

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

**Université Ahmed Draia –Adrar**  
**Faculté des sciences et de la technologie**  
**Département des sciences de technologie**



**Mémoire pour l'obtention du diplôme de**  
**Mastère en électrotechnique**  
**Option : Commande des machines électriques**

**Thème**

**Commande directe du couple (DTC) d'un MSAP**  
**alimenté par un onduleur à Z-source**

**Soutenu le :24/05/2017**

**Présenté par :**

**BEKRAOUI Fatiha**

**TAHIRI Fadila**

**Membres de jury :**

**Président :**

**Dr.BELLALI Univ.d'ADRAR**

**Encadré par :**

**Mr.OULEDALI Univ.d' Adrar**

**Examineur :**

**Dr.MANSOURI Univ.d' Adrar**

**Année Universitaire 2016 / 2017**

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

*à ma mère,  
à la mémoire de mon père,  
à la mémoire de mes grands-parents,  
à mes sœurs et mes frères,  
à tous mes amis,  
à toute ma famille.*

*à ma mère et mon père,  
à ma chère tante,  
à ma sœur et mes frères,  
à tous mes amis,  
à toute ma famille.*

## Remerciements

*Ce travail est le fruit de deux ans passés au sein de la faculté des Sciences et de la technologie. Ce travail n'aurait pas abouti sans la contribution et l'encouragement de plusieurs personnes.*

*Nous tenons, tout d'abord à remercier :*

***Mr. OULEDALI.O**, maître assistant à l'université d'Adrar d'avoir accepté la direction de ce mémoire. Nous lui exprimons toute notre gratitude pour son expérience, son soutien et pour avoir partagé ses connaissances.*

***Mr. BELLALI.B** maître de conférences à l'université d'Adrar pour sa participation au jury de cette présente thèse en tant que président.*

***Mr. MANSOURI.S** maître de conférences à l'université d'Adrar pour avoir accepté de juger ce travail, en tant que membres de Jury.*

*Nous remercions **Mme. BEKRAOUI.A** et **Mme. ROUMMANI.K** pour leurs conseils et toute l'aide qu'elles peuvent nous apporter.*

*Nous remercions **Ibrahim, Elhabib, Mohamed et Samir**.*

*Nous tenons également à remercier les amis de la promotion et tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation.*

*Nous tenons à remercier tous ceux qu'ils ont aidé à élaborer ce modeste travail.*

Ce sujet s'inscrit dans l'étude et l'amélioration de la commande et la simulation de Commande direct du couple (DTC) d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) alimenté par un onduleur à Z-source.

La commande DTC d'un MSAP alimenté a une onduleur Z-source fournit une réponse du couple et de flux très rapide , d'autre part, elle a une configuration simple et elle est moins dépendante des paramètres de la machine .Cependant, ces stratégies ont aussi des inconvénients importants ; la fréquence de commutation est variable et l'amplitude des ondulations de flux et du couple est important, ceci a donné lieu à plusieurs structures améliorées de commande DTC pour la réduction des ondulations et fixé la fréquence. Dans notre travail, on s'est intéressé de la DTC-SVM prédictif.

La commande directe du couple à base de MLI vectorielle prédictif SVM-DTC (*Space Vector Modulation*) où le contrôle de la fréquence de commutation est bien maîtrisé et par conséquent les ondulations sont affaiblies aux niveaux du couple et du flux.

**Mots clés** : MSAP, Onduleur à Z-source, MLI, DTC.

In this subject, we study the control and simulation of Direct Torque Control (DTC) of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) feed by a Z-source inverter.

The DTC control provides a very fast torque response independent of the flux, on the other hand it has a simple configuration and it is less dependent on machine parameters. This has resulted in several improved DTC control structures for reducing ripples of the torque and the flux, with a fast response when feeding with a z-source, in this work, we were interested in predictive DTC-SVM.

Direct Torque Control by using Predictive Space vector modulation (SVM-DTC), where the control of the switching frequency is well mastered and consequently the undulations are weakened at torque and flux levels.

**Keywords:** PMSM, Z-source inverter, PWM, DTC.

## ملخص

العمل المقدم في هذه الدراسة يندرج تحت دراسة و تحسين التحكم المباشر لعزم الدوران للمحرك التزامني ذو المغناطيس الدائم المغذى بموج التوتر الكهربائي المزود بمصدر Z. توفر هذه الطريقة في التحكم إجابة سريعة للعزم و التدفق الكهرومغناطيسين و تتميز ببساطة البنية لكونها لا تعتمد على المقادير المميزة للمحرك. إلا ان هذه الاستراتيجية لها سلبيات وهي توليد تموجات كبيرة في العزم و التدفق وأيضا لها تواتر الاستبدال غير مستقر. وهذا مما أدى إلى ظهور العديد من طرق التحسين من أجل التقليل من تموجات وعزم الدوران و التدفق والتحكم في استقرار وتثبيت تواتر الاستبدال. وفي الأخير قمنا بدراسة طريقة التحسين -DTC prédictif SVM والتي تقوم بمراقبة التواتر والتحكم فيه وتقليل التموجات في العزم و التدفق.

**الكلمات المفتاحية:** التحكم المباشر لعزم الدوران، المحرك التزامني ذو المغناطيس الدائم، موج التوتر الكهربائي المزود بمصدر Z.

Résumé.....	I
Table des matières.....	III
Liste des figures.....	VII
Liste des tableaux.....	VII
Liste des nomenclatures.....	IX
Introduction générale.....	1

## Chapitre I : La modélisation de la MSAP et l'onduleur à Z-source triphasé à deux niveaux

I.1 Introduction.....	5
I.2 Modélisation et description la machine synchrone à aimant permanents.....	5
I.2.1 Description de la MSAP.....	5
I.2.2 Avantages et inconvénients de la MSAP.....	6
I.2.3 Hypothèses simplificatrices.....	6
I.2.4 Mise en équation de la MSAP en triphasé.....	6
I.2.5 Equation mécanique.....	8
I.3 Mise en équation de la MSAP en diphasé.....	8
I.3.1 Principe de la transformation de Park.....	8
I.3.2 Passage inverse : diphasé au triphasé.....	10
I.3.3 Transformation de Concordia.....	10
I.3.4 Transformation de ( $\alpha$ - $\beta$ , au d-q) et inversement.....	10
I.4 Modélisation du MSAP dans le plan de Park.....	11
I.5 Expression du couple électromagnétique.....	11
I.6 Représentation d'état du modèle de la machine.....	12
I.7 Simulation et interprétation.....	12
I.7.1 Modes d'alimentation.....	14
I.8 Modélisation de l'onduleur de tension et sa commande.....	14
I.8.1 Définition des convertisseurs DC-AC.....	14
I.8.2 Onduleur de tension triphasé à deux niveaux de tension.....	14
I.8.3 Modélisation de l'onduleur.....	15
I.8.4 Technique de commande MLI.....	16
I.8.5 La commande MLI sinus-triangle.....	16
I.8.6 Caractéristique de la MLI sinus-triangle.....	17



# Table des matières

I.8.7	Modélisation de la commande MLI sinus – triangle.....	18
I.8.8	MLI Vectorielle.....	19
I.8.9	Vecteur tension de référence.....	21
I.8.10	Approximation du vecteur tension de contrôle.....	22
I.9	Onduleur Z-source.....	25
I.9.1	Introduction Onduleur à Z source.....	25
I.9.2	Modélisation et caractéristique statique d’élévation.....	25
I.9.3	Simulation et interprétation.....	28
I.10	Conclusion.....	30

## Chapitre II : La commande DTC d’une MSAP

II.1	Introduction.....	32
II.2	Principes généraux de la DTC d’une MASP.....	33
II.3	Principe dynamique du contrôle de couple.....	33
II.3.1	Présentation vectorielle de la machine et du convertisseur statique.....	33
II.3.2	Contrôle du vecteur flux statorique.....	34
II.3.3	Contrôle du couple.....	35
II.3.4	Sélection de vecteur tension.....	36
II.4	Structure de la commande DTC pour la MSAP.....	37
II.4.1	Estimation du flux statorique.....	38
II.4.2	Elaboration de correcteur de flux.....	39
II.4.3	Estimation du couple.....	40
II.4.4	Elaboration de correcteur de couple.....	40
II.4.5	Estimation de la position du vecteur flux.....	42
II.5	Elaboration des tables de commutation.....	43
II.6	Simulation et interprétation de la commande direct de couple DTC.....	44
II.7	Conclusion.....	49

## Chapitre III : La commande DTC-SVM d’une MSAP

III.1	Introduction.....	51
III.2	Principe de la commande du MSAP par la DTC-SVM.....	51
III.2.1	Structure de la DTC-SVM.....	51
III.2.1	Contrôle de flux rotorique.....	52
III.2.2	Contrôle du couple électromagnétique pour DTC-SVM.....	54

## *Table des matières*

---

III.3 La commande de MSAP par DTC-SVM prédictive .....	56
III.4 Simulation et interprétation .....	58
III.5 conclusion.....	60
Conclusion générale .....	62
Bibliographie.	
Annexes	

## *Liste des figures*

Fig I. 1 : Représentation électrique de la MSAP.....	7
Fig I. 2 : Différents couples qui agissent sur le rotor.....	8
Fig I. 3 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q) .....	9
Fig I. 4 : Résultats de simulation du comportement de la MSAP dans le deux repère (d,q) et $(\alpha,\beta)$ .....	13
Fig I. 5 : Onduleur deux niveaux simplifié.....	15
Fig I. 6 : Principe de la commande MLI sinus-triangle.....	17
Fig I. 7 : Signaux de la commande MLI sinus-triangle.....	18
Fig I. 8 : Configurations des interrupteurs pour les vecteurs de tension.....	20
Fig I. 9 : Représentation du polygone de commutation.....	20
Fig I. 10 : Définition du vecteur moyen.....	22
Fig I. 11 : Représentation des séquences de conduction des interrupteurs.....	24
Fig I. 12 : Onduleur à Z-source.....	25
Fig I.13 : Représentation schématique de l'onduleur à Z-source lors de la séquence hors(court-circuit).....	26
Fig I. 14 : Représentation schématique de l'onduleur à Z-source lors de la séquence de court-circuit.....	27
Fig I. 15 : simulation de la MLI sinus triangle.....	29
Fig II. 1 : Représentation vectorielle des tensions.....	34
Fig II. 2 : L'évolution de l'extrémité de flux statorique.....	35
Fig II. 3 : Evolution du couple en fonction du vecteur de tension.....	36
Fig II. 4: Sélection du vecteur tension selon la zone N=1.....	37
Fig II. 5: Schéma synoptique de la commande directe du couple de la MSAP.....	38
Fig II. 6: (a) : Sélection des tensions $V_s$ correspondant au contrôle de l'amplitude $\phi_s$ , (b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.....	40
Fig II. 7: Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis à 3 niveaux.....	41
Fig II. 8: la variation de vitesse $v$ en fonction du temps $t$ .....	45
Fig II. 9: la variation du couple $C$ en fonction du temps $t$ .....	45
Fig II. 10 : la variation du flux en fonction du temps $t$ .....	46
Fig II. 11 : la variation du courant $I$ en fonction du temps $t$ .....	46
Fig II. 12: la variation de vitesse $v$ en fonction du temps $t$ .....	47
Fig II. 13: la variation du couple $C$ en fonction du temps $t$ .....	47
Fig II. 14 : la variation du flux en fonction du temps $t$ .....	48
Fig II. 15 : la variation du courant $I$ en fonction du temps $t$ .....	48
Fig III. 1 : Schéma de la structure générale de la commande SVM-DTC.....	52

## *Liste des figures*

---

Fig III. 2: Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation de flux rotorique.....	53
Fig III. 3: Schéma fonctionnel de la régulation du flux.....	54
Fig III. 4: Schéma fonctionnel de la régulation du couple.....	55
Fig III. 5: Schéma de la commande par DTC-SVM prédictif d'une MSA.....	56
Fig III. 6 : Contrôleur prédictif.....	56
Fig III.7 : la variation de la vitesse en fonction du temps.....	58
Fig III.8 : la variation du couple en fonction du temps.....	58
Fig III.9 : la variation du flux en fonction du temps.....	59
Fig III.10 : la variation du flux en fonction du temps.....	59

## *Liste des tableaux*

---

Tableau I.1 : Calcul des vecteurs de tensions d'onduleur triphasé idéal, charge branchée en triangle (1 : ferme, 0 : ouvert).....	21
Tableau I. 2 : Représentation des séquences de conduction des interrupteurs. ....	24
Tableau II. 1 : Position du vecteur du flux dans les quatre quadrants. ....	42
Tableau II. 2: position du flux statorique [MIL 06].....	43
Tableau II. 3 : Table de sélection de Rahman et al. ....	43
Tableau II. 4 : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à 3 niveaux.....	44
Tableau.II.5 : La comparaison entre DTC Z-source et sans Z-source.....	49

# Liste des nomenclatures

*MSAP* : Le moteur synchrone à aimants permanents.

*MLI* : modulation de largeur d'impulsion.

*DC-AC* : direct current- Alternating current.

*SVM* : Space Vector Modulation.

*DTC* : direct troque contrôle.

*PI* : proportional–integral controller

<b>Symbole</b>	<b>Signification</b>	<b>Unité</b>
$A, b, c$	Indices correspondants aux trois phases a, b, c.	
$d, q$	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.	
$\theta$	Angles électriques statoriques et rotoriques.	
$\alpha, \beta$	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.	
$L_s$	Inductances cycliques statorique.	H
$M$	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.	H
$M_s$	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator.	H
$M_r$	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor.	H
$R_s$	Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase.	$\Omega$
$P$	Nombre de paire de pôle.	
$C_{em}$	Couple électromagnétique.	N.m
$C_e^*$	Couple de référence.	N.m
$C_r$	Couple résistant.	N.m
$\Omega$	Pulsations électriques statorique et rotorique.	Rad/s
$\omega_r$	Vitesse mécanique du rotor.	Tr/mn
$\phi_s$	Flux statorique	Wb
$\phi_f$	Flux des aimants permanents	Wb
$V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$	Tensions de branche.	V
$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$	Tensions de phase	V
$V_{dc}$	Tension de source continue	V
$S_a, S_b, S_c$	Etats des interrupteurs de l'onduleur	
$R$	Taux de modulation	
$M$	L'indice de modulation	
$T_P$	La période de la porteuse	S
$f_p$	La fréquence de la porteuse	Hz
$f_r$	La fréquence de la référence	Hz
$\varepsilon_{em}$	Erreur du couple électromagnétique	
$\varepsilon_{\phi_s}$	Erreur du flux statorique	
$T_e$	Période d'échantillonnage	S
$F$	Coefficient de frottement	
$\Omega_s$	Vitesse de synchronisme	Rad/s
$D$	Rapport cyclique de l'onduleur Z-source	
$c_1, c_2$	Les condensateurs de l'onduleur Z-source	F
$L_1, L_2$	Les inductances de l'onduleur Z-source	H

# *Introduction générale*

Depuis le début des années 1960, la machine à courant continu occupe une place prépondérante dans le domaine des asservissements de vitesse et de position de précision.

Néanmoins, ce type d'actionneurs présente des inconvénients majeurs de par son coût élevé, ses limitations en puissance et en vitesse, des difficultés de maintenance...etc [KHL 12] , Ce qui a incité les chercheurs à le remplacer par un autre moteur plus robuste, à plus faible coût à savoir le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines dont les servomoteurs [AMU 05].

En effet dans le domaine de la vitesse variable, la machine synchrone à aimants permanents assure actuellement, une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes ; comparativement à celle de la machine à courant continu [BOU 10].

Dans l'année 2002 le professeur *Zheng Peng Feng* a travaillé sur le convertisseur de type d'onduleur à impédance  $z$ -source, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) cités dans notre étude pourront être alimentés par ces convertisseurs de tension comme alternatif ; ces onduleurs  $Z$ -source utilisent un réseau d'impédance pour coupler l'onduleur à la source de tension continue, ils permettent à l'onduleur d'amplifier la tension de sortie grâce à une commande spécifique, ce qui le rend équivalent à la mise en cascade d'un hacheur survolteur avec un onduleur classique.

Les grandeurs traitées sont en fait des grandeurs moyennes sur la période de contrôle de l'onduleur. Ces grandeurs sont réalisées par la mise en œuvre d'une méthode de modulation de largeur d'impulsions (MLI) pour fournir les tensions d'alimentation souhaitées [OUL 09], mais les performances dans ce type de contrôle convergent vers le cas idéal. D'autre part, la commande de la machine synchrone à aimants permanents montre un fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Il est donc intéressant de trouver un moyen de rendre leur contrôle indépendant afin d'améliorer leurs performances. La solution la plus adéquate actuellement est la commande directe de couple.

Le contrôle direct de couple (DTC: Direct Torque Control) proposé par Depenbrock et Takahashi dans la moitié de l'année 80 utilise une approche séduisante de par son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [MMS 07].

Le principe de base du contrôle direct du couple (DTC) se caractérise par le choix direct des vecteurs de tension statorique selon les différences entre les références du couple et du flux statorique et leurs valeurs réelles. Les contrôleurs du courant suivis d'un comparateur à (MLI) ne sont pas utilisés dans les systèmes de commande DTC ; et les paramètres de la machine ne sont pas utilisés également exception faite pour la résistance statorique du moteur.



La DTC possède l'avantage d'être moins dépendante des paramètres de la machine, une configuration plus simple, et de fournir une réponse de couple plus rapide en comparaison avec les contrôleurs de courant à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

Cependant, l'inconvénient majeur de cette technique de commande est l'absence de maîtrise des harmoniques de couple et de flux à cause de la fréquence variable.

Pour trouver une fréquence constante et minimiser au maximum les ondulations du couple et du flux, on a mis en œuvre une commande prédictive directe du couple (DTC-SVM prédictive) basée sur le remplacement des comparateurs à hystérésis (calculent l'erreur de couple) par des régulateurs PI et la table de sélection (utilisés dans la DTC classique) par la modulation de largeur d'impulsion (MLI vectorielle).

Le travail présenté dans ce mémoire est organisé de la façon suivante:

- ✓ premier chapitre : Nous présenterons la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension piloté par MLI sinus-triangle, et MLI vectorielle ; et la modélisation de l'onduleur Z- source ;
- ✓ deuxième chapitre : sera réservé à l'introduction des fondements théoriques de la commande directe du couple (DTC) appliquée sur un MSAP alimentée par un onduleur Z-source ;
- ✓ troisième chapitre : Nous démontrons ; l'étude de réduction des ondulations du couple et du flux et de la maîtrise de la fréquence de commutation, la méthode utilisée est :
  - La MLI vectorielle prédictive à la technique DTC (DTC-SVM prédictive).
  - A la fin de chaque chapitre on présente les résultats de simulation à base le logiciel Matlab/Simulink.

Nous terminons par une conclusion générale.

*Chapitre I :*

*La modélisation de la MSAP et  
l'onduleur à Z-source triphasé  
à deux niveaux*

## **I.1 Introduction**

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) est de plus en plus utilisé dans le domaine des vitesses variables. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents [RAB 11].

