rad/s}$  à  $100 \text{ rad/s}$  à l'instant  $t=0.25\text{s}$  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.

#### 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 synchrone double étoile avec la commande 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%.

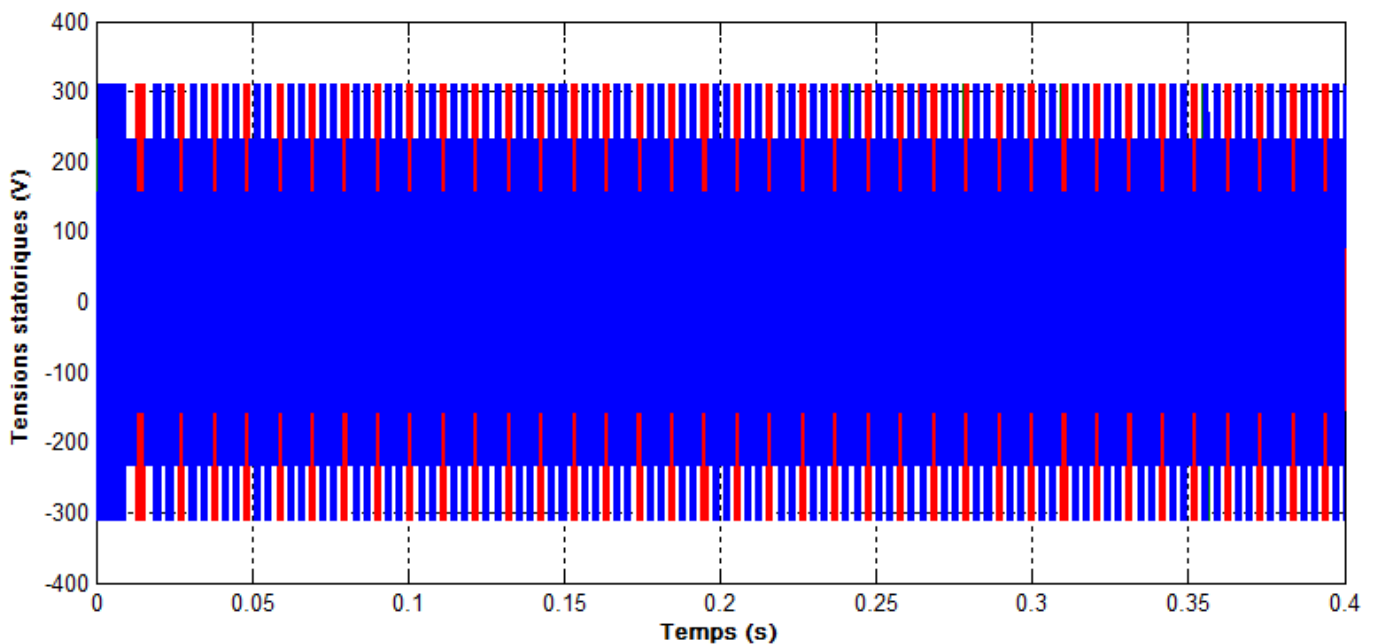
### Variation de la résistance statorique

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.

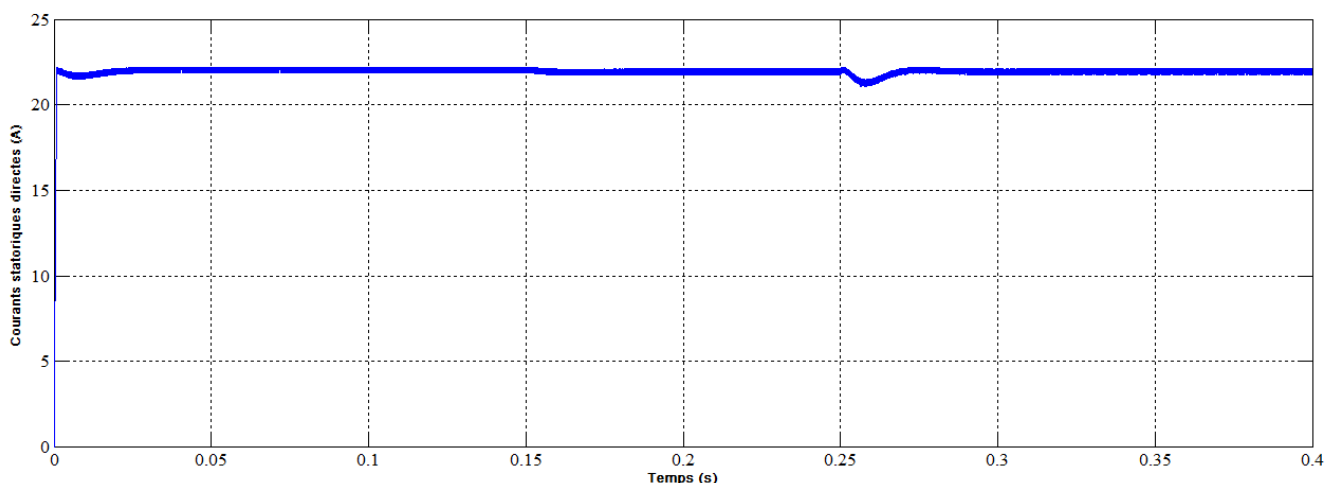
Il est nécessaire donc d'étudier le comportement du flux et du couple lors de leurs établissements respectifs.

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  $100\%R_s : 2R_s : 2*1.4 = 2.8$