Dans le but de commander un système électrique donné, il est nécessaire de donner son modèle mathématique en tenant compte de certaines hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle plus simple que possible.

L'approche actuelle de modélisation des machines électriques est basée sur la transformation de système triphasé en un système biphasé équivalent, ce qui réduit la complexité du modèle et permet l'étude des régimes transitoires.

La machine synchrone à aimants permanents est fortement pénalisée par l'absence du couple lors du démarrage. Elle doit être lancée à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Généralement, elle est alimentée par un réseau électrique à fréquence fixe. Pour pallier à ces difficultés, elle doit être munie d'une alimentation à fréquence variable. Ainsi, un onduleur MLI à Z-source est associé à la machine en vue de constituer un variateur de vitesse [OUL 09].

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique (Onduleur MLI à Z-source). Puis on simule l'association convertisseur- machine pour valider le modèle.

## **I.2 Modélisation et description la machine synchrone à aimant permanents**

La partie suivante décrit la modélisation et la description de la machine synchrone à aimant permanent.

### **I.2.1 Description de la MSAP**

Les machines synchrones à aimants permanents sont munies au rotor d'un système d'aimants permanents assurant une répartition d'induction sinusoïdale dans l'entrefer. L'effet de ce système peut être assimilé à celui d'un bobinage alimenté par un courant continu constant.

Le stator est formé d'une armature à champ tournant, il est muni de trois enroulements décalés l'un de l'autre de  $120^\circ$  et des tôles magnétiques feuilletées par des encoches ou les enroulements triphasés sont logés.

Le rotor est constitué de quatre, six ou un nombre plus élevé qui sont des inducteurs soit à pôles lisses ou à pôles saillants, composés d'aimants permanents et de pièces polaires en matériaux ferromagnétiques. Des enroulements sont parfois ajoutés formant une cage en court-circuit.

### **I.2.2 Avantages et inconvénients de la MSAP**

Comme tout actionneur la MSAP présente des avantages ainsi que des inconvénients parmi ses avantages on cite :

- Les puissances massiques sont importantes ;
- Grande fiabilité ;
- Une absence de pertes joule au rotor ;
- La possibilité d'atteindre de grandes vitesses.

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Le prix très élevé des aimants permanents ;
- Interaction magnétique due au changement de structure ;
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine [RAB 11, OUL 09, BOU 10, BNM 01].

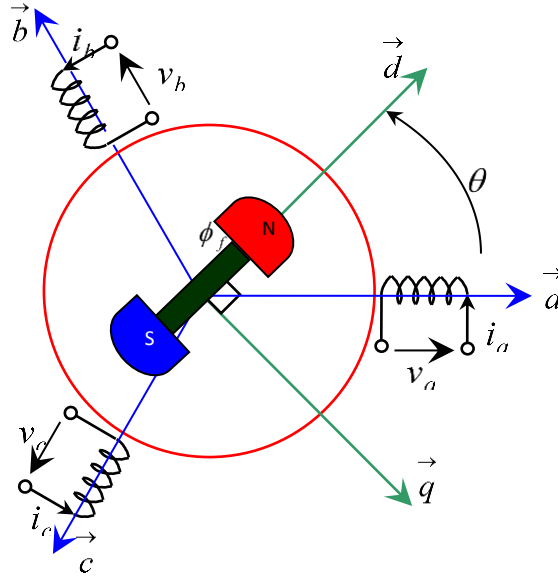
### **I.2.3 Hypothèses simplificatrices**

Afin de simplifier l'étude, la modélisation de la machine nécessite certaines hypothèses simplificatrices [OUL 09, BNM 01, KHL 12]:

- L'effet de la saturation du circuit ferromagnétique est négligeable ;
- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés ;
- Les pertes par hystérésis et par courant de Foucault sont négligées ;
- La distribution de la force magnétomotrice du stator est supposée sinusoïdale.

### **I.2.4 Mise en équation de la MSAP en triphasé**

Les tensions, flux et courants statoriques triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes respectivement :  $[v_s]$   $[\phi_s]$   $[i_s]$ . La Fig I.1 donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents [OUL 09, RAB 11, ADR 03, BOU 10, BNM 01]:



**Fig I. 1 :** Représentation électrique de la MSAP.

A partir de la figure, nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

$$[v_s] = [R_s] [i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (I.1)$$

$$[\Phi_s] = [L_s] [i_s] + [\Phi_s] \quad (I.2)$$

Avec

$[v_s]^T = [v_a v_b v_c]^T$  : Vecteur tensions statoriques ;

$[i_s]^T = [i_a i_b i_c]^T$  : Vecteur courants statoriques ;

$[\Phi_s]^T = [\Phi_a \Phi_b \Phi_c]^T$  : Vecteur flux statoriques.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$[R_s]$  : Matrice résistance du stator ;

$[L_s]$  : Matrice inductance du stator ;

$[\phi_s]$  : Vecteur flux engendré par l'aimant ;

$\theta$ : Angle électrique.

### 1.2.5 Equation mécanique

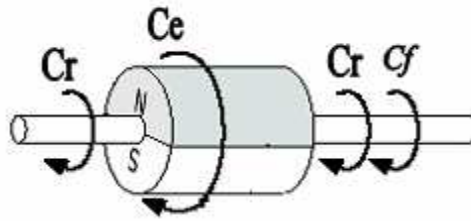


Fig I. 2 : Différents couples qui agissent sur le rotor.

La dernière équation importante complète le modèle du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$\sum_i C_i = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (I.4)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = c_e - c_r - f\omega_r \quad (I.5)$$

Avec :

$C_e$  : Couple électromagnétique délivré par le moteur ;

$C_r$  : Couple résistant ;

$f$  : Coefficient de frottement ;

$J$  : Moment d'inertie du moteur ;

$\omega$  : La pulsation électrique ;

$p$  : Le nombre de pair de pôles de la machine ;

$\omega_r$  : La vitesse de rotation de la machine (rotor).

Et :

$$\omega = p \cdot \omega_r \quad (I.6)$$

## I.3 Mise en équation de la MSAP en diphasé

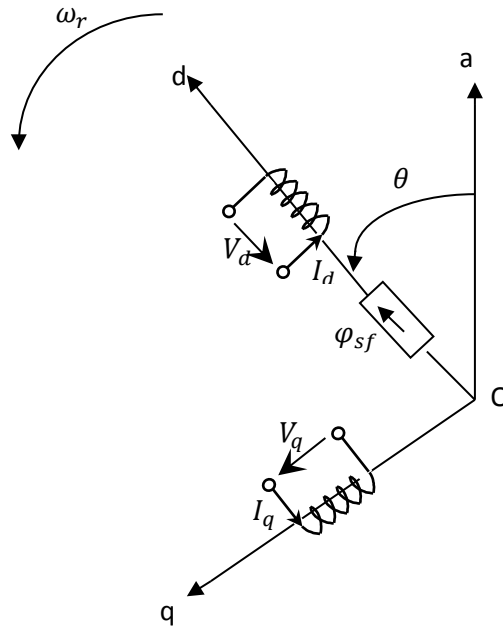
### I.3.1 Principe de la transformation de Park

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle et à

la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park.

Le repère (d, q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application [BOU 10, BNM 01, OUL 09, KHL 12, ADR 03].

La Fig. I.3 présente la MSAP en modèle vectoriel (modèle de Park), Le repère (o, a) est fixe. Le repère (d, q) tourne avec la vitesse de synchronisme  $\omega_r$ .



**Fig I. 3 :** Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système diphasé (d, q) est donnée par :

$$[X_{dqo}] = P(\theta). [X_{abc}]^T \quad (I.7)$$

Avec :

P (θ) : la matrice de passage direct de Park.

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Où, X représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux. Alors :

$$\begin{cases} [V_d V_q V_0]^T = P(\theta) [V_a V_b V_c]^T \\ [I_d I_q I_0]^T = P(\theta) [I_a I_b I_c]^T \\ [\Phi_d \Phi_q \Phi_0]^T = P(\theta) [\Phi_a \Phi_b \Phi_c]^T \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

X0 : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

### I.3.2 Passage inverse : diphasé au triphasé

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par [AHW 13] :

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} \cdot [X_{dq0}] \quad (\text{I.10})$$

Et la matrice de passage inverse de Park  $P(\theta)^{-1}$  est donnée par :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

### I.3.3 Transformation de Concordia

Pour passer du système triphasé au système diphasé, il faut définir la matrice de transformation (Transformation de Concordia) [BOU 10]

La transformation de Concordia est définie par :

$$[X_{abc}] = [C][X_{\alpha\beta 0}] \quad (\text{I.12})$$

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [C]^{-1}[X_{abc}] \quad (\text{I.13})$$

Avec :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/\sqrt{2} & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} [C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

### I.3.4 Transformation de ( $\alpha$ - $\beta$ , au d-q) et inversement

Le passage des composantes  $\alpha$ - $\beta$  aux composantes d-q est donné par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

La transformation inverse (d-q au  $\alpha$ - $\beta$ ) est :



$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

#### I.4 Modélisation du MSAP dans le plan de Park

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor [BOU 10].

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

➤ **Equations électriques**

$$\begin{cases} [V_d] = [Rs] [I_d] + d[\Phi_d]/dt - \omega_r \Phi_q \\ [V_q] = [Rs] [I_q] + d[\Phi_q]/dt + \omega_r \Phi_d \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

➤ **Equations magnétiques**

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d I_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

#### I.5 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [BOU 10] :

$$C_e = \frac{dw_e}{d\theta} \quad (\text{I.19})$$

$w_e$  : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

$d\theta$  : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).

Selon la transformation de Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$p(t) = \frac{3}{2} (V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q) \quad (\text{I.20})$$

$$p(t) = \frac{3}{2} [Rs(I_d^2 + I_q^2) + \left( I_d \frac{d\Phi_d}{dt} + I_q \frac{d\Phi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt} (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d)] \quad (\text{I.21})$$

- $\frac{3}{2} [Rs(I_d^2 + I_q^2)]$  : Représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} [I_d \frac{d\Phi_d}{dt} + I_q \frac{d\Phi_q}{dt}]$  : Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} [\frac{d\theta}{dt} (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d)]$  : Représente la puissance électromagnétique. Sachant que:

$$P_e = C_e \Omega_s \quad (\text{I.22})$$

$$C_e = \frac{3}{2} p (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \quad (I.23)$$

### I.6 Représentation d'état du modèle de la machine

La représentation d'état de la machine est basée sur le choix du repère et des variables d'état pour les équations électriques. Cette représentation n'est pas unique mais liée généralement à des objectifs à atteindre. Dans notre étude, on écrit les équations dans le repère (d, q), car c'est la méthode la plus adaptée pour résoudre nos problèmes de commande. Le choix des variables dépend des objectifs soit pour la commande soit pour l'observation [MMS 04]. Dans ce chapitre, on donne un modèle de la MSAP vu dans le repère (d,q).

La forme générale de la représentation d'état est la suivante [OUL 09]:

$$\begin{cases} [\dot{X}] = \frac{dX}{dt} = [A]. [X] + [B]. [U] \\ [Y] = [C]. [X] \end{cases} \quad (I.24)$$

[X] : le vecteur d'état ;

[A] : la matrice de d'état ;

[B] : la matrice d'application des commandes ;

[Y] : le vecteur de sortie ;

[U] : le vecteur de commande ;

A partir des équations précédentes, on peut établir le modèle du MSAP sous forme d'état [RAB 11] :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (V_d - R_s I_d + \omega_r L_q I_q) \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (V_q - R_s I_q - \omega_r L_d I_d - \omega_r \Phi_f) \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - f \cdot \omega_r) \end{cases} \quad (I.25)$$

Le système peut être mis sous forme d'équation d'état (I/24) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & \omega_r(L_q/L_d) \\ -\omega_r(L_d/L_q) & -R_s/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & -\omega_r/L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

### I.7 Simulation et interprétation

En première étape, on va simuler numériquement le fonctionnement du (MSAP) dans le repère (d, q) et repère  $(\alpha, \beta)$  alimentée directement par le réseau 30v, 50Hz.

Le logiciel utilisé en simulation est MATLAB/SIMULINK. Nous constatons dans la Fig I.4 que l'allure de vitesse atteinte le régime permanent très rapidement avec un temps de réponse acceptable. Après l'application de la charge à l'instant (0.2s - 0.3s) on remarque que la vitesse diminue puis rejoint sa valeur de référence. Le couple subit un pic au premier moment de démarrage puis atteint la valeur de couple résistant lorsque la vitesse diminue (en charge) et est proportionnelle au courant.

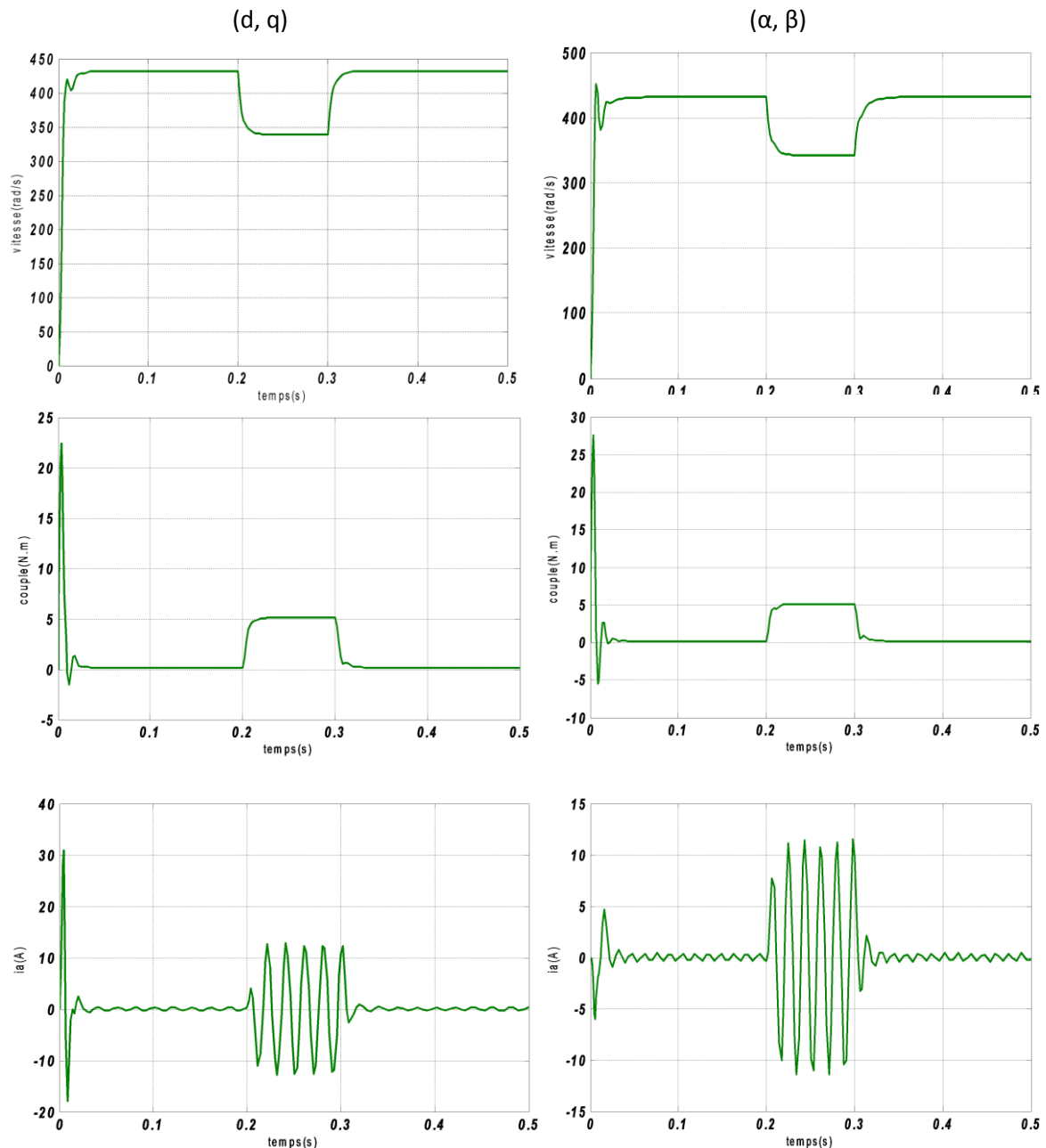


Fig I. 4 : Résultats de simulation du comportement de la MSAP dans le deux repère (d,q) et ( $\alpha,\beta$ ).

### **I.7.1 Modes d'alimentation**

La machine synchrone à aimants permanents peut être alimentée en tension ou en courant. La source doit être réversible pour un fonctionnement dans les quatre quadrants (moteur/ générateur dans les deux sens de rotation).

Les convertisseurs continu/alternatif de l'électronique de puissance sont utilisés dans des domaines d'application variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides.

Quand la machine est alimentée par un onduleur de tension, la forme et l'amplitude de la tension sont indépendantes de la charge. Les pertes dans l'onduleur sont dues aux commutations et aux chutes de tension dans les semi-conducteurs [OUL 09].

## **I.8 Modélisation de l'onduleur de tension et sa commande**

### **I.8.1 Définition des convertisseurs DC-AC**

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative. Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre, au récepteur par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs. Il est donc possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Les structures des convertisseurs conduit à distinguer deux types d'onduleurs [DRB 05]:

- Les onduleurs de tension ;
- Les onduleurs de courant.

### **I.8.2 Onduleur de tension triphasé à deux niveaux de tension**

L'onduleur triphasé à deux niveaux de tensions est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs montés en pont. La tension continue est généralement obtenue par un redresseur triphasé à diodes ensuite filtrée. L'onduleur est très utilisé en MLI pour l'alimentation des récepteurs triphasés équilibrés à tension et fréquence variables, Fig.I.5 Chacune des trois tensions composées de sortie est formée d'une onde bistable prenant les valeurs +E et -E mais décalées de  $2\pi / 3$  l'une par rapport à l'autre [NOU 07].

Les semi – conducteurs les plus couramment utilisés pour réaliser les interrupteurs sont les transistors de puissance (MOSFET, IGBT) et les thyristors rapides (principalement les GTO).

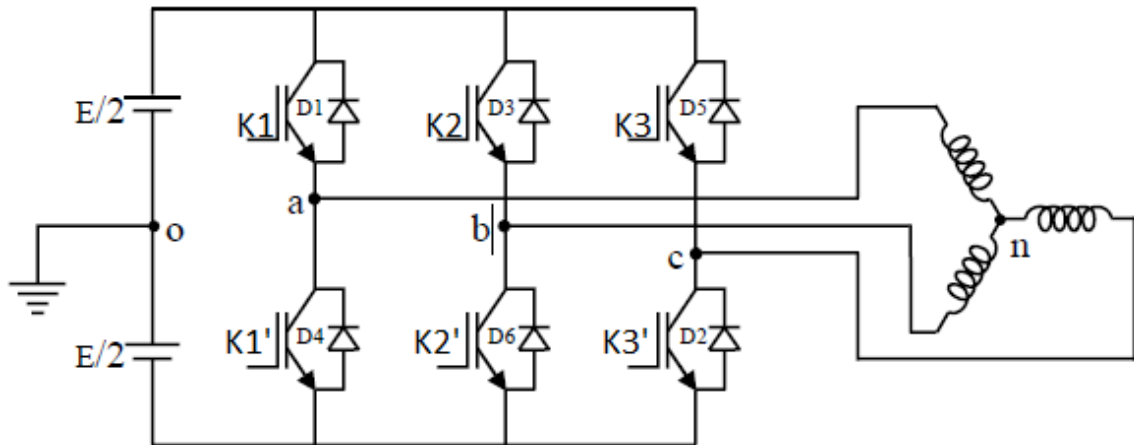


Fig I. 5 : Onduleur deux niveaux simplifié.

### I.8.3 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur triphasé à six interrupteurs est formé par trois demi ponts monophasé à deux niveaux. Les tensions fournies par ces demi-ponts sont [DRB 05,MIL 06, OUL 09, NOU 07] :

$$V_i - V_0 = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{si } K_i: \text{ fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } K'_i: \text{ fermé} \end{cases} \quad i = a, b, c \quad (I.27)$$

Sachant que nous pouvons écrire

$$V_{an} + V_{bn} = 0 \quad (I.28)$$

$$\begin{cases} V_{an} = V_{a0} + V_{on} \\ V_{bn} = V_{b0} + V_{on} \\ V_{cn} = V_{c0} + V_{on} \end{cases} \quad (I.29)$$

En faisant la somme de ces équations, on obtient :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} + 3V_{on} = 0 \quad (I.30)$$

D'où

$$V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} = -3V_{on} \quad (I.31)$$

$$V_{on} = -\frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (I.32)$$

En substituant l'équation (I.32) dans l'équation (I.29) nous obtiendrons :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (I.33)$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

A partir de l'équation (I. 34) on peut modéliser l'onduleur utilisé dans notre simulation. Avec :  $V_{io}=U_c(S_i - 0.5)$  Avec  $i = (a,b,c)$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2S_a - 1 \\ 2S_b - 1 \\ 2S_c - 1 \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

Après simplification, le modèle mathématique de l'onduleur à deux niveaux de tensions est donné par l'équation (I.36) où la condition des interrupteurs statiques  $S_i(i=a,b,c)$  prennent la valeur 1 si l'interrupteur est fermé et la valeur 0 si l'interrupteur est ouvert.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I. 36)$$

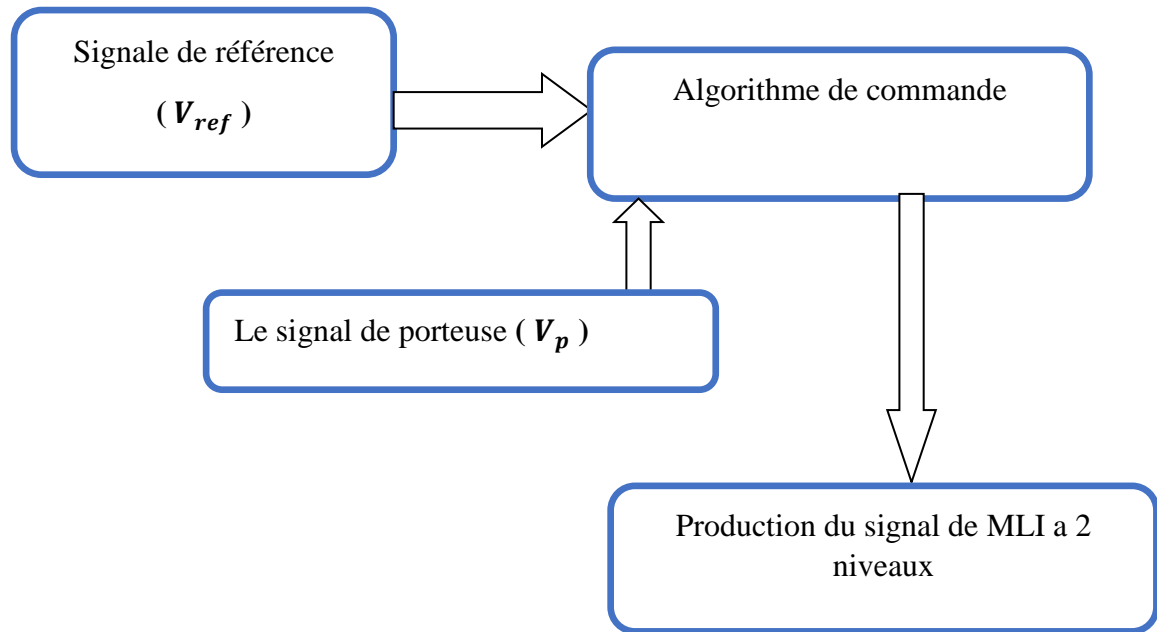
#### I.8.4 Technique de commande MLI

La technique de modulation de la largeur d'impulsions consiste à multiplier le nombre d'impulsions renvoyées aux interrupteurs de l'onduleur. Ce procédé présente l'avantage de repousser les harmoniques de rangs faibles à des rangs d'ordre plus élevé ce qui facilite leur filtrage. Il permet aussi la variation à la fois de l'amplitude de fondamentale de la tension de sortie et sa fréquence [MOU 14].

Il existe plusieurs types de techniques de la commande MLI. Dans cette étude on utilise deux techniques MLI sinus-triangle et la MLI vectorielle.

#### I.8.5 La commande MLI sinus-triangle

Les techniques de commandes MLI permettent la génération de tension alternative possédant une fondamentale proche de la tension de référence et le reste des harmoniques repoussées vers les fréquences élevées afin de faciliter leur filtrage. Pour la commande MLI sinus-triangle les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur sont obtenus après comparaison de la tension de référence à une onde porteuse à haute fréquence de forme triangulaire [BOU 10].



*Fig I. 6 : Principe de la commande MLI sinus-triangle.*

### I.8.6 Caractéristique de la MLI sinus-triangle

Deux paramètres caractérisent la commande MLI sinus-triangle :

- L'indice de modulation  $m$  ;
- Le taux de modulation  $r$ .

L'indice de modulation  $m$  est égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de la référence. La valeur de cet indice est sujette à un compromis entre un bon rejet des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur qui se détériore à cause des pertes de commutation.

$$m = \frac{f_p}{f}$$

Où :  $f$  est la fréquence de la tension de référence et  $f_p$  est celle de la porteuse.

Le taux de modulation  $r$  est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence sur la valeur de crête de la porteuse.

$$r = \frac{V_{ref}}{V_p}$$

Où  $V_{ref}$  est l'amplitude de la tension de référence et  $V_p$  est celle de la porteuse [BOU 10].

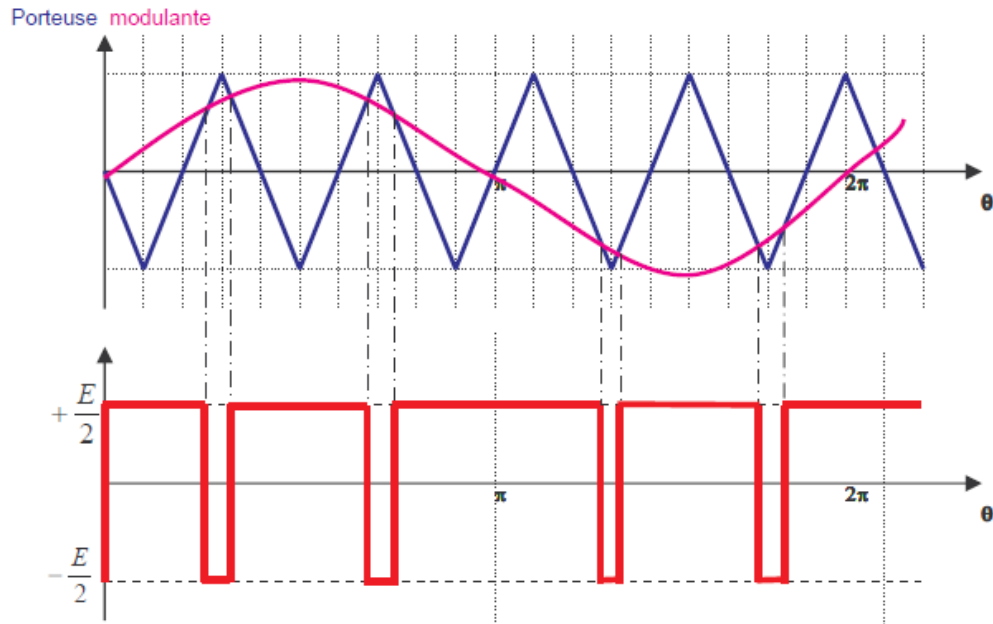


Fig I. 7 : Signaux de la commande MLI sinus-triangle.

### I.8.7 Modélisation de la commande MLI sinus – triangle

#### a. Equation de la porteuse

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence  $f_p$  et sa valeur de crête. On définit l'équation de la porteuse dans sa période  $[0, T_p]$  par [BOU 10] :

$$\begin{cases} X_1(t) = V_p \left( -1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ Si } t \in [0, T_p/2] \\ X_2(t) = V_p \left( 3 + 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ Si } t \in [T_p/2, T_p] \end{cases} \quad (I.37)$$

#### b. Equation des tensions triphasées de référence

La référence est un signal sinusoïdale d'amplitude  $V_{ref}$  et de fréquence  $f_{ref}$  en triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} V_{ra} = V_r \sin 2\pi f_r t \\ V_{rb} = V_r \left( \sin 2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{rc} = V_r \left( \sin 2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (I.38)$$

#### c. Equations des états des interrupteurs de l'onduleur

La commande MLI sinus-triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états  $S_a, S_b,$  et  $S_c$  des interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation I. 39 suivante :



$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (V_{rabc} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

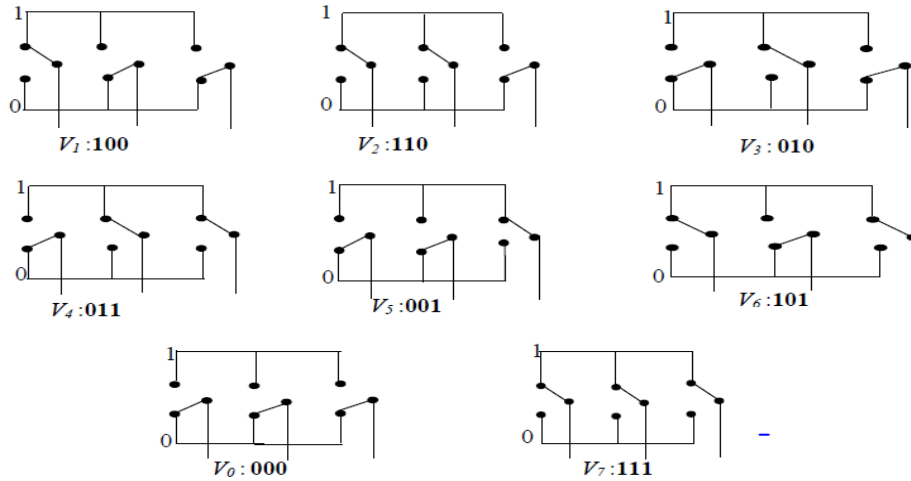
### I.8.8 MLI Vectorielle

La stratégie La modulation de largeur d'impulsion vectorielle (en anglais Space Vector Modulation : SVM) est proposée par « Der Broek& al, 1988 ». Elle consiste à générer une séquence spécifiée des états de l'onduleur. La modulation vectorielle est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle.

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif, les tensions de référence sont les tensions désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique à MLI est basée sur les principes suivants:

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T (MLI régulière) ;
- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage ;
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période [BZE 10].

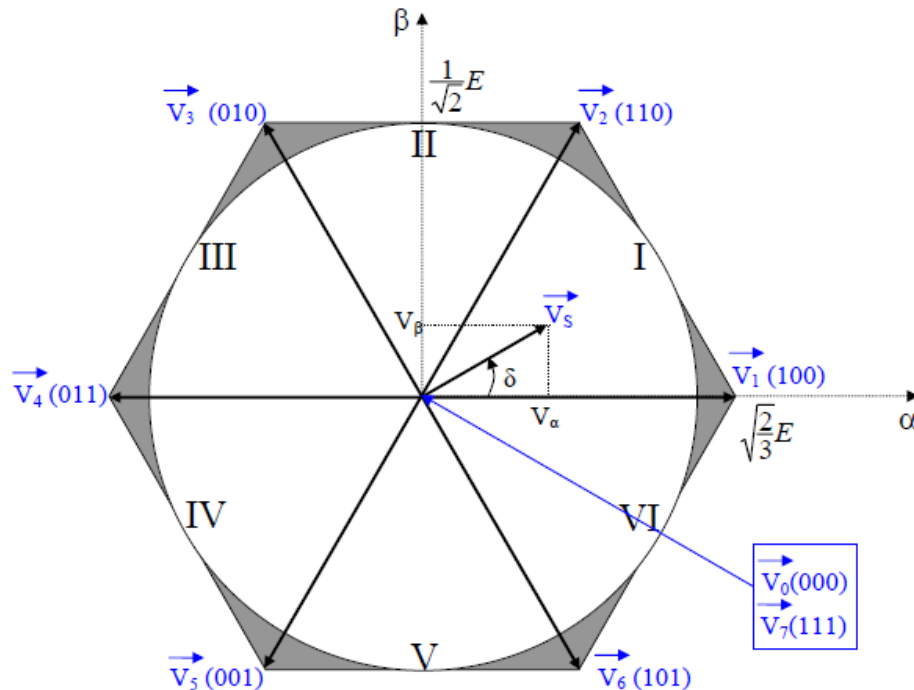
Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de référence. Puisque le vecteur de commande de l'onduleur possède trois composantes booléennes et que chaque composante peut prendre le niveau 0 ou 1, donc on peut générer huit vecteurs de commande distincts. La figure suivante définit les configurations possibles de l'onduleur, on représente chaque bras par un interrupteur bipolaire :



**Fig I. 8 :** Configurations des interrupteurs pour les vecteurs de tension.

Les huit états définissent six vecteurs non nuls limitant six secteurs  $N_i$  ( $i=1,2,\dots,6$ ), et deux vecteurs de pause (nuls) dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , figure I.9. Les vecteurs tensions sont représentés par la relation suivante :

$$V_k = \begin{cases} \frac{2}{3} U_c e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & k = 1, \dots, 6 \\ 0 & k = 0, 7 \end{cases} \quad (I.40)$$



**Fig I. 9 :** Représentation du polygone de commutation.

La MLI vectorielle consiste à déterminer la position du vecteur de la consigne dans le repère  $(\alpha, \beta)$  et le secteur dans lequel il se trouve. Chaque secteur est limité par deux vecteurs

adjacents  $V_k$  et  $V_{k+1}$ ,  $k = (1 \dots 5)$ . Le tableau suivant indique, les vecteurs des tensions  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$  les composantes de Concordia  $v_\alpha$ ,  $v_\beta$  ainsi que le vecteur de référence  $v_s$ .

**Tableau I. 1 :** Calcul des vecteurs de tensions d'onduleur triphasé idéal, charge branchée en triangle ( $1$  : ferme,  $0$  : ouvert).

$K_1$	$K_2$	$K_3$	$v_{Ao}$	$v_{Bo}$	$v_{Co}$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$v_\alpha$	$v_\beta$	$\vec{V}_s$
0	0	0	$-U/2$	$-U/2$	$-U/2$	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
1	0	0	$U/2$	$-U/2$	$-U/2$	$2U/3$	$-U/3$	$-U/3$	$\frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{V}_1$
1	1	0	$U/2$	$U/2$	$-U/2$	$U/3$	$U/3$	$-2U/3$	$\frac{U}{\sqrt{6}}$	$\frac{U}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_2$
0	1	0	$-U/2$	$U/2$	$-U/2$	$-U/3$	$2U/3$	$-U/3$	$-\frac{U}{\sqrt{6}}$	$\frac{U}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_3$
0	1	1	$-U/2$	$U/2$	$U/2$	$-2U/3$	$U/3$	$U/3$	$-\frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{V}_4$
0	0	1	$-U/2$	$-U/2$	$U/2$	$-U/3$	$-U/3$	$2U/3$	$-\frac{U}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_5$
1	0	1	$U/2$	$-U/2$	$U/2$	$U/3$	$-2U/3$	$U/3$	$\frac{U}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_6$
1	1	1	$U/2$	$U/2$	$U/2$	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7$

### I.8.9 Vecteur tension de référence

On peut définir un vecteur  $\vec{V}_s$  dont les coordonnées sont les composantes de Concordia  $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$  du système triphasé de tensions  $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  qu'on désire obtenir en sortie [NOU 07]. Si :

$$\begin{cases} V_{sa} = r \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos \omega t \\ V_{sb} = r \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = r \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.41)$$

$r$  : Taux de modulation.

La transformation de Concordia donne :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos \omega t \\ v_{s\beta} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{2} \cdot \sin \omega t \end{cases} \quad (I.42)$$

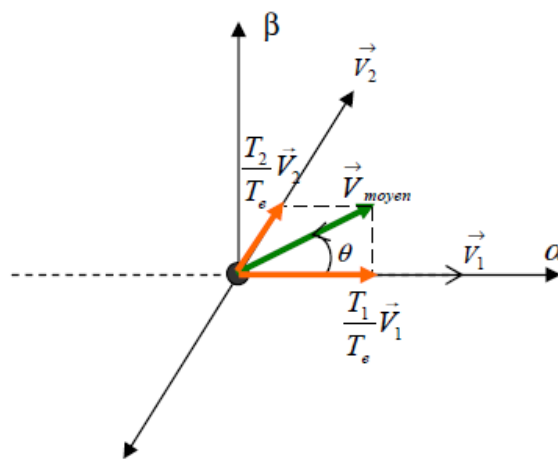


Fig I. 10 : Définition du vecteur moyen.