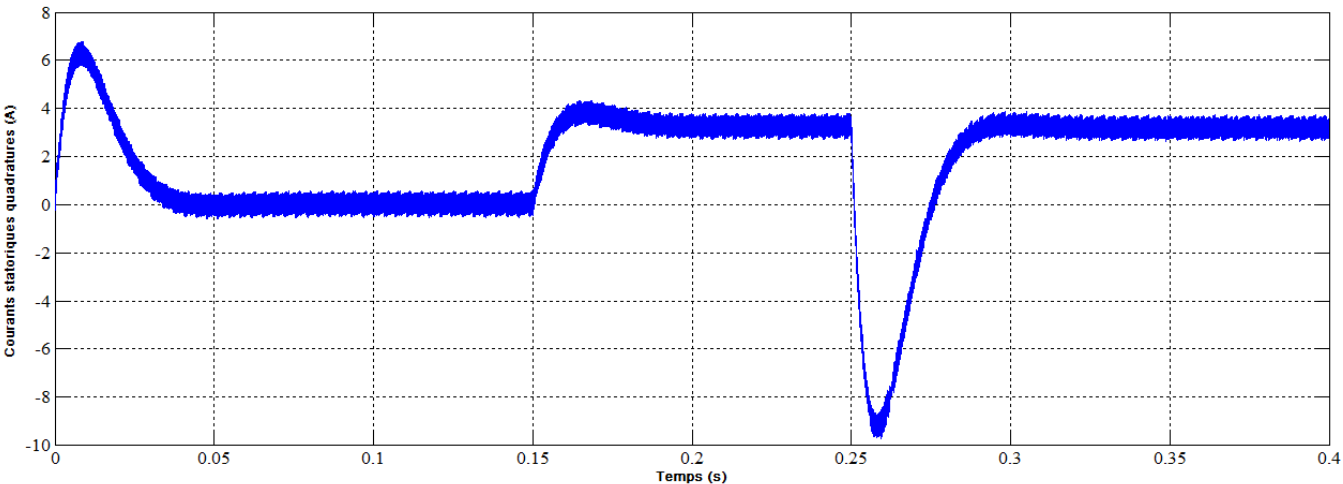
### Résultats de simulation



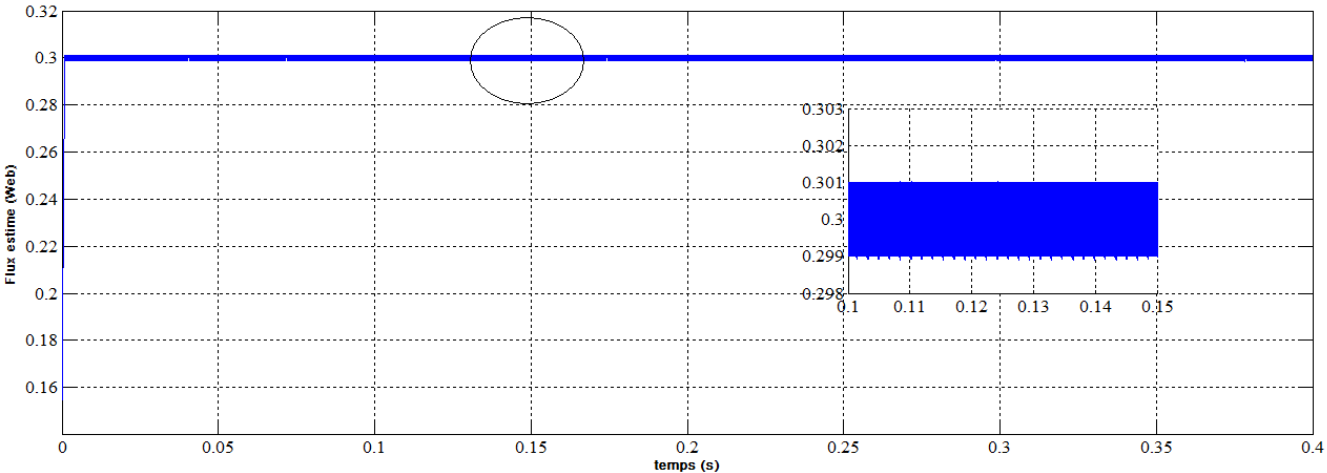
(a) : Tension Va1Vb1Vc1



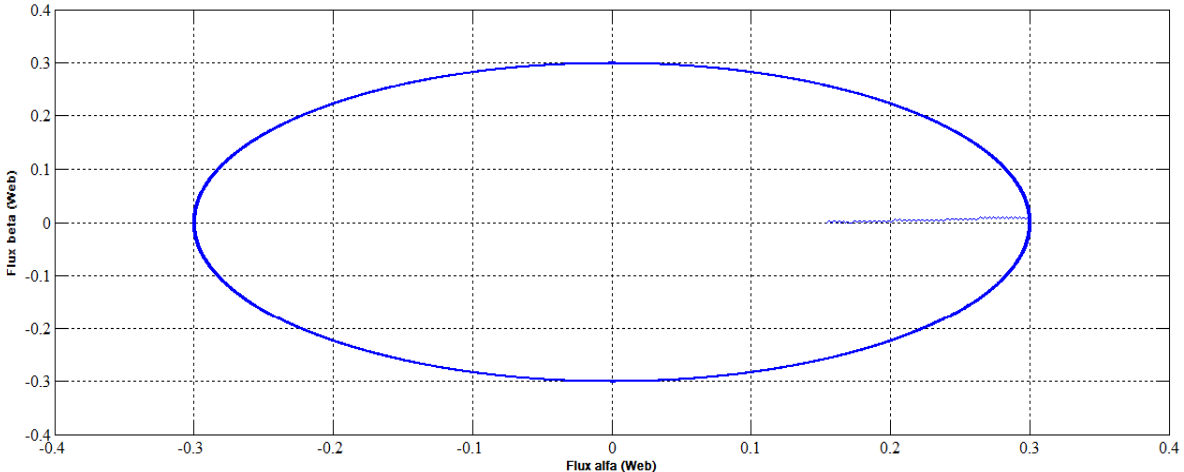
(b) : Id Le courant statorique



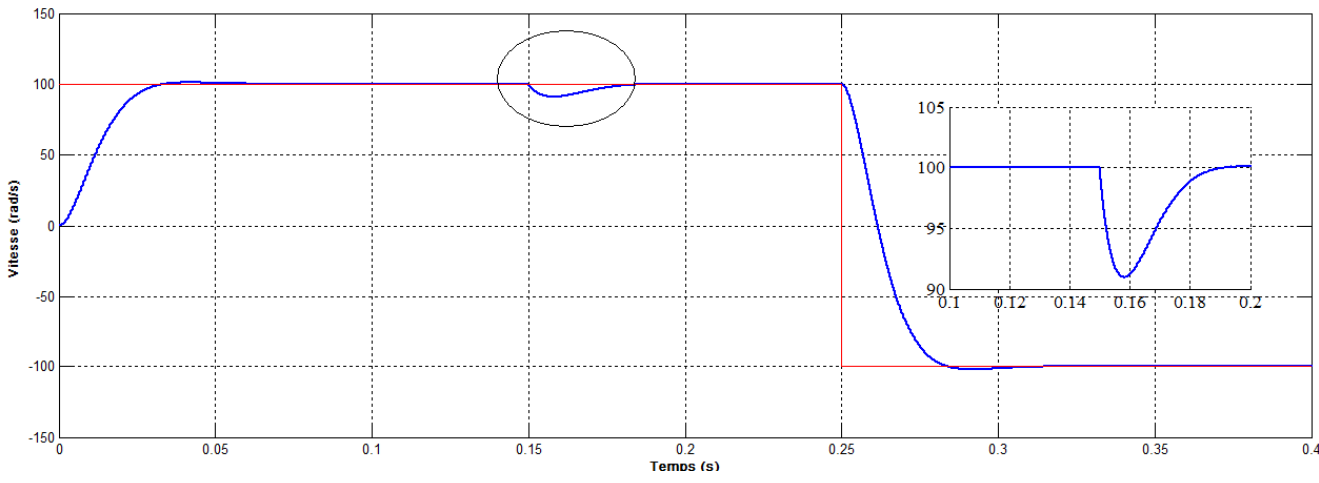
(c) :  $I_q$  Le courant statorique



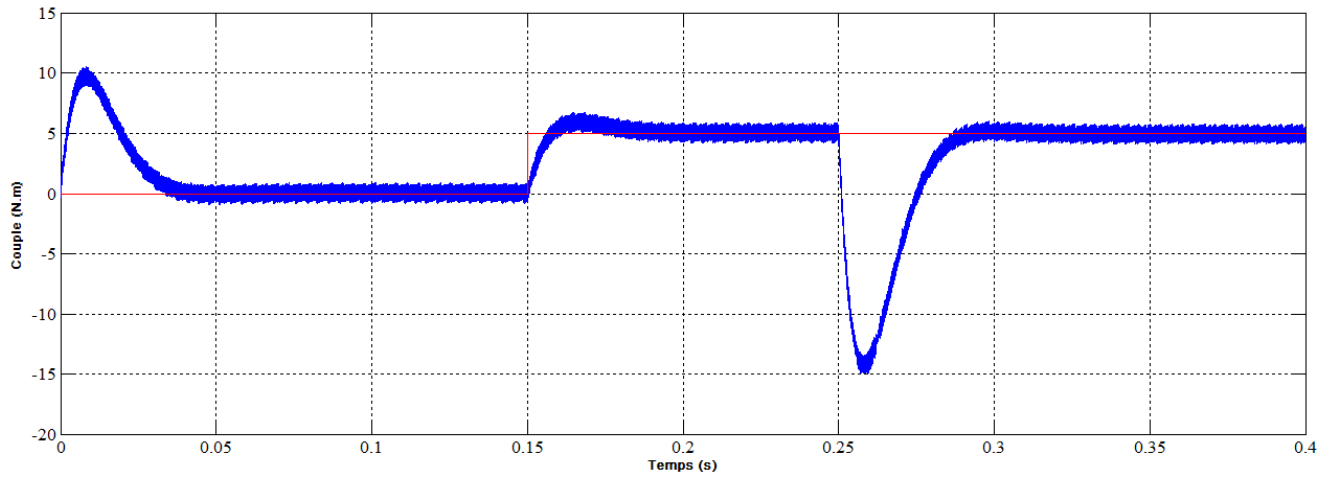
(d) : Variation du flux estimée.