### I.8.10 Approximation du vecteur tension de contrôle

Le vecteur tension de contrôle  $\vec{V}_{ref}$  est approché, sur la période de modulation  $T_e$ , par la génération d'un vecteur de tension moyen  $\vec{V}_{moy}$  élaboré par application des vecteurs d'état de l'onduleur  $\vec{V}_k$  et  $\vec{V}_{k+1}$  adjacents et des vecteurs nuls  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  (Fig.I.10). Par ailleurs :

$$V_{moyen} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} e^{j\theta} = V_{\alpha n} + V_{\beta n} = \int_0^{T_0/2} \vec{V}_0 dt + \int_{T_0/2}^{T_0/2 + T_k} V_K dt + \int_{T_0/2 + T_k}^{T_0/2 + T_k + T_{k+1}} V_{K+1} dt + \int_{T_0/2 + T_k + T_{k+1}}^{T_e/2} V_7 dt \quad (I.43)$$

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = T_e/2$$

La décomposition de (I.41) sur les deux axes du plan (a , b ) est la suivante :

$$\frac{T_e}{2} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_c \cdot \left[ T_k \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \right] \quad (I.44)$$

$$\frac{T_e}{2} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_c \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_K \\ T_{K+1} \end{bmatrix}$$

La résolution de cette dernière équation aboutit à :

$$\begin{bmatrix} T_K \\ T_{K+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}T_e}{2U} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) & -\cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ -\sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad (I.45)$$

- $T_k$ : Intervalle de temps alloué au vecteur  $\vec{V}_k$  ;
- $T_{k+1}$  : Intervalle de temps alloué au vecteur  $\vec{V}_{k+1}$  ;
- $T_0$  : Temps alloué aux deux vecteurs  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  ;
- $T_e$ : Période d'échantillonnage  $\vec{V}_7$  [YIM 06]

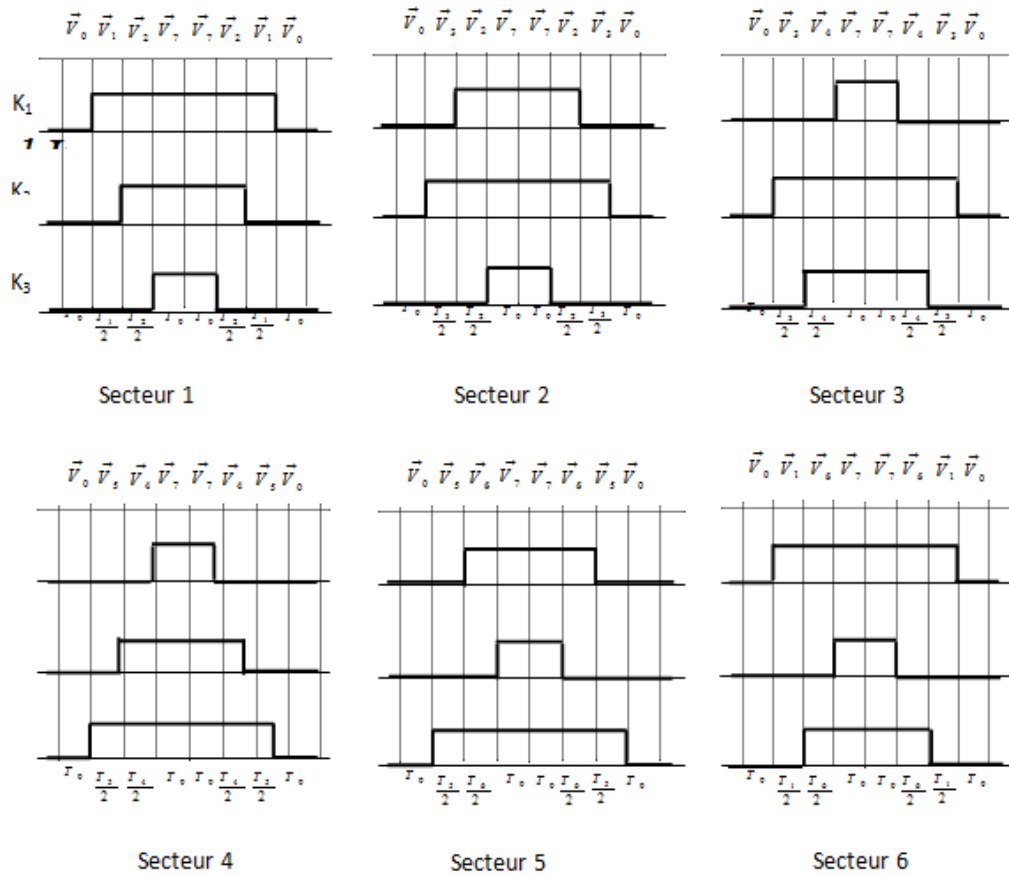


Fig I. 11 : Représentation des séquences de conduction des interrupteurs.

Tableau I. 2 : Représentation des séquences de conduction des interrupteurs.

$T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$	$T_2 = \frac{\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$	$T_3 = \frac{\sqrt{2}V_{S\beta}}{E} T$
$T_2 = \frac{\sqrt{2}V_{S\beta}}{E} T$	$T_3 = \frac{-\sqrt{6}V_{S\alpha} + \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$	$T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$
$T_1 = \frac{T - T_3 - T_4}{4}$	$T_1 = \frac{T - T_1 - T_2}{4}$	$T_1 = \frac{T - T_2 - T_3}{4}$
Secteur1	Secteur 2	Secteur3
$T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_{S\alpha} + \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$	$T_5 = \frac{-\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$	$T_6 = \frac{-\sqrt{2}V_{S\beta}}{E} T$
$T_5 = \frac{-\sqrt{2}V_{S\beta}}{E} T$	$T_6 = \frac{\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$	$T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{S\alpha} + \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$

$T_i = \frac{T - T_4 - T_5}{4}$	$T_i = \frac{T - T_5 - T_6}{4}$	$T_i = \frac{T - T_6 - T_1}{4}$
Secteur4	Secteur5	Secteur6

**I.9 Onduleur Z-source**

**I.9.1 Introduction Onduleur à Z source**

Les convertisseurs DC/AC de types onduleurs à source impédance, sont apparus dans la littérature scientifique dans les années 2000 à travers les travaux du Professeur Fang Zheng Peng publiés dans l'article de congrès paru en 2002. A l'origine de ces convertisseurs apparaît l'onduleur à Z-source représenté en Fig. I.12 dans un système de traction électrique [BTA 14].

Les onduleurs Z-source utilisent un réseau d'impédance pour coupler l'onduleur à la source de tension continue. Ce réseau d'impédance est constitué d'une structure L C hybride croisé ; Il permet à l'onduleur d'amplifier la tension de sortie grâce à une commande spécifique, ce qui le rend équivalent à la mise en cascade d'un hacheur survolteur avec un onduleur classique. la terminologie Z-source (Source d'Impédance) étant liée au remplacement du bus continu classique de l'onduleur par un étage continu L C hybride croisé. Son intérêt est de pouvoir obtenir une tension alternative de sortie d'onduleur plus importante qu'avec un onduleur classique, soit un effet "boost naturel". Cette modification est liée à la possibilité d'introduire des phases de court-circuit des bras de l'onduleur, en superposition avec la commande classique de l'onduleur MLI. La source continue d'entrée ne doit pas être réversible et la commande de l'onduleur est légèrement modifiée [GVL 08].

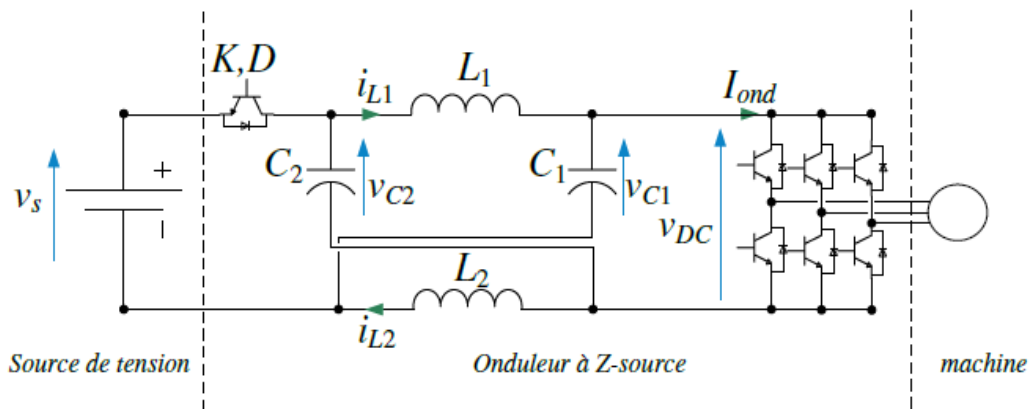


Fig I. 12: Onduleur à Z-source.

**I.9.2 Modélisation et caractéristique statique d'élévation**

Le schéma de la Fig. I.12 sert de référence. Soit u(t) la grandeur de commande logique permettant de repérer l'état de court-circuit ou non de l'onduleur, u(t) = 1 signifie que

l'onduleur est en état de court-circuit, c'est-à-dire que les interrupteurs haut et bas d'un même bras sont fermes simultanément, alors que  $u(t) = 0$  signifie qu'il évolue hors de ces états. On distingue ainsi deux séquences de fonctionnement données selon la valeur de la commande  $u(t)$ .

Une représentation schématique simplifiée du système de la Fig I.12 est adoptée où les six interrupteurs de l'onduleur sont simplement représentés par un unique interrupteur noté T. Le courant en entrée de l'onduleur est représenté par une source de courant notée  $I_{ch}$  [BTA 14].

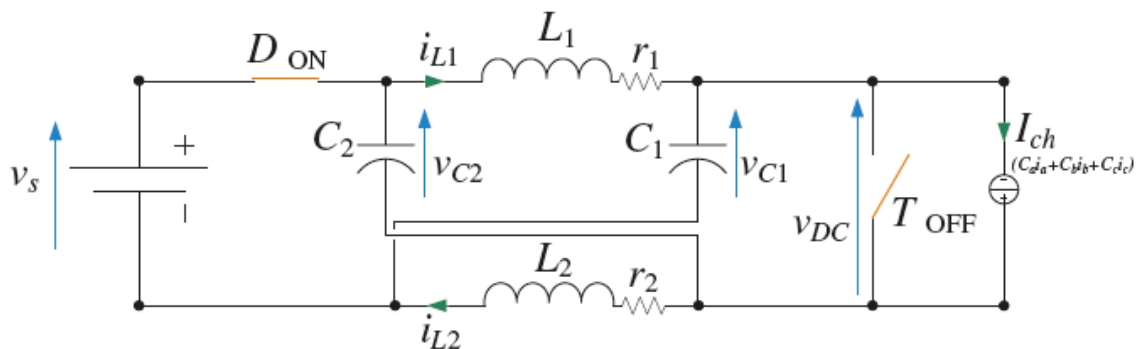


Fig I. 13 : Représentation schématique de l'onduleur à Z-source lors de la séquence hors( court-circuit).

- Séquence hors court-circuit de bras d'onduleur :  $u = 0$

Une représentation schématique est donnée en FigI.13 La première séquence de fonctionnement correspond au cas où l'onduleur évolue de manière classique (avec commandes des interrupteurs haut et bas d'un même bras complémentées). L'expression du courant absorbe est identique à celle des onduleurs de tension classiques et donnée par :

$(I_{cht}) = C_a(t) i_a(t) + C_b(t) i_b(t) + C_c(t) i_c(t)$  ou  $C_a(t)$ ,  $C_b(t)$  et  $C_c(t)$  représentent les commandes des interrupteurs supérieurs de l'onduleur. Les courants  $i_a(t)$ ,  $i_b(t)$  et  $i_c(t)$  sont les courants absorbés par une charge triphasée. Pendant cette séquence, la diode de commutation D devient passante car elle voit une tension positive à ses bornes. Le courant la traversant qui doit être positif mène à la contrainte suivante :  $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) > I_{ch}(t)$  quel que soit l'état des commandes  $C_a$ ,  $C_b$ , ou  $C_c$  [BTA 14].

Les condensateurs se chargent pendant cette séquence. Le système d'état est donné par :



$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = -ri_{L_1}(t) + v_s - v_{C_1}(t) \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = -ri_{L_2}(t) + v_s - v_{C_2}(t) \\ C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = i_{L_1}(t) - I_{ch}(t) \\ C_2 \frac{dv_{C_2}}{dt} = i_{L_2}(t) - I_{ch}(t) \end{cases} \quad (I.45)$$

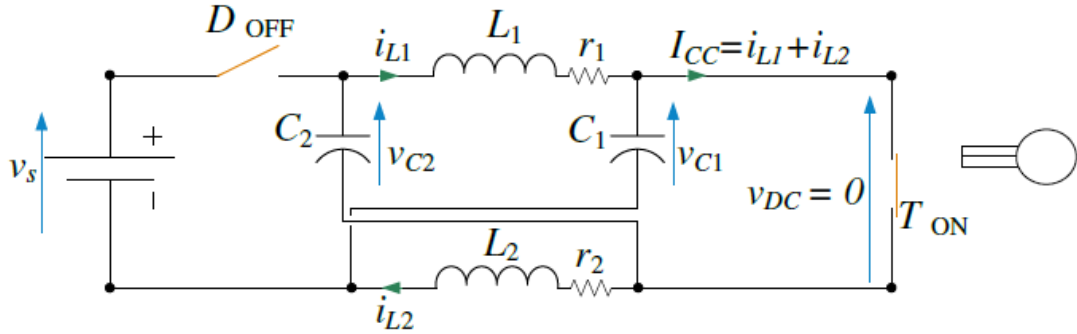


Fig I. 14 : Représentation schématique de l'onduleur à Z-source lors de la séquence de court-circuit.

- Séquence de court-circuit de bras d'onduleur :  $u = 1$

Une illustration de cette séquence est fournie en Fig.I.14 Elle correspond a une séquence de court-circuit pour laquelle un ou plusieurs bras ont leurs interrupteurs haut et bas fermes simultanément. La tension du bus continu  $v_{DC}$  est donc imposée à zéro, ce qui isole la charge (machine). Le courant de court-circuit, note  $I_{CC}(t)$  est égal a la somme des courants traversant les inductances  $L_1$  et  $L_2$ , soit  $I_{CC}(t) = i_{L_1}(t) + i_{L_2}(t)$ . La diode D est bloquée dans cette séquence car la tension  $v_s - (v_{C_1}(t) + v_{C_2}(t))$  est négative, ce qui permet la décharge des condensateurs dans les inductances. Le modèle d'état est donne par [BTA 14] :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = -ri_{L_1}(t) - v_{C_1}(t) \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = -ri_{L_2}(t) - v_{C_2}(t) \\ C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = -i_{L_2}(t) \\ C_2 \frac{dv_{C_2}}{dt} = -i_{L_1}(t) \end{cases} \quad (I.46)$$

#### Système d'état de l'onduleur à Z-source et caractéristique statique d'élévation

A partir des systèmes d'état (I.13) et (I.14) modélisant chaque séquence de fonctionnement, il est possible d'exprimer le système d'état global du convertisseur écrit en

fonction de la variable logique de commande  $u(t)$  puis on remplace  $u(t)$  par la valeur moyenne  $d$  qui représente le rapport cyclique de l'onduleur à Z-source [BTA 14 ,BAA 14] :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = -r_{L_1}(t) + v_{C_1}(t) \cdot d + (v_s - v_{C_1}(t)) \cdot (1 - d) \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = -r_{L_2}(t) + v_{C_2}(t) \cdot d + (v_s - v_{C_2}(t)) \cdot (1 - d) \\ C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = -i_{L_2}(t) \cdot d + (i_{L_1}(t) - I_{ch}(t)) \cdot (1 - d) \\ C_2 \frac{dv_{C_2}}{dt} = -i_{L_1}(t) \cdot d + (i_{L_2}(t) - I_{ch}(t)) \cdot (1 - d) \end{cases} \quad (I.47)$$

Comme cela sera montré dans la section suivante, les états de court-circuit de l'onduleur à Z-source sont insérés de manière à ne pas modifier le comportement de la machine. Ainsi, la machine ne voit que la valeur non nulle de la tension du bus continu  $v_{DC}$ . Cette valeur sera notée de la manière suivante  $\hat{V}_{DC}$  pour insister sur ce fait. En moyennant les deux premières équations de (I.47) (les termes dérivés devenant nuls), la valeur non-nulle de la tension  $v_{DC}$  s'exprime alors par (I.48). Il s'agit de la caractéristique idéale d'élévation de l'onduleur à Z-source avec  $d \in [0, 0.5]$ .

$$\hat{V}_{DC} = \bar{v}_{C_1} + \bar{v}_{C_2} - v_s = \frac{v_s}{1-2d} \quad (I.48)$$

Où  $\bar{v}_{C_i}$  représente la valeur moyenne de la grandeur  $v_{C_i}$  et la notation  $\hat{v}_{DC}$  insiste sur le fait que seule la valeur non-nulle (hors des états de court-circuit) est prise en compte. Ce résultat représente le rapport d'élévation bien connu de l'onduleur à Z-source dont le rapport cyclique  $d$  évolue dans l'intervalle  $[0, 0.5]$ . Il a été établi en négligeant les pertes dans les interrupteurs (diodes et IGBTs de l'onduleur) ainsi que les chutes de tension résistives.

### I.9.3 Simulation et interprétation

la simulation de l'association MSAP- onduleur deux niveau à MLI (sinus-triangle) alimente a une tension continue de 60v, les signaux de la commande des interrupteur de l'onduleur sont obtenu après la comparaison entre le signale de référence a une amplitude et un fréquence ( $V=220v, f=50Hz$ ) avec une porteuse a une amplitude et un fréquence ( $V=320v, f=2250Hz$ ). Au démarrage le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de (38N.m) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle et il est proportionnel au courant , dans ce moment la vitesse augmente .lorsque on applique un couple résistant de 5N.m dans l'intervalle  $[0.2s, 0.3s]$ ; Il est à noter d'après ces résultats, que la vitesse diminue et le couple augmente avec le courant.

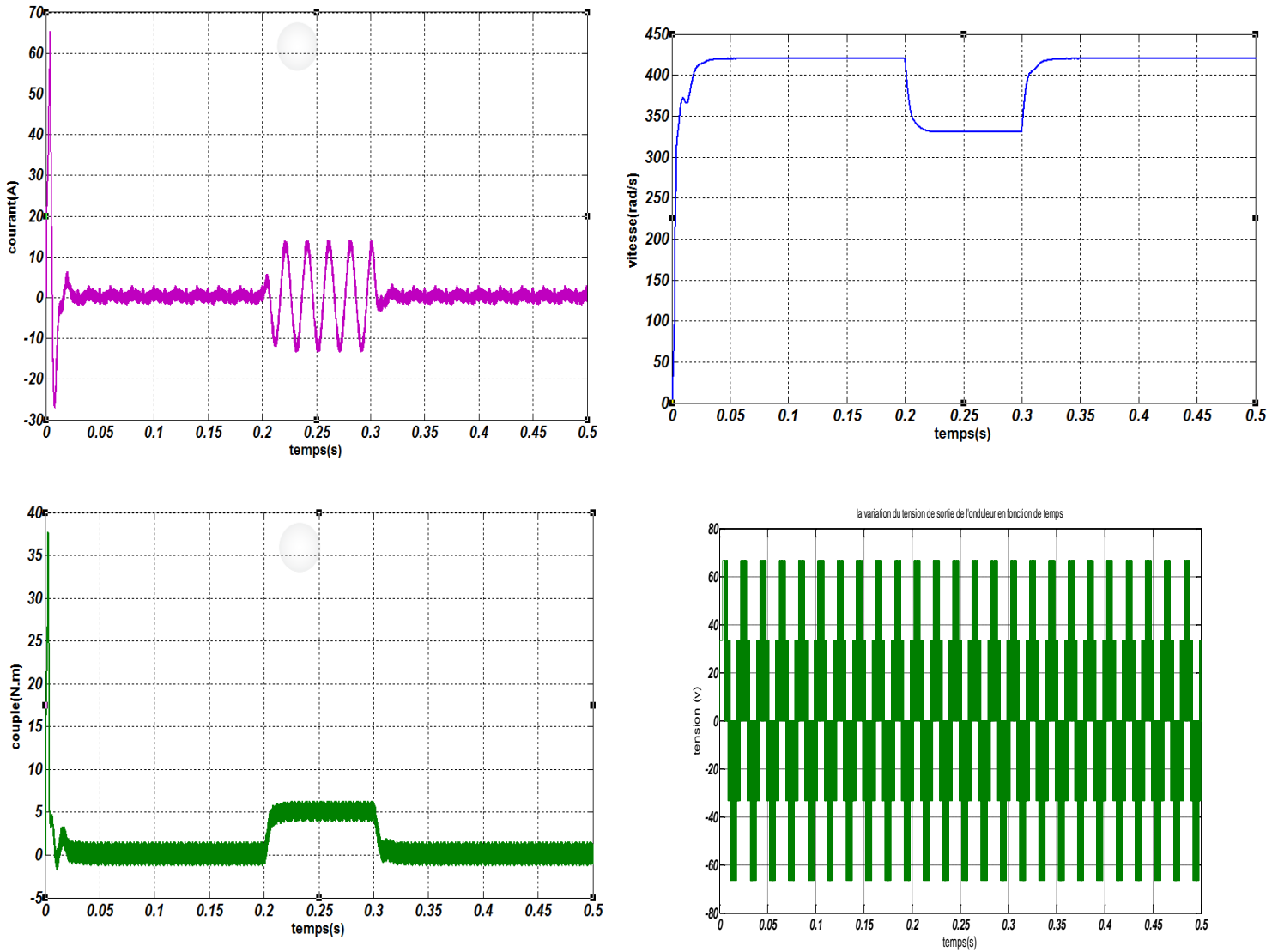


Fig I. 15: simulation de la MLI sinus triangle.

## **I.10 Conclusion**

Nous avons présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ses inconvénients ainsi que sa modélisation en utilisant la transformation de Park. Ensuite, nous avons abordé la modélisation de la partie d'alimentation de l'onduleur à 2 niveaux. Le principe de fonctionnement et la commande de l'onduleur de tension triphasée a été présenté en donnant les principes des deux stratégies de la MLI (MLI classique et MLI vectorielle). Les résultats de simulation sous l'environnement Matlab/Simulink a été prouvé. Dans la dernière partie, nous avons présenté la modélisation de l'onduleur Z-source afin d'avoir des hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande direct de couple DTC.

Un exposé général sur cette méthode sera l'objet du deuxième chapitre.

*Chapitre II :*

*La commande DTC d'une  
MSAP*

## II.1 Introduction

Depuis quarante ans, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction. Ces méthodes appelées "Commandes vectorielles" assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu. Au cours des dernières années, le développement de nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation des structures de commande beaucoup plus évoluée. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de commande directe du couple (DTC). [MOU 14]

Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC/DSC) des machines asynchrones a été proposée par *Depenbrock et Takahashi* dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur une alimentation par Modulation de Largeur d'Impulsions(MLI) et sur un découpage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique. Par opposition aux lois de commande en durée (MLI), ces stratégies de commande directes appartiennent à la catégorie des lois de commande en amplitude et ont été initialement conçus pour un onduleur à deux niveaux ; La tendance actuelle est de remplacer le moteur asynchrone par le moteur synchrone à aimants permanents qui est de coût faible et de rapport couple inertie beaucoup plus important [CCW 00].

La commande DTC est basée sur un choix approprié du vecteur tension imposée par l'onduleur pour développer le couple désiré. [OUL 09]

Elles présentent des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques conventionnelles :

- Une dynamique rapide du couple ;
- Un seul régulateur pour la boucle externe de vitesse ;
- Une robustesse par rapport aux variations paramétriques ;
- Une commande relativement simple à faible ;
- Sans transformation de Park ;
- Sans modulation de largeur d'impulsion (MLI) [KHL 12].

Elle permet en plus un découplage entre le contrôle du flux et du couple. Ainsi, plusieurs travaux de recherches ont été développés pour l'application de cette technique aux machines synchrones. La première application de la DTC à la machine synchrone est apparue dans les années 90.

Dans ce chapitre, nous présentons les principes du contrôle direct du couple, nous analyserons en particulier le couplage et la dynamique du contrôle entre le flux statorique et le couple électromagnétique. Puis, nous développons l'estimation des deux grandeurs de contrôle qui sont le flux et le couple. Ensuite, nous élaborons le modèle des contrôleurs à hystérésis impliqués dans la structure générale de la commande.

A la fin du chapitre, nous donnons les résultats de simulation qui mettent en évidence les performances de cette commande directe du couple (*DTC*).

## II.2 Principes généraux de la DTC d'une MASP

Le contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimants permanents est basé sur la détermination de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système à savoir ici l'amplitude du flux stator et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de L'onduleur [ANA 10, AMU 05].

## II.3 Principe dynamique du contrôle de couple

### II.3.1 Présentation vectorielle de la machine et du convertisseur statique

Le vecteur tension  $V_s$  appliqué à la machine est délivré par un onduleur de tension triphasée dont les interrupteurs sont supposés parfaits est représenté par trois états logiques.  $S_a, S_b, S_c$  des interrupteurs, tel que :

$S_j = 1$  : Interrupteur haut fermé et Interrupteur haut ouvert ;

$S_j = 0$  : Interrupteur haut ouvert et Interrupteur haut fermé.

Avec :  $j=a, b, c$ .

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

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot (S_a + a \cdot S_b + a^2 \cdot S_c) \quad (\text{II.1})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \cdot e^{j \frac{(K-1)\pi}{3}} \quad \text{pour: } K = 1, 2 \dots 6 \\ 0 \quad \text{pour: } K = 0 \end{array} \right. \quad (\text{II.2})$$

Le vecteur tension  $\bar{V}_s$  ne peut avoir que huit positions fixes correspondantes aux configurations des interrupteurs. La figure II.1 montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs tensions non nuls qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Comme on peut le voir, les combinaisons (Sa, Sb, Sc)= (0, 0, 0) et (1,1,1) correspondent aux vecteurs nuls. [OUL 09]

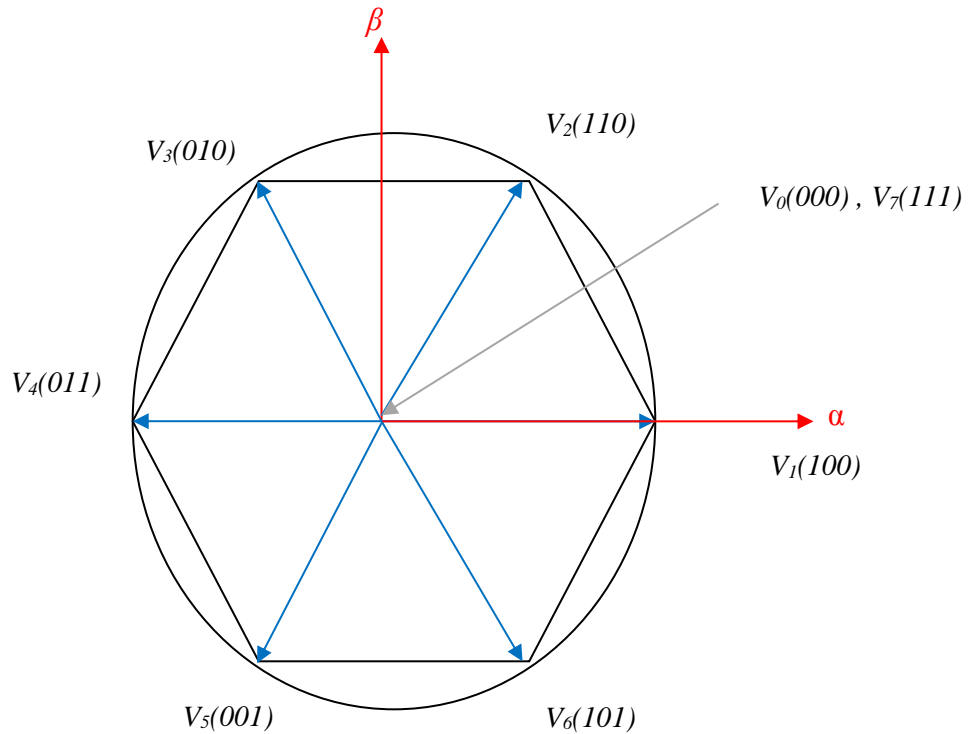


Fig II. 1 : Représentation vectorielle des tensions.

### II.3.2 Contrôle du vecteur flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel de Concordia est décrite par : [MMR 14]

$$\bar{\phi}_s(t) = \int (\bar{V}_s - R_s \cdot \bar{I}_s) dt \quad (\text{II. 3})$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance statorique par rapport la tension  $V_s$  on trouve :

$$\bar{\phi}_s(t) \approx \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{II.4})$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur tension appliqué à la machine reste constant, donc :

$$\bar{\phi}_s(K + 1) \approx \phi_s(K) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.5})$$



$$\text{Où:} \quad \Delta\varphi_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.6})$$

Cette relation montre que si la période d'échantillonnage est fixe,  $\Delta\varphi_s$  est proportionnelle au vecteur tension appliqué au moteur. Dans le cas de la MSAP, le flux statorique change même si on applique une tension nulle lorsque les aimants tournent avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs nuls ne sont pas utilisés dans le contrôle du flux. On constate que sur l'intervalle de temps  $[0, T_e]$ , l'extrémité du vecteur  $\varphi_s$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par  $\bar{V}_s$ . La figure II.2 décrit ce principe, lorsque l'on sélectionne par exemple une tension  $\bar{V}_s = V_3$ .

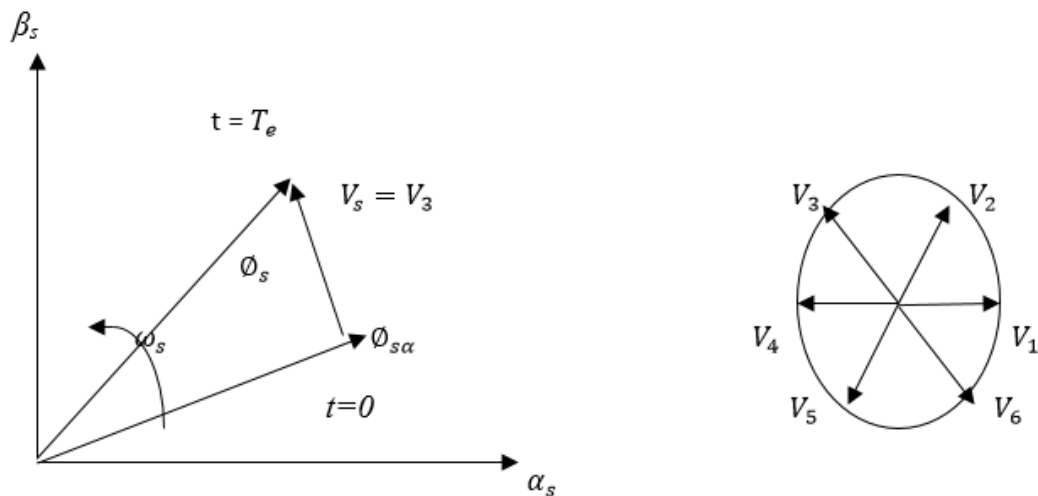


Fig II. 2 : L'évolution de l'extrémité de flux statorique.

Si la période de contrôle est assez petite, en choisissant une séquence appropriée des vecteurs tensions de l'onduleur, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module du flux pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si période de contrôle et par conséquent celle de la MLI est très faible devant la période de rotation du flux. En plus, la composante du flux appliquée doit être minimum et celle de la composante du couple doit être maximale. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante [ADR 03].

### II.3.3 Contrôle du couple

Pour la MSAP, le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs du flux statorique et rotorique selon l'expression suivante

$$C_{em} = \frac{3}{2} \frac{p}{L_s} \varphi_s \varphi_r \cdot \sin \gamma \quad (\text{II.7})$$

Où  $\gamma$  l'angle entre le vecteur flux statorique et rotorique.

Si nous appliquons un vecteur tension adéquat pendant une période d'échantillonnage  $T$ , et nous considérons le flux statorique constant, la variation du couple s'exprime par la relation suivante :

$$\Delta C_{em} = \frac{3}{2} \frac{p}{L_s} \phi_s \phi_r \cdot \sin(\Delta\gamma) \quad (\text{II.8})$$

Où  $\Delta\gamma = \Delta\omega_s T$

Cette relation montre que la variation du couple est proportionnelle à la variation de l'angle. D'autre part, le flux statorique doit être contrôlé de manière à maintenir son amplitude constante alors que sa vitesse de rotation doit être commandée d'une façon très rapide pour obtenir un changement maximal du couple. La figure II.3 présente l'évolution du couple

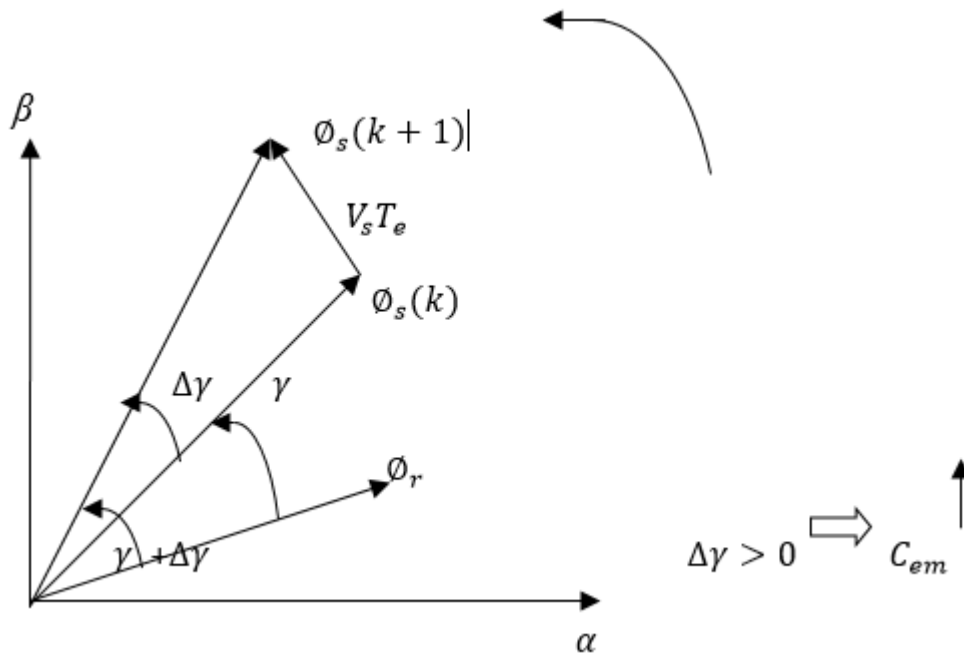


Fig II. 3 : Evolution du couple en fonction du vecteur de tension.

### II.3.4 Sélection de vecteur tension

Le choix de vecteur de tension statorique  $\overline{V_s}$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\overline{\phi_s}$  et du sens de rotation de  $\overline{\phi_s}$  et également de l'évolution souhaitée pour le couple [MMS 07]. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de  $\phi_s$  dans le référentiel lié au stator en le décomposant en six zones  $i$ , avec  $i = [1, 6]$  fig II.4.

Lorsque le vecteur flux  $\overline{\phi}_s$  se trouve dans une zone numérotée '  $i$  ', le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs de tension adéquats. Il s'agit des vecteurs  $V_{i+1}, V_{i-1}, V_{i+2}, V_{i-2}$  représentés sur la fig II.4. Sur toute la Zone '  $i$  ', parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension  $\overline{V}_s$  sélectionné reste le même

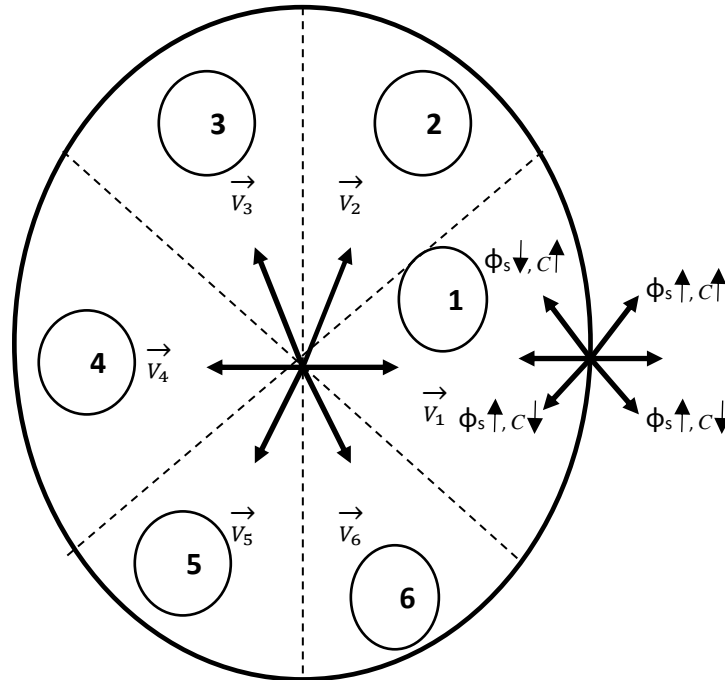


Fig II. 4: Sélection du vecteur tension selon la zone  $N=1$ .

- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\overline{\phi}_s$  croît et  $C_e$  croît ;
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\overline{\phi}_s$  croît et  $C_e$  décroît ;
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\overline{\phi}_s$  décroît et  $C_e$  croît ;
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\overline{\phi}_s$  décroît et  $C_e$  décroît ;

Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnés, alors la relation du flux  $\overline{\phi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux  $\overline{\phi}_s$  reste inchangée.

#### II.4 Structure de la commande DTC pour la MSAP

Le schéma bloc de la commande DTC de la machine synchrone à aimants permanents est représenté par la fig II.5. Il est composé par deux boucles de régulation et de plusieurs blocs notamment le bloc de la machine et son alimentation, le bloc de l'estimateur de flux, de couple, les comparateurs à hystérésis, la table de sélection du vecteur tension et le bloc de choix du secteur.