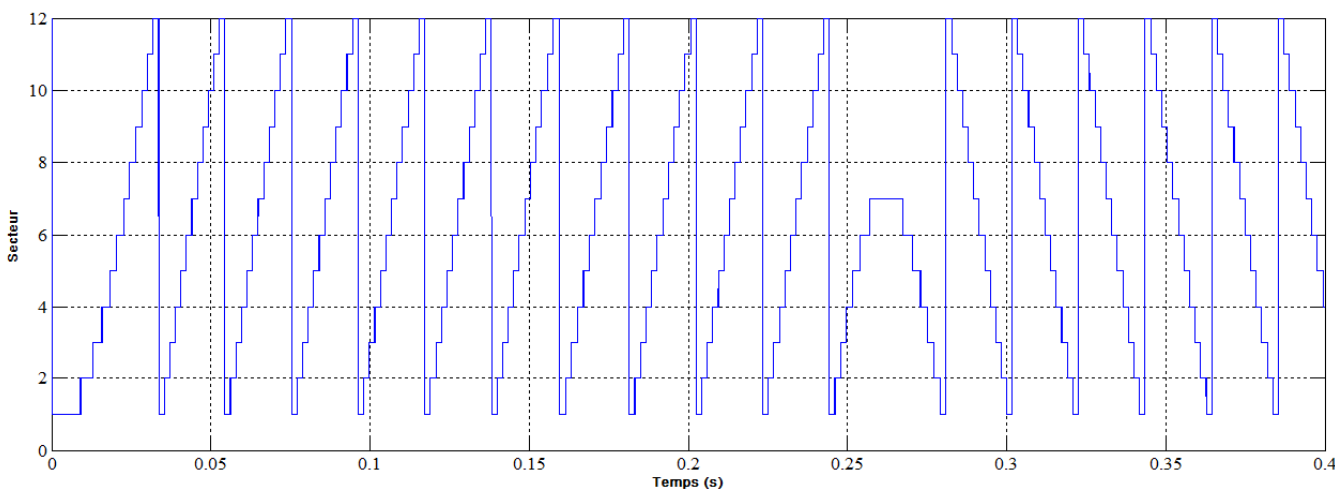
(e) : Trajectoire de vecteur du flux statorique.



(f) : variation de la vitesse.



(g) : variation du couple.



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

Figure III.12. :Comportement dynamique de la MSAPDE lors d'une variation au resistance statorique

### Interprétation des résultats de simulation

La figure (III.10) 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.10.4 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 MSAPDE alimenté par deux onduleur de tension cinq niveaux, La simulation a montré que la commande directe de couple offre un découplage naturel entre le couple et le flux. Cette stratégie de commande s'est montrée robuste par rapport aux variations non paramétriques et un peu moins par rapport aux variations paramétriques.

### VI. Conclusion générale

L'objectif de ce projet porte sur la stratégie de commande directe du couple d'une machine synchrone à double étoile. En se basant sur ces conclusions, notre travail s'est concentré sur l'utilisation d'une machine synchrone en tant que moteur. Cette configuration utilise deux onduleurs à cinq niveaux associés à la commande directe du couple (DTC) afin de réduire au minimum les fluctuations du couple électromagnétique. Cette étude se concentre particulièrement sur les machines MSAPDE, qui nécessitent une modélisation mathématique précise décrivant l'ensemble de la machine et du système d'entraînement. Cela permet de prévoir les performances dynamiques et statiques de ces entraînements

Une étude approfondie de la machine synchrone à double étoile à aimants permanents a été réalisée, tant du point de vue de sa structure que de sa modélisation, que ce soit dans le repère triphasé ou dans le repère fictif biphasé de Park. Cette modélisation a permis d'exprimer le modèle de la machine dans un repère unique. Cette modélisation a été validée par des simulations qui ont permis d'étudier le comportement des grandeurs électromagnétiques et mécaniques. Elle a également révélé le couplage entre le flux et le couple. De plus, une modélisation avancée de l'onduleur de tension à cinq niveaux a été présentée.

Afin de réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur MSAPDE, il est indispensable d'effectuer un découplage naturel du flux et du couple. C'est pourquoi nous avons utilisé la technique de la commande DTC .

À ce stade, nous avons présenté le principe du contrôle direct du couple. Cette stratégie repose sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée à l'onduleur en utilisant des régulateurs à hystérésis et une table de commutation optimale différentes simulations numériques effectuées sur la MSAPDE.

## Références bibliographiques

- [1] Lakhdar REBAII, Aissa MEKIDECHE "Commande directe du couple de la machine synchrone double étoile MSDE", Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de MASTER, Université de M'sila ,2019
- [2] Chadou, I, Bendania, S « Commande Robuste d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents Double étoiles » Mémoire de master, Université Kasdi Merbah –Ouargla, 2017.
- [3] Abed Al Kader Al Asmar, Georges Barakat, Ferhat Chabour. Performances d'une machine synchrone double étoile en présence d'un défaut de court-circuit d'un IGBT. Symposium de Génie Electrique, Université de Lorraine [UL], Jul 2018, Nancy, France. fahal-02981901f
- [4] KERCHA SAFIA GOUBI WISSAM "Etude et modélisation des machines électriques double étoile" UNIVERSITÉ KASDI MERBAH OUARGLA 2013
- [5] B. Zegueb «Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire», Mémoire de Magister, Université de Batna, le 30 /06 /2008.
- [6] B. Naas, L. Nezli, B. Naas, M O. Mahmoudi and M. Elbara « Direct Torque Control BasedThreeLevelInverter-Fed Double Star Permanent Magnet Synchronous Machine ». Sciverse Science direct, Energy Procedia, Vol (18), Iss 1, PP. 521- 530. 2012
- CHAPITRE 2**
- [23] TAOUCHE Soulef Commande et réalisation d'un convertisseur multiniveau (MLDC) MASTER en Énergies Renouvelables Université Saâd Dahlab, Blida-1
- [51] Habib BENBOUHENNI, Rachid TALEB, Fayçal CHABNI Etude comparative entre la commande DTC trois niveaux et la commande DTC cinq niveaux de la machine asynchrone Ecole Nationale Polytechnique d'Oran, université Hassiba Benbouali de Chlef .
- [52] DELLALOU KHEIREDDINE Stratégies De Commande Des Onduleurs Multiniveaux (MLI ST et MLI Vectorielle) UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR- ANNABA
- [53] Kahhoul Aymen & Louaifi Abdenmour Simulation et Implémentation en Temps Réel d'un Onduleur de Tension Multi-niveaux par la Carte DSpace 1104 Université Mohamed Khider de Biskra 2021 – 2022
- [54] Boudiaf Dia Eddine Belil Commande DTC par logique floue d'un moteur à induction alimenté par onduleur à cinq niveaux diplôme de Master Académique UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA 2019 /2020
- [55] Mamadou Baldé (étude d'un compensateur statique pour éoliennes à vitesse fixe à base de génératrice asynchrone à cage) mémoire présenté à l'université du québec à trois-rivières decembre 2010

**Chapitre 3**

- [7] Benbouhenni Habib , Taleb Rachid , Chabni Fayçal Etude Comparative de deux Stratégies de Commande DTC Neuronale d'une MAS Alimentée par Onduleur à Sept Niveaux Département de Génie Électrique, Ecole Nationale Polytechnique d'Oran (ENPO), Oran, Algérie
- [8] KHELIF, I., & Meghni, B. La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP) (Doctoral dissertation)
- [9] Benbouhenni Habib, Taleb Rachid , Chabni Fayçal Etude Comparative de deux Stratégies de Commande DTC Neuronale d'une MAS Alimentée par Onduleur à Sept Niveaux Département de Génie Électrique, Ecole Nationale Polytechnique d'Oran (ENPO), Oran, Algérie
- [10] B. Omar fethi, « Application des techniques de l'intelligence artificielle (LFRN) pour le contrôle direct du couple d'une MASalimentée par des onduleurs multi niveaux »,Mémoire de Magister En vue d'obtention du diplôme de magister en Électrotechnique, USTO – 2013
- [11] CHOUITER, E, BENARIB, A « Contrôle Direct du Couple basé sur la Logique Floue d'une Machine Asynchrone Double Etoile » Mémoire de Master, M'sila, 2018.
- [12] 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).
- [13] S,khadar « Les stratégies de réduction des fluctuations du couple et du flux d'une machine synchrone à aimants permanents commandé par D TC » Mémoire de Master , M'sila, 2016
- [14] 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)
- [15] 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)
- [16] s.khadar « Les stratégies de réduction des fluctuations du couple et du flux d'une machine synchrone à aimants permanents commandé par D TC » Mémoire de Master, M'sila, 2016.
- [17] AISSOU, A. (2020). Commande DTC D'un Moteur Asynchrone à cage Alimenté Par Un Onduleur à Sept Niveaux (Doctoral dissertation, Univ M'sila).
- [18] 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).
- [19] 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)