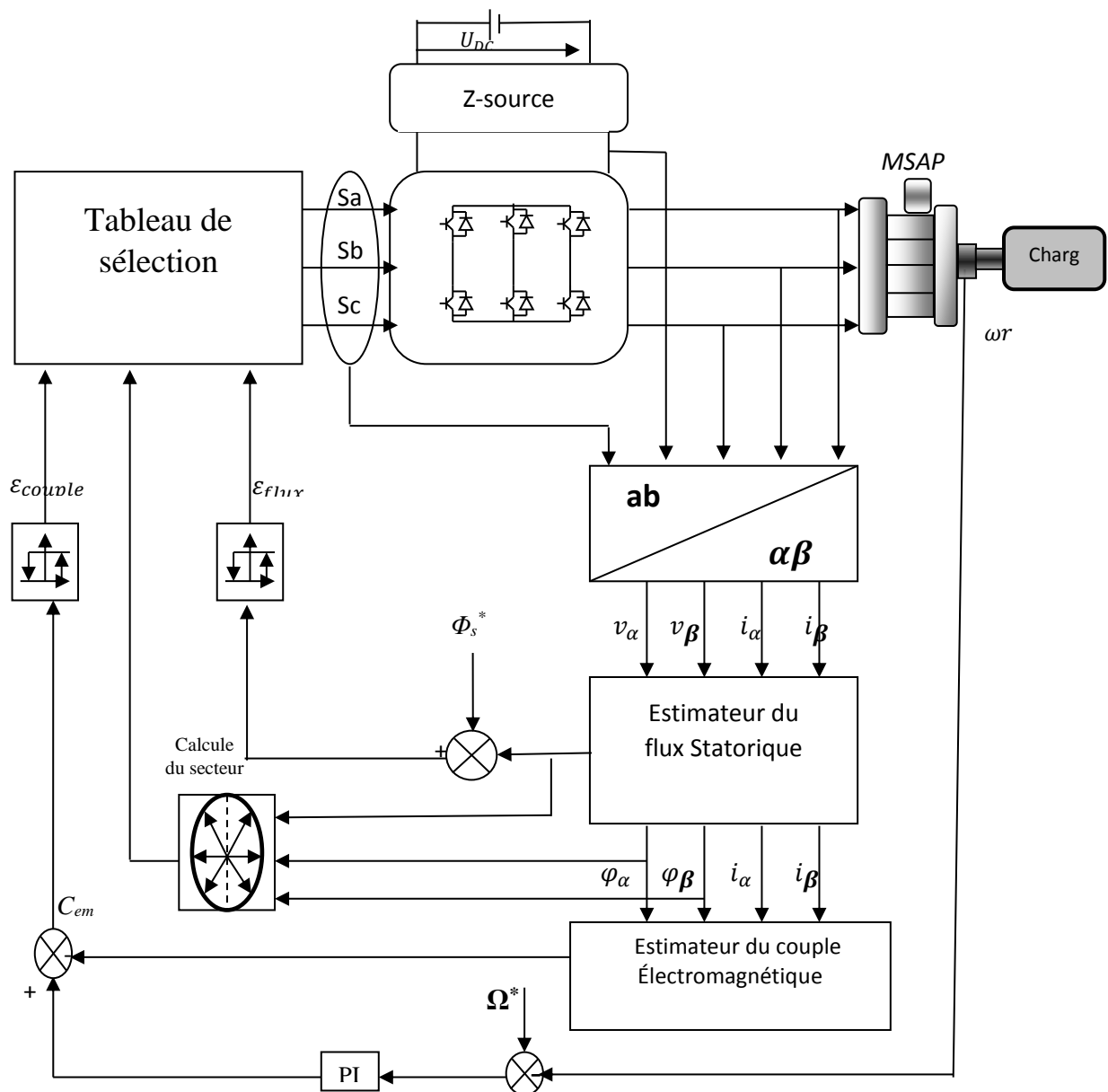


Fig II. 5: Schéma synoptique de la commande directe du couple de la MSAP.

### II.4.1 Estimation du flux statorique

La commande DTC nécessite une étape pour l'estimation du flux et du couple. Ainsi, l'amplitude du flux statorique est estimée à partir des composantes du flux suivant les axes  $(\alpha, \beta)$ , soit :

$$\overline{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \tag{II.9}$$

Avec :

$$\phi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - RI_{s\alpha})dt + \phi_{s\alpha}(0) \quad (\text{II.10})$$

$$\phi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - RI_{s\beta})dt + \phi_{s\beta}(0) \quad (\text{II.11})$$

Le module du flux s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.12})$$

Les composantes des courants  $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$  sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés  $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$  :

$$\begin{cases} \bar{I}_s = I_{s\alpha} + j \cdot I_{s\beta} \\ I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_a \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Nous reconstruisons les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur et les états des interrupteurs ( $S_a, S_b, S_c$ ) en appliquant la transformation de Concordia :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = V_{s\alpha} + j \cdot V_{s\beta} \\ V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left( V_a - \frac{1}{2}(V_b - V_c) \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \left( S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (V_b - V_c) = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

#### II.4.2 Elaboration du correcteur de flux

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone ' $i$ ', les vecteurs tensions  $V_{i+1}$  ou  $V_{i-1}$  sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux et les vecteurs tensions  $V_{i+2}$  ou  $V_{i-2}$  sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux. Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et ne dépend pas de l'amplitude de l'erreur [Nou 07, Mil 06]. Ainsi, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande étudiée. En effet, avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux  $\phi_s$  dans une couronne circulaire, comme le montre la fig II.6.

Le signal de sortie peut prendre deux valeurs (0,1) selon le signe de l'erreur :

- 1 : lorsque l'erreur de flux est positive ;
- 0 : lorsque l'erreur de flux est négative.

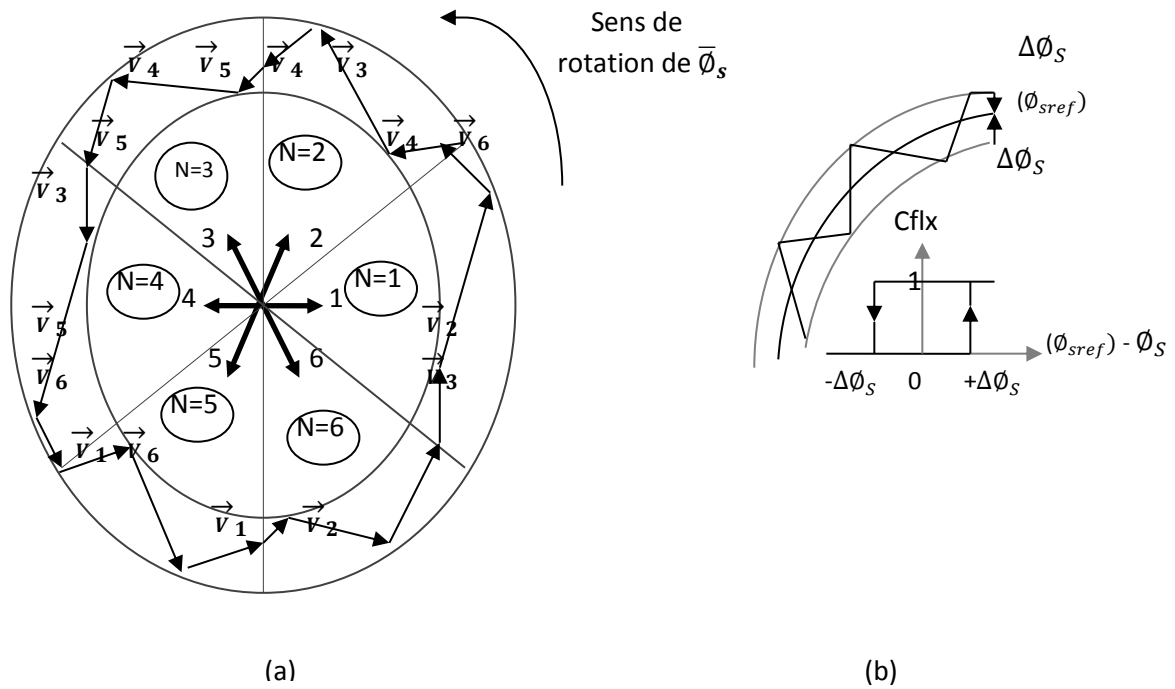


Fig II. 6: (a) : Sélection des tensions  $\bar{V}_s$  correspondant au contrôle de l'amplitude  $\bar{\phi}_s$ , (b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

### II.4.3 Estimation du couple

Ainsi, nous pouvons directement déterminer la valeur du couple, une fois les deux composantes du flux sont obtenues. La formule suivante donne l'expression désirée [BAM 14] :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (II.15)$$

Nous pouvons remarquer que l'exactitude de l'expression du couple dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants [OUL 09].

### II.4.4 Elaboration du correcteur du couple

Pour contrôler le couple, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés selon la commande :

- Un comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du moteur dans un seul sens de rotation ;

- Un comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation.

La figure II.7 illustre l'évolution du couple électromagnétique par rapport au signe du couple de référence  $C_{ref}$ .

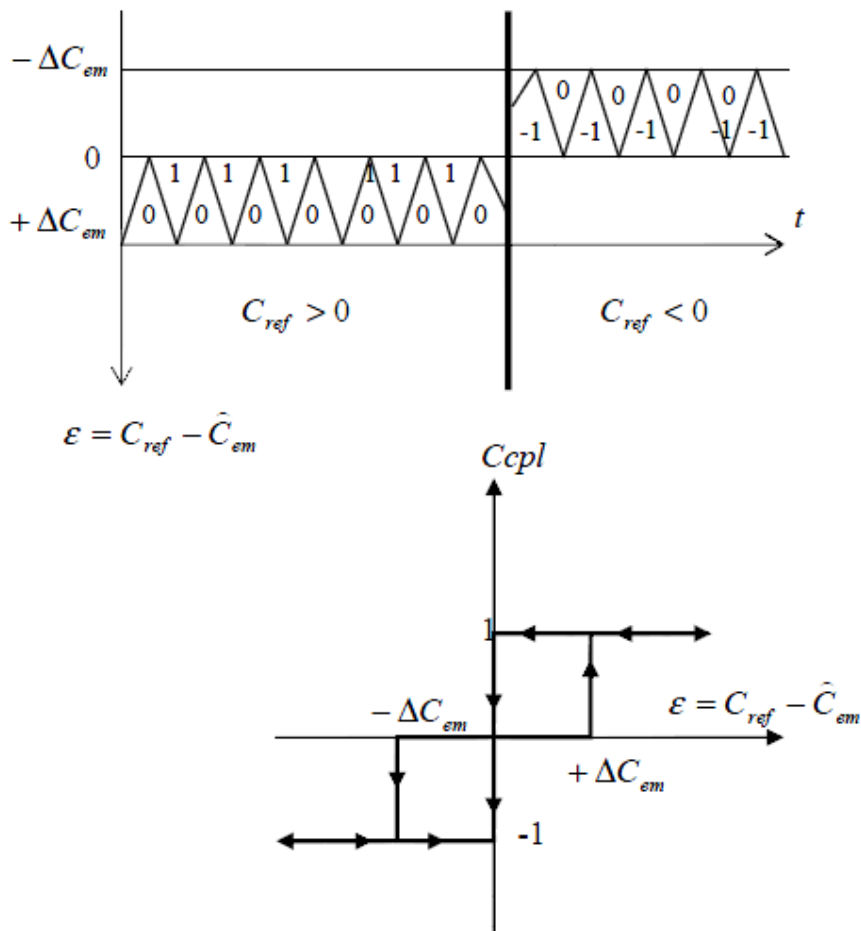


Fig II. 7 : Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis à 3 niveaux.

Le correcteur à hystérésis à trois niveaux autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique. En effet, pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls, on peut appliquer les vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i-2}$ , si l'on choisit le sens trigonométrique comme sens de rotation du moteur. Dans ce cas, le vecteur flux rotorique des aimants  $\phi_f$  rattrape le flux  $\phi_s$  lorsque ce dernier est à l'arrêt ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur. Le comparateur à hystérésis à trois niveaux permet la possibilité de fonctionner dans les 4 quadrants sans intervention sur la structure de commande du moteur. De plus, il permet à l'un des bras de l'onduleur de commuter beaucoup moins souvent que les deux autres, sur une

zone de déplacement du flux  $\phi_s$ . L'onduleur peut donc avoir, en cours de fonctionnement, des phases de mise en vielle des interrupteurs d'un bras du convertisseur.

#### II.4.5 Estimation de la position du vecteur flux

Le choix du vecteur tension convenable à appliquer à la machine repose sur la connaissance de la position du flux statorique dans l'un des six secteurs du plan  $(\alpha, \beta)$ . La détermination de cette position est basée sur le calcul de l'arc tangent du flux comme le montre l'équation suivante :

$$\theta = \arctg\left(\frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}\right) \quad (\text{II.16})$$

Pour définir ce secteur, on détermine, le quadrant dans lequel se trouve le vecteur du flux statorique en fonction des signes de  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$ , puis on localise le secteur  $N$  d'appartenance en comparant  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  avec les valeurs maximales. Le tableau II.1 définit la détermination des quatre quadrants en fonction des signes des composantes  $(\alpha, \beta)$  du flux statorique :

**Tableau II. 1 :** Position du vecteur du flux dans les quatre quadrants.

Quadrant	signe de $\phi_{s\alpha}$	signe de $\phi_{s\beta}$
1	+	+
2	-	+
3	-	-
4	+	-

La position de  $\overline{\phi_s}$ , dans l'intervalle  $[0, 2\pi]$ , est donné par le tableau II.2. Le numéro du secteur position du flux statorique peut ainsi être obtenu à partir de la fig II.4.



**Tableau II. 2:** position du flux statorique [MIL 06].

		$\Phi_s$
$\Phi_{s\alpha} > 0$	$\Phi_{s\beta} > 0$	$\arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) + \pi$
	$\Phi_{s\beta} < 0$	$\arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) + 2\pi$
$\Phi_{s\alpha} < 0$		$\arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) + 2\pi$
$\Phi_{s\alpha} = 0$	$\Phi_{s\beta} \geq 0$	$\pi/2$
	$\Phi_{s\beta} < 0$	$3\pi/2$

### II.5 Elaboration des tables de commutation

Nous élaborons les tables de commande en fonction des sorties du contrôleur à hystérésis du flux ( $C_{Flx}$ ), du contrôleur à hystérésis du couple ( $C_{cpl}$ ) et de la zone ( $N$ ) de position du vecteur flux statorique. Le tableau II.3 proposé par *Rahman et al* sert pour le contrôle direct du couple de MSAP dans un seul sens de rotation.

**Tableau II. 3 :** Table de sélection de *Rahman et al*.

Couple	Flux	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{cpl}=1$	$C_{Flx}=1$	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>
	$C_{Flx}=0$	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>
$C_{cpl}=0$	$C_{Flx}=1$	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>
	$C_{Flx}=0$	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>

Pour un comparateur à hystérésis à trois niveaux du couple, on peut avoir la table suivante proposée par *Takahashi* :

**Tableau II. 4 :** Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à 3 niveaux.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Contrôleur
$C_{Flx}=0$	$C_{cpt}=1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	Deux niveaux
	$C_{cpt}=0$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	
	$C_{cpt}=-1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	Trois niveaux
$C_{Flx}=1$	$C_{cpt}=1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	Deux niveaux
	$C_{cpt}=0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	
	$C_{cpt}=-1$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	Trois niveaux

Lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis, on fait appel aux vecteurs Nuls ( $V_0$ ,  $V_7$ ) [AMU 05, MMS 07].

## II.6 Simulation et interprétation de la commande direct de couple DTC

La partie suivante montre les différentes simulations de la machine synchrone à aimant permanent MSP commandé par le control direct du couple DTC alimenté par un onduleur Z source.

➤ Simulation DTC avec Z-source

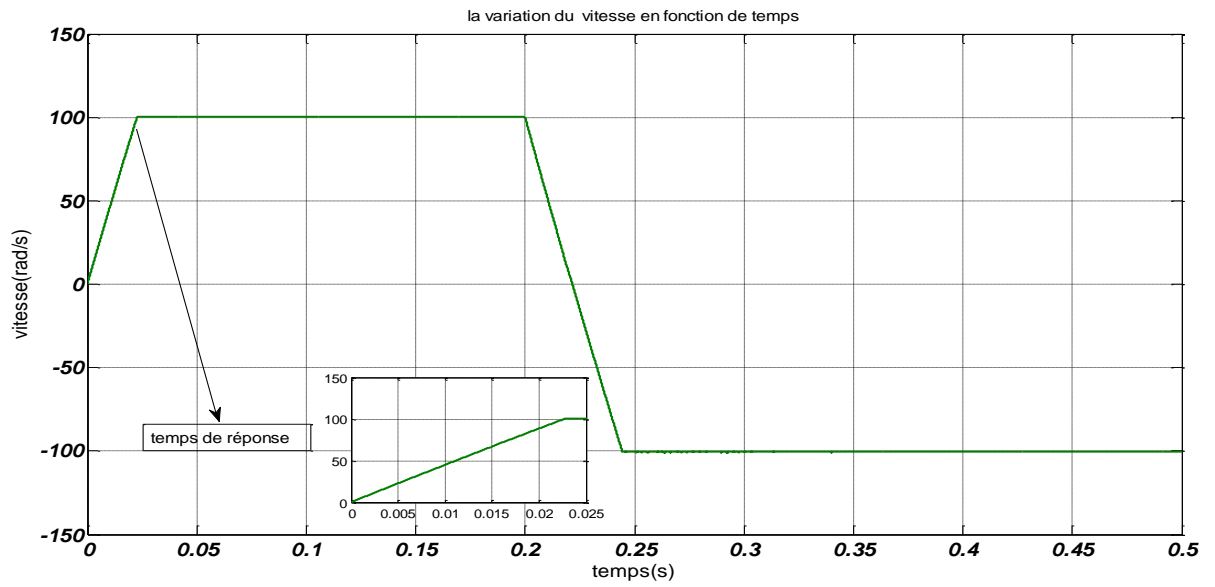


Fig II. 8: la variation de vitesse  $v$  en fonction du temps  $t$ .

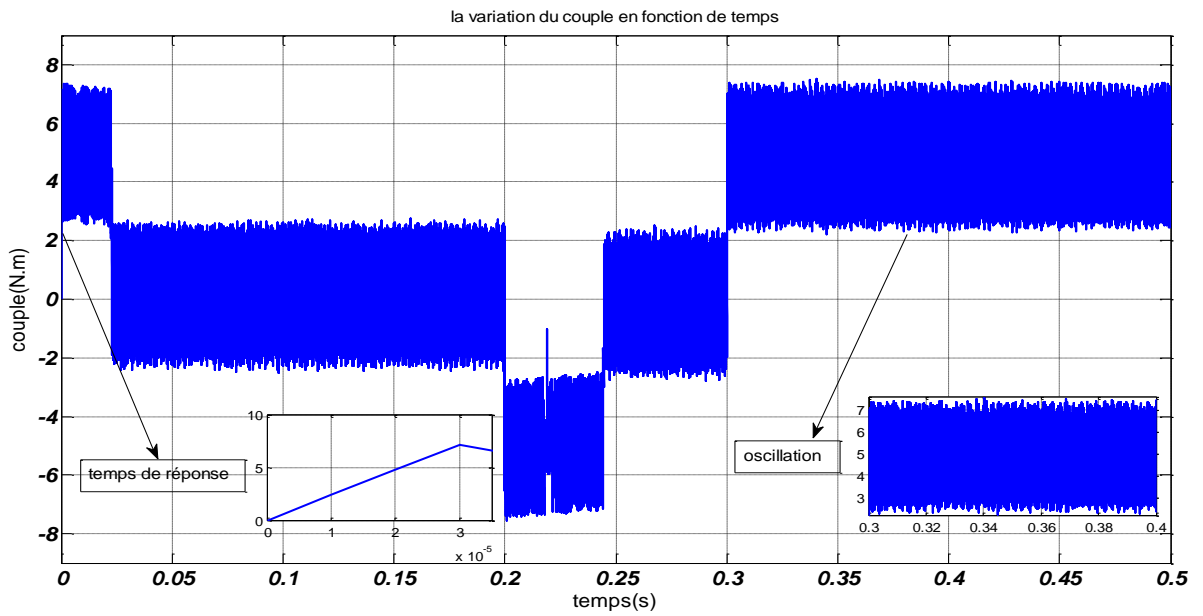


Fig II. 9: la variation du couple  $C$  en fonction du temps  $t$ .