- [20] AID, A., & ZEKRI, F. La commande directe du couple DTC d'un véhicule électrique deux roues Motrices (Doctoral dissertation).
- [21] KHELIF, I., & Meghni, B. La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP) (Doctoral dissertation)
- [22] ZELACI MOHAMMED LAID Commande Directe du Couple (DTC) du Moteur Asynchrone à Double Alimentation 'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El O

### Paramètres de simulation de la MSAP-DE :

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

➤ Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
➤ Tension nominale	$V = 220/380\text{v}$
➤ Puissance nominale	$P_n = 1500 \text{ W}$
➤ Couple de charge	$C_r = 14\text{N.m}$
➤ Résistance de phase	$R_s = 1.4 \Omega$
➤ Inductance cyclique sur l'axe directe (stator 1)	$L_{d1} = 0.0066 \text{ H}$
➤ Inductance cyclique sur l'axe directe (stator 2)	$L_{d2} = 0.0066 \text{ H}$
➤ Inductance cyclique sur l'axe transverse (stator 1)	$L_{q1} = 0.0058 \text{ H}$
➤ Inductance cyclique sur l'axe transverse (stator 2)	$L_{q2} = 0.0058 \text{ H}$
➤ Nombre de pair de pôle	$p = 2$
➤ Amplitude des flux des aimants permanents	$\phi_r = 0.1546\text{Wb}$
➤ Moment d'inertie	$J = 0.00176 \text{ Kg.m}^2$
➤ inductance Mutuelle	$M_d=2.2\text{e-}3 \text{ H}$

## Résumé

Le travail présenté dans cette mémoire a pour l'objectif d'étude la stratégie de la commande directe du couple appliquée aux machines synchrones à aimants permanents double étoile alimenté par deux onduleur de tension NPC 5 niveaux.

Cette commande qui fonctionne avec l'estimateur du couple et du flux, les régulateurs à hystérésis et la table de commutation, présente de bonnes performances et dynamiques et statiques de couple et de flux.

## Mots clés :

Commande directe du couple, onduleur de tension NPC 5 niveaux, machines synchrones à aimants permanents double étoile, régulateurs à hystérésis, estimateur

## Summary

The work presented in this thesis aims to study the strategy of direct torque control applied to double-star permanent magnet synchronous machines powered by two-level NPC voltage inverters. This control, which operates with torque and flux estimators, hysteresis regulators, and a switching table, exhibits good dynamic and static performance in terms of torque and flux.

## Keywords :

Direct torque control, 5-level NPC voltage inverter, double-star permanent magnet synchronous machines, hysteresis regulators, estimator.

## ملخص

العمل المقدم في هذه المذكرة يهدف إلى دراسة استراتيجية التحكم المباشر في العزم المطبقة على المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم المزدوج النجمة والمغذاة بمحول تيار ذو جهد 5 مستويات NPC. هذا التحكم، الذي يعمل بالاعتماد على تقدير العزم والتدفق، ومنظمات التحكم بالحد العالي وجدول التحويل، يظهر أداءً جيدًا في العزم والتدفق من النواحي الديناميكية والثابتة.

الكلمات المفتاحية:

التحكم المباشر في العزم، محول تيار NPC بجهد 5 مستويات، المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم المزدوج النجمة، منظمات التحكم بالحد العالي، تقدير.