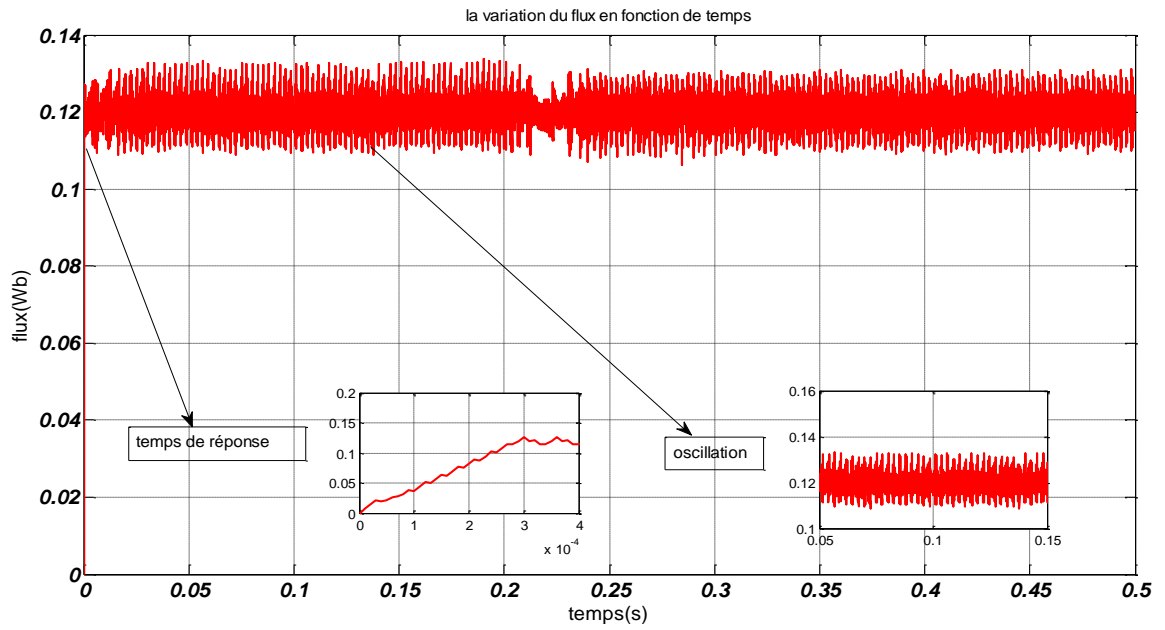


Fig II. 9 : la variation du flux en fonction du temps  $t$ .

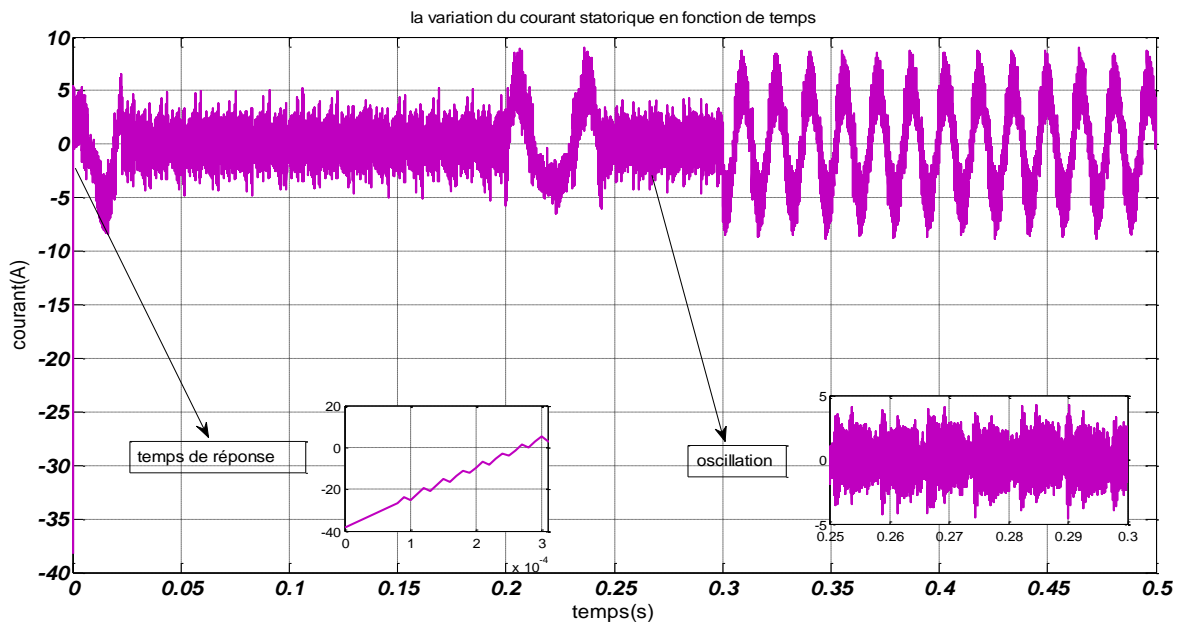


Fig II. 10 : la variation du courant  $I$  en fonction du temps  $t$ .

➤ Simulation DTC sans Z-source

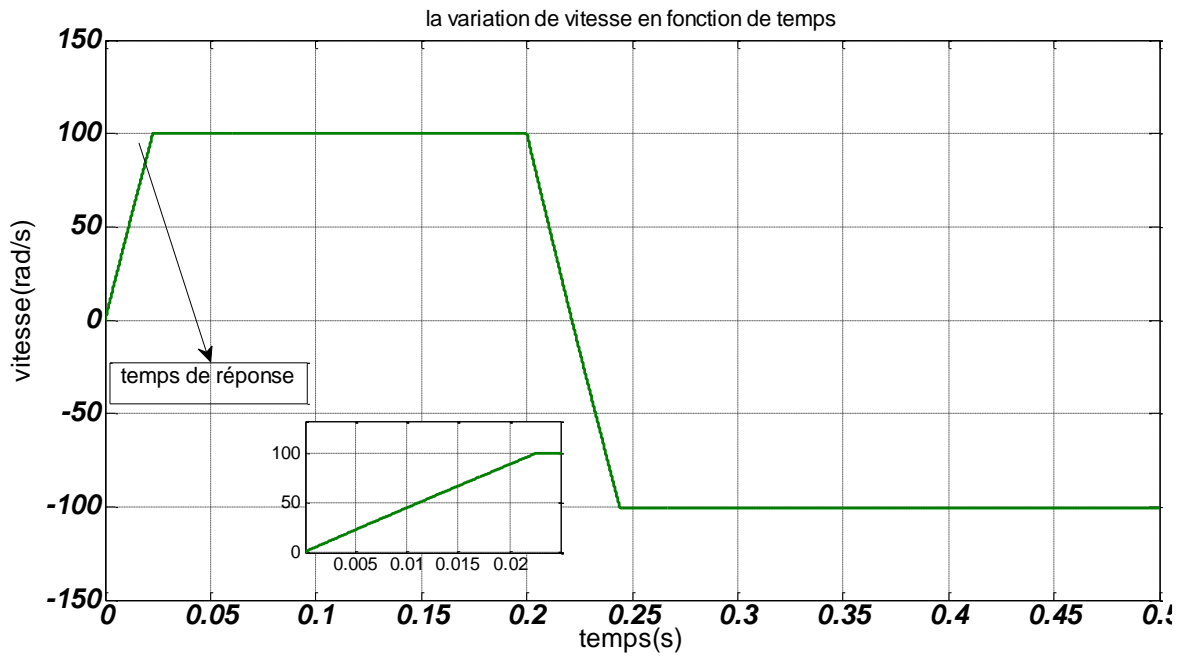


Fig II. 12: la variation de vitesse  $v$  en fonction du temps  $t$ .

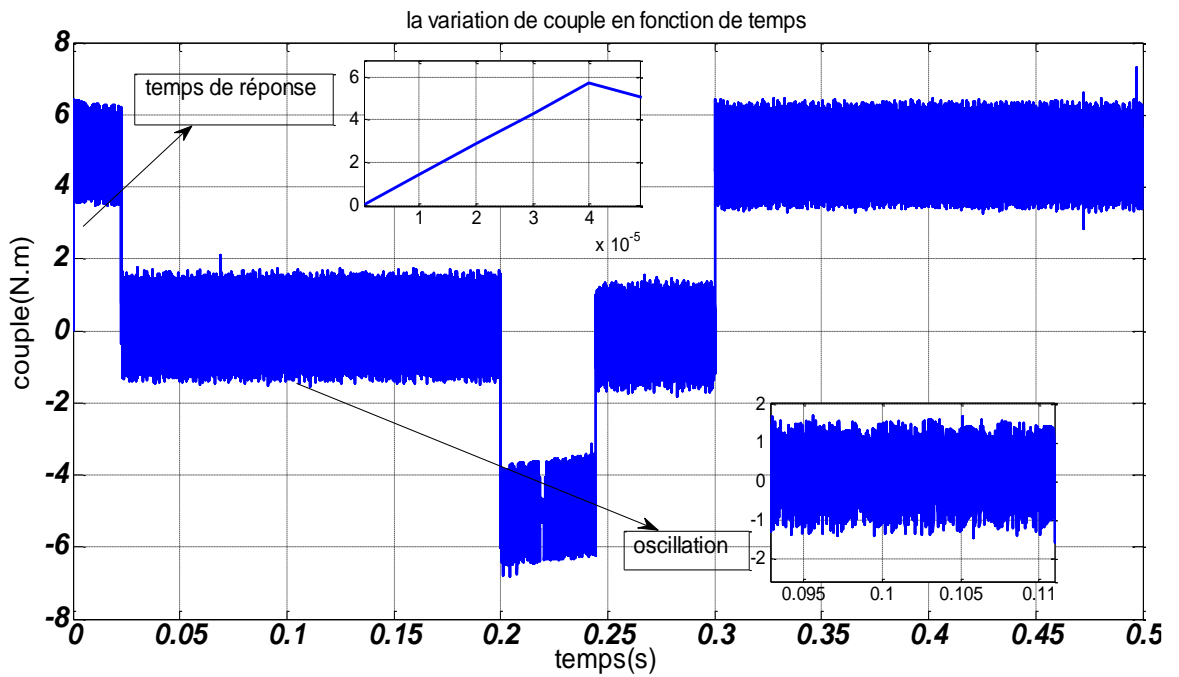


Fig II. 13: la variation du couple  $C$  en fonction du temps  $t$ .

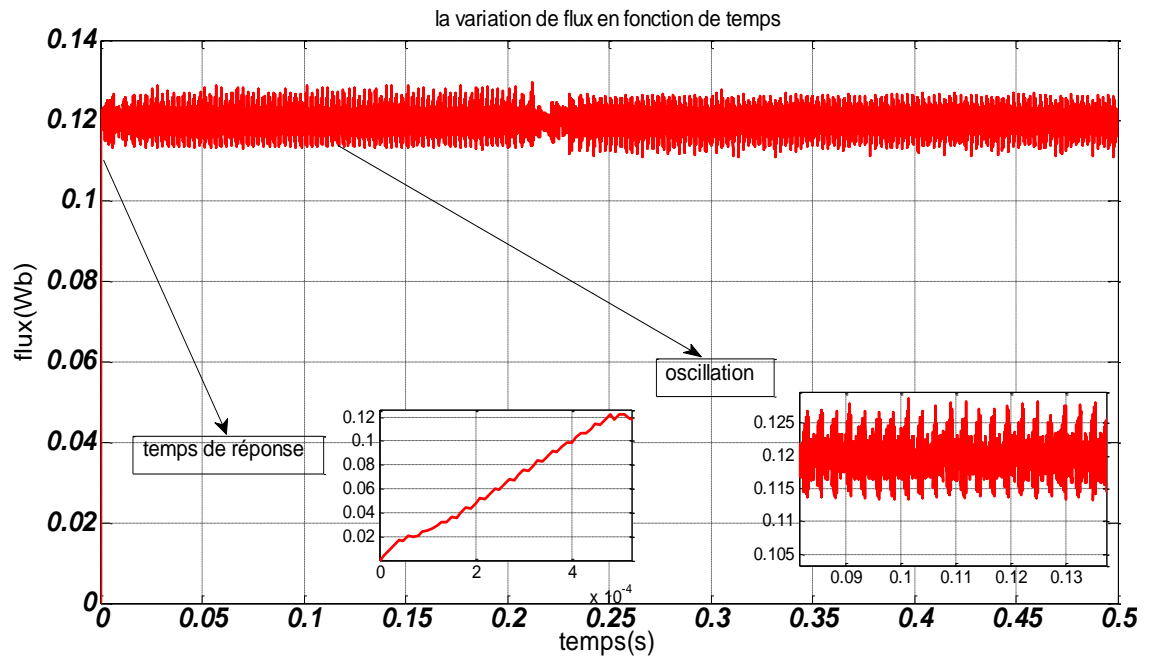


Fig II. 11 : la variation du flux en fonction du temps  $t$ .

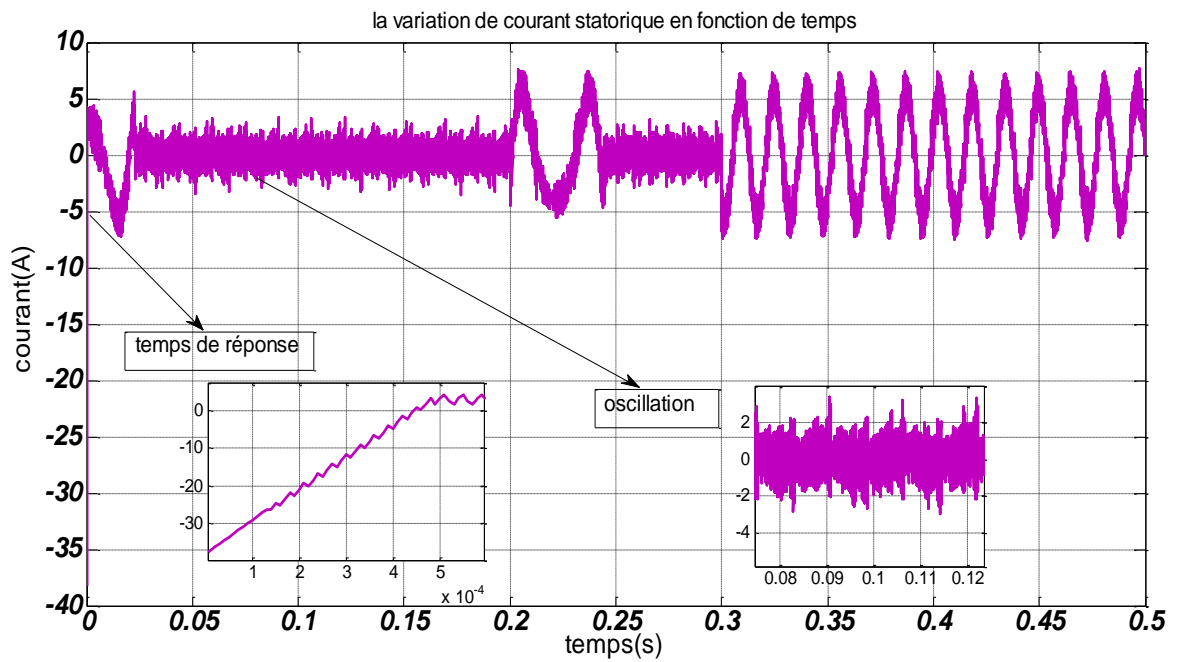


Fig II. 12 : la variation du courant  $I$  en fonction du temps  $t$ .

Les figures ci-dessus illustrent des ondulations faibles du couple et du flux dans le cas d'une alimentation sans Z-source. Les dépassements des bandes d'hystérésis sont tout à fait logiques suite au fonctionnement propre des comparateurs. Les réponses du couple électromagnétique et du flux lors d'un changement des consignes nominales du couple et du flux sont très rapides notamment dans une alimentation avec Z-source. La dynamique de vitesse est très rapide sans dépassement. On peut également observer lorsqu'on applique la charge que le courant de ligne devient presque sinusoïdal ;

Le tableau suivant résume la comparaison entre DTC avec Z-source et sans Z-source :

**Tableau.II.5** La comparaison entre DTC Z-source et sans Z-source

	Avec Z-source		Sans Z-source	
	Temps de réponse(S)	de oscillation	Temps de réponse(S)	Oscillation
La vitesse(rad/s)	0.024		0.023	
Le couple (N.m)	3e-5	4	4e-5	2.5
Le flux(Wb)	3e-4	0.03	5e-4	0.112
Le courant(A)	3e-4	8	5e-4	5

## II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande directe de couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents. Puis, nous avons abordé une structure de commande par *DTC* classique appliqué à un modèle d'une MSAP alimenté par onduleur Z-source, en absence et en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur *PI*. Nous pouvons conclure que la *DTC avec Z-source* présente un bon temps de réponse, une minimisation d'ondulation dans le flux Par contre dans le couple une augmentation, cette stratégie présente l'inconvénient majeur de l'absence de maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur. Une amélioration sur cette méthode sera l'objet du troisième chapitre.

*Chapitre III :*

*La commande DTC-SVM  
d'une MSAP*



### III.1 Introduction

Dans cette partie on présente une méthode modifiée du contrôle direct du couple pour la MSAP. Cette commande diffère de la commande DTC classique par l'utilisation d'une modulation vectorielle (en anglais Space Vector Modulation *SVM*) qui assure ainsi un fonctionnement à fréquence de modulation constante pour le convertisseur. Le couple et flux sont régulés par deux régulateurs type *PI* classique ou les tables de vérité et les correcteurs à hystérésis ont été éliminés.

Cette commande DTC-SVM possède les avantages du contrôle vectoriel et du DTC classique et permet de surpasser le problème des entractes du couple et de flux. Les régulateurs proportionnel-intégral et la technique de modulation vectorielle sont employés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations de couple et de flux.

### III.2 Principe de la commande du MSAP par la DTC-SVM

La stratégie de la commande *DTC-SVM* fait appel à une *MLI* vectorielle à fréquence de commutation imposée et constante. Cette *DTC* à fréquence fixe ne possède plus de correcteurs à hystérésis, cela relâche considérablement les contraintes du temps de calcul. En outre, cette méthodologie repose sur un calcul explicite de la commande pour satisfaire à l'objectif de couple, ainsi les oscillations de celui-ci sont considérablement réduites.

Il s'agit d'une stratégie de génération d'une tension de référence statorique qu'il faudrait appliquer au *MSAP* et qui sera introduite dans un bloc de *MLI* vectorielle [AMU 12].

#### III.2.1 Structure de la DTC-SVM

Cette méthode proposée conserve l'idée de base de la DTC classique. Pour la technique d'orientation du flux rotorique est utilisée. Ainsi, les tensions de commande peuvent être générées par des régulateurs de type *PI* et imposées par la technique *MLI* vectorielle (*SVM*) [MOU 14]. Le schéma bloc de la structure de contrôle est illustré par la Fig III.1.

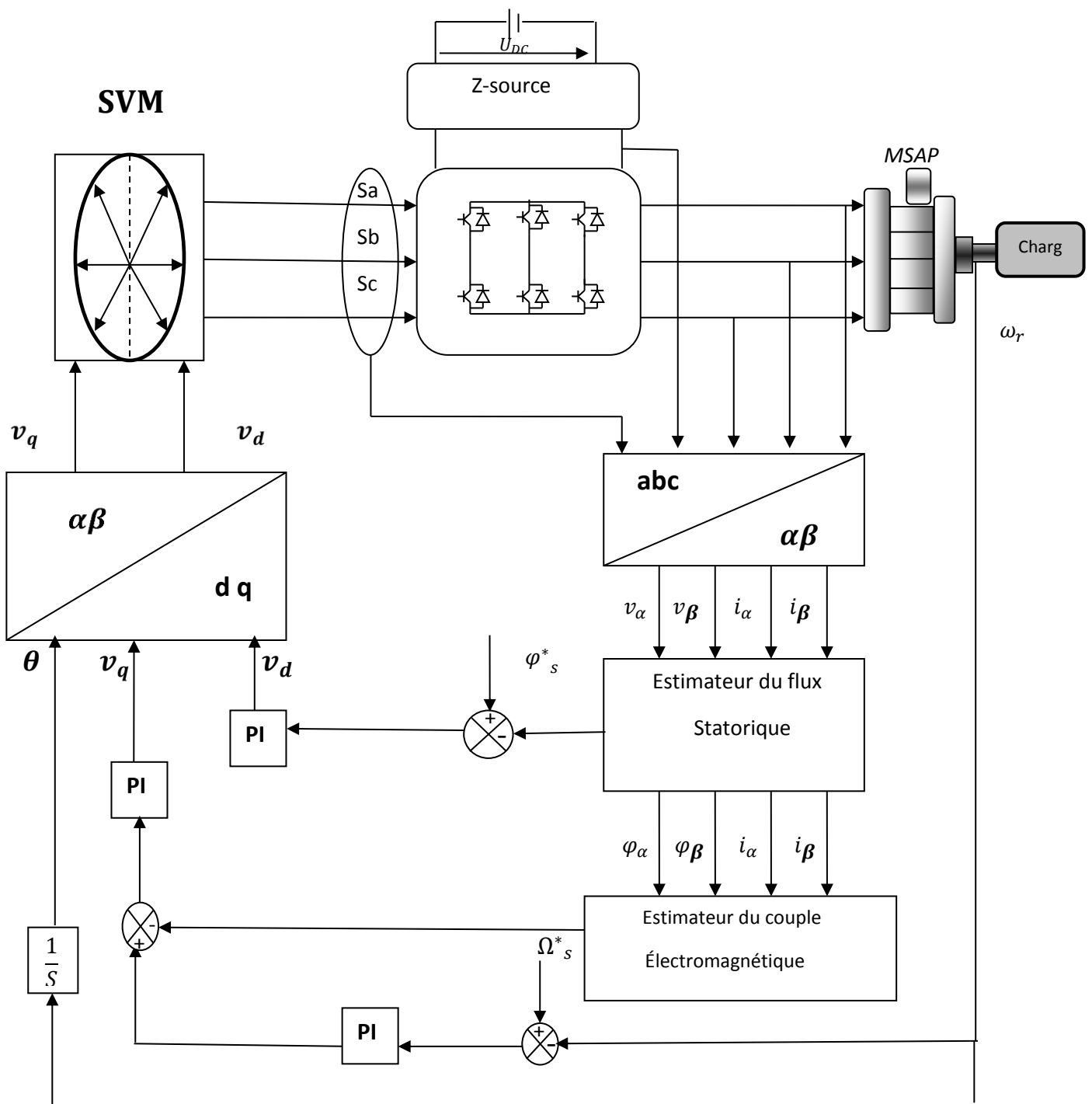


Fig III. 1 : Schéma de la structure générale de la commande SVM-DTC.

### III.2.1. Contrôle de flux rotorique

Dans le cas de l'orientation selon le flux rotorique dans le référentiel (d, q) Fig III.2, c'est à dire que l'axe  $d$  soit confondu avec la direction du vecteur flux rotorique  $\Phi_r$ . La composante d'axe  $d$  du courant rotorique  $i_{rd}$  est alors directement proportionnelle à l'amplitude du flux rotorique. En régulant et en maintenant constante l'amplitude de la

composante du courant rotorique  $i_{rd}$ , nous obtenons ainsi le découplage entre la commande du couple et celle du flux de la machine asynchrone à double alimentation [MOU 14].

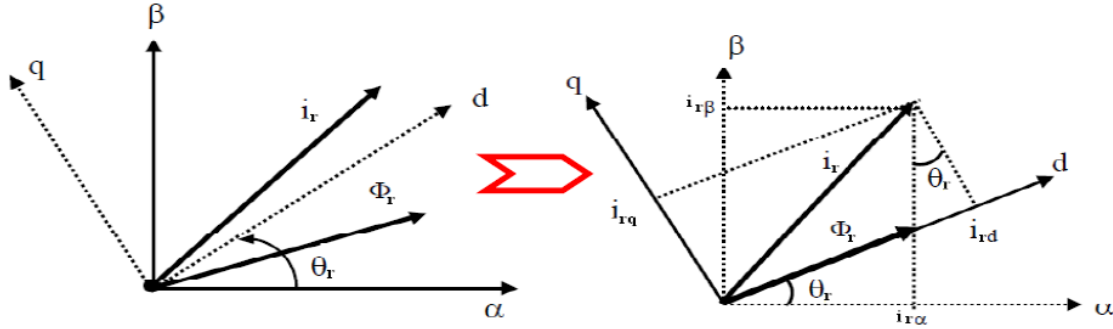


Fig III. 2: Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation de flux rotorique.

A partir du modèle de la MSAP développé dans le chapitre I nous en déduisons une expression du vecteur flux rotorique. Donc, si le flux rotorique est orienté sur l'axe  $d$  on a donc :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \text{ et } \Phi_{rq} = 0 \quad (\text{III.1})$$

Alors les tensions rotoriques d'axe  $d$  et  $q$  deviennent :

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_r \quad (\text{III.2})$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \omega_r \Phi_r \quad (\text{III.3})$$

Le couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \Phi_r i_{rq} \quad (\text{III.4})$$

Les courants et flux statoriques peuvent être exprimés, en fonctions des courant rotoriques, par :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{L_m} (\Phi_r - L_r i_{rd}) \\ i_{sq} = -\frac{L_r}{L_m} i_{rq} \\ \Phi_{sd} = \frac{L_s}{L_m} (\Phi_r - \sigma L_r i_{rd}) \\ \Phi_{sq} = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} i_{rq} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Avec :

A partir des équations (III.4) et (II.5), et en tenant compte de la transformée de Laplace, nous avons :

$$\Phi_r = \frac{L_r[(1+\sigma T_s s)i_{rd} + \sigma T_r i_{rq} \omega_{gl}]}{1+T_r s} \quad (\text{III.6})$$

$$i_{rq} = \frac{T_s \omega_{gl} (\Phi_r - \sigma L_s i_{rd})}{L_r (1 + \sigma T_s s)} \quad (\text{III.7})$$

Avec  $T_s$ ,  $T_r$ ,  $\omega_{gl}$  sont les constante du temps statorique et rotorique et la pulsation de glissement.

Ainsi, en exprimant la composante  $d$  du courant rotorique en fonction de la composante  $q$  et du flux rotorique, les tensions rotoriques deviennent :

$$V_{rd} = \frac{\Phi_r}{G\Phi_r} + E_d \quad (\text{III.8})$$

$$V_{rd} \approx \omega_r \Phi_r \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$G_r = \frac{T_r(1-\sigma T_s s)}{1+(T_r+T_s)s + \sigma T_r T_s s^2} \quad (\text{III.10})$$

$$E_d = -\frac{\sigma R_r T_r i_{rq} \omega_{gl}}{1+\sigma T_r s} \quad (\text{III.11})$$

Donc le flux rotorique peut être contrôlé par la composante  $d$  de la tension rotorique. La figure montre la relation entre  $\phi_r$  et  $V_{rd}$  un système équivalent du second ordre avec une perturbation  $E_d$ .

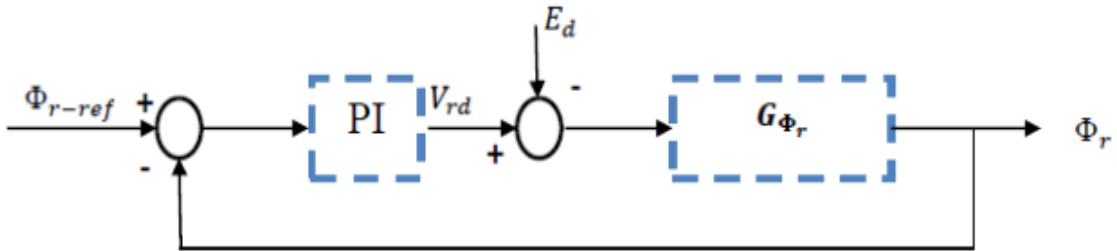


Fig III. 3: Schéma fonctionnel de la régulation du flux.

### III.2.2. Contrôle du couple électromagnétique pour DTC-SVM

A partir de l'équation III-6, III-7 le courant suivant la composante q peut être exprimée par :

$$i_{rq} = \frac{(1-\sigma)T_r/(L_s\Phi_r\omega_{gl})}{(1+\sigma T_r s)^2 + (\sigma T_r \omega_{gl})^2} \quad (\text{III.12})$$

La substitution de III-12, dans III-4 donne :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{\frac{(1-\sigma)T_r}{(L_s \phi_r^2 \omega_{gl})}}{(1+2\sigma T_r s)^2 + (\sigma T_r \omega_{gl})^2} \quad (\text{III.13})$$

La pulsation de glissement est relativement petite et son carré peut être négligé, donc l'équation (III.13) devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{\frac{(1-\sigma)T_r}{(L_s \phi_r^2)}}{(1+2\sigma T_r s)} (\omega_s - \omega_r) \quad (\text{III.14})$$

Le couple électromagnétique est proportionnel à la pulsation de glissement, ainsi, l'équation (III-14) s'écrit comme suit :

$$C_{em} = G_{cem} (\omega_s - \omega_r) \quad (\text{III.15})$$

Avec :

$$G_{cem} = \frac{3}{2} p \frac{\frac{(1-\sigma)T_r}{(L_s \phi_r^2)}}{(1+2\sigma T_r s)} \quad (\text{III.16})$$

Ainsi que le couple peut être contrôlé par la pulsation statorique, la fig III.4 montre la relation entre  $C_{em}$  et  $\omega_s$ . Un régulateur PI utilisé pour obtenir les performances désirées et maintenir le couple à sa valeur de référence  $C_{em-ref}$ .

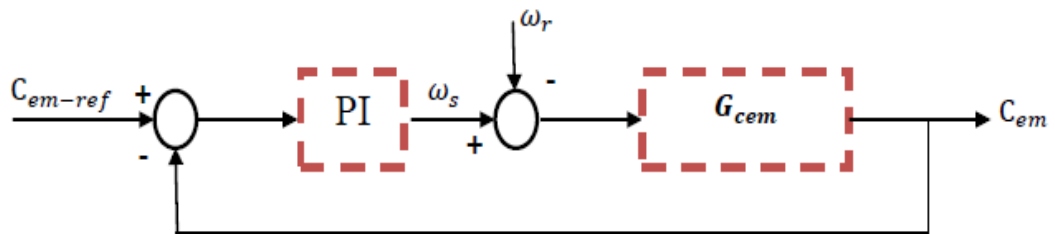


Fig III. 4: Schéma fonctionnel de la régulation du couple.

### III.3 La commande de MSAP par DTC-SVM prédictive

Le schéma bloc de la commande (DTC-SVM) prédictive d'un MAS alimenté par onduleur de tension [KAK 13] est présenté par les Fig III.5 et fig III.6.

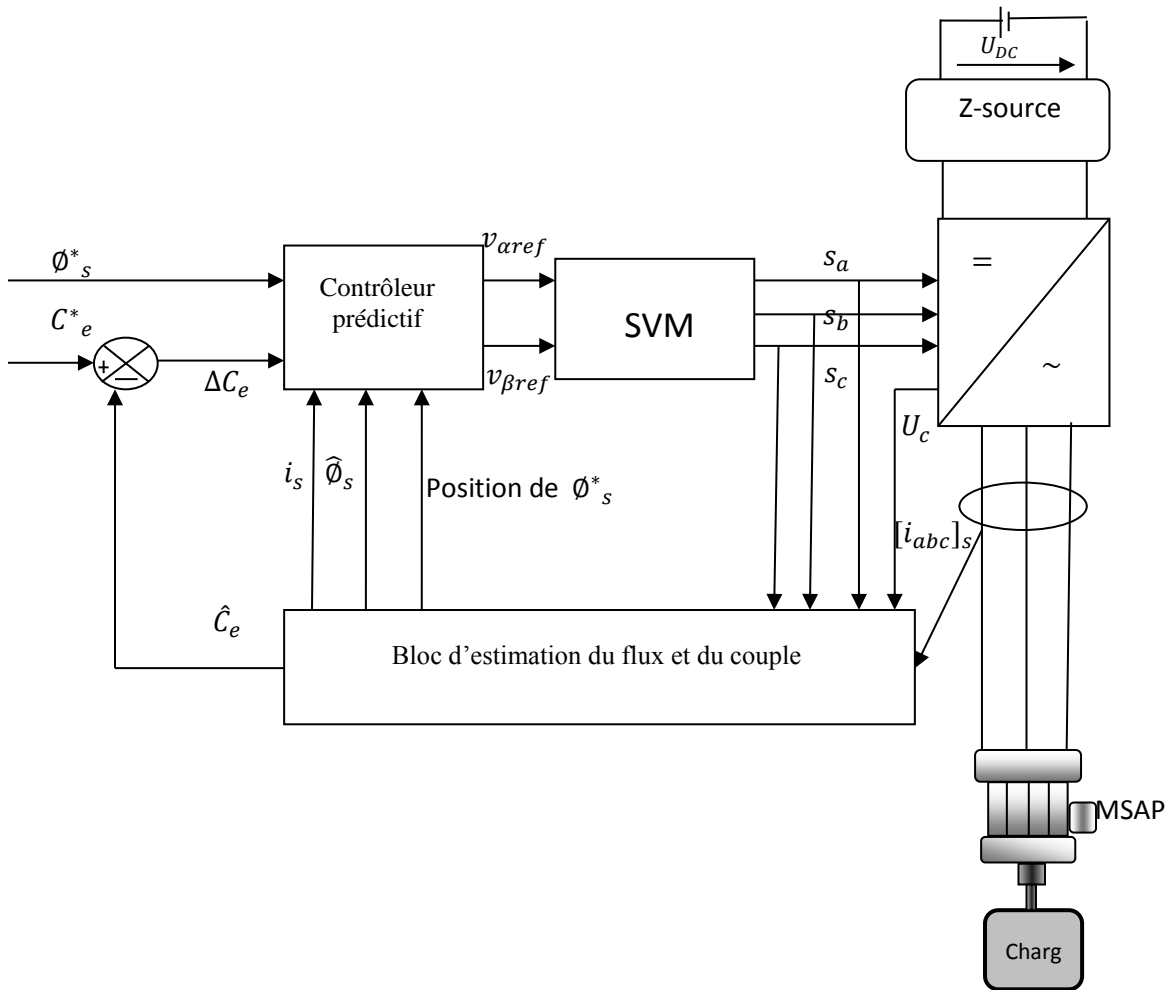


Fig III. 5: Schéma de la commande par DTC-SVM prédictif d'une MSAP.

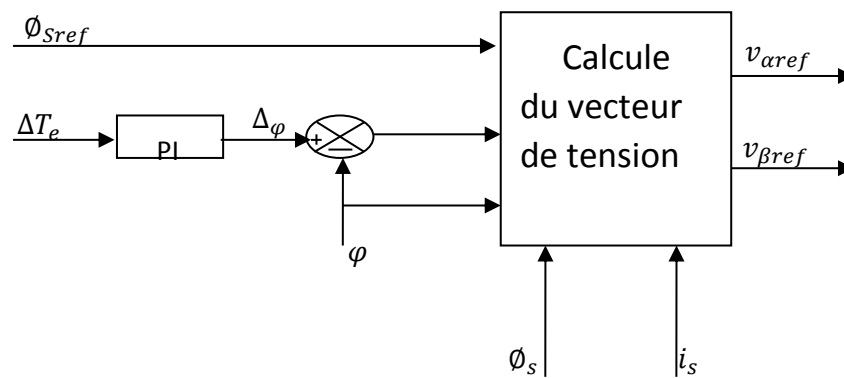


Fig III. 6 : Contrôleur prédictif.

La relation entre la pulsation de couple

$$\frac{\Delta\Gamma_e}{\Gamma_{eref}} = K_\phi \left| \frac{\Delta\phi_s}{\phi_{sref}} \right| + K_\varphi \Delta\phi_s \quad (\text{III.17})$$

Où  $\Gamma_{eref}$  est le couple de référence,  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta\varphi$  sont respectivement les écarts par rapport à  $|\phi_s|$  et  $\varphi$  qui sont définies par :

$$\Delta\phi_s = |\phi_{sref}| - |\phi_s| \quad (\text{III.18})$$

$$\Delta\varphi = \angle\phi_{sref} - \angle\phi_s \quad (\text{III.19})$$

Où  $K_\varphi$  et  $K_\phi$  sont des constantes dérivées depuis les spécifications du MAS.

L'ondulation de couple est effectivement causé par  $\Delta\phi_s$ ,  $\Delta\varphi$  et les influence de  $\Delta\phi_s$  est considérablement inférieure à celle de  $\Delta\varphi$ .

En conséquence, l'ondulation de couple peut être atténuée si  $\Delta\varphi$  est maintenu proche de zéro. Pour la commande par DTC-SVM, la génération des impulsions de commande ( $S_a, S_b, S_c$ ) appliquée aux interrupteurs de l'onduleur est généralement basé sur l'utilisation d'un contrôleur prédictif, qui reçoit des informations sur l'erreur du  $\Delta\Gamma_e = (\Gamma_{e-ref} - \Gamma_e)$ , l'amplitude de flux statorique de référence  $\phi_{ref}$ , l'amplitude et la position du vecteur du flux statorique estimée et la valeur du courant mesurer.

En suite le contrôleur prédictif détermine le vecteur de tension statorique de référence de commande dans les coordonnées polaire  $V_s = [V_{sref} \Delta\varphi]$ . L'équation montre que la relation entre l'erreur de couple et l'incrément de l'angle  $\Delta\varphi$  est linéaire.

Par conséquent, un PI prédictif qui génère l'angle de charge qui change afin de minimiser l'erreur instantanée entre la référence et le couple réel, à partir de la structure de contrôleur prédictif du couple et de flux statorique indique dans la Fig.III.6, on voit que l'erreur du couple  $\Delta\Gamma_e$ , et le flux statorique de référence, sont délivrer au contrôleur prédictif qui donne la déviation de l'angle de flux statorique  $\Delta\varphi$ .

III.4 Simulation et interprétation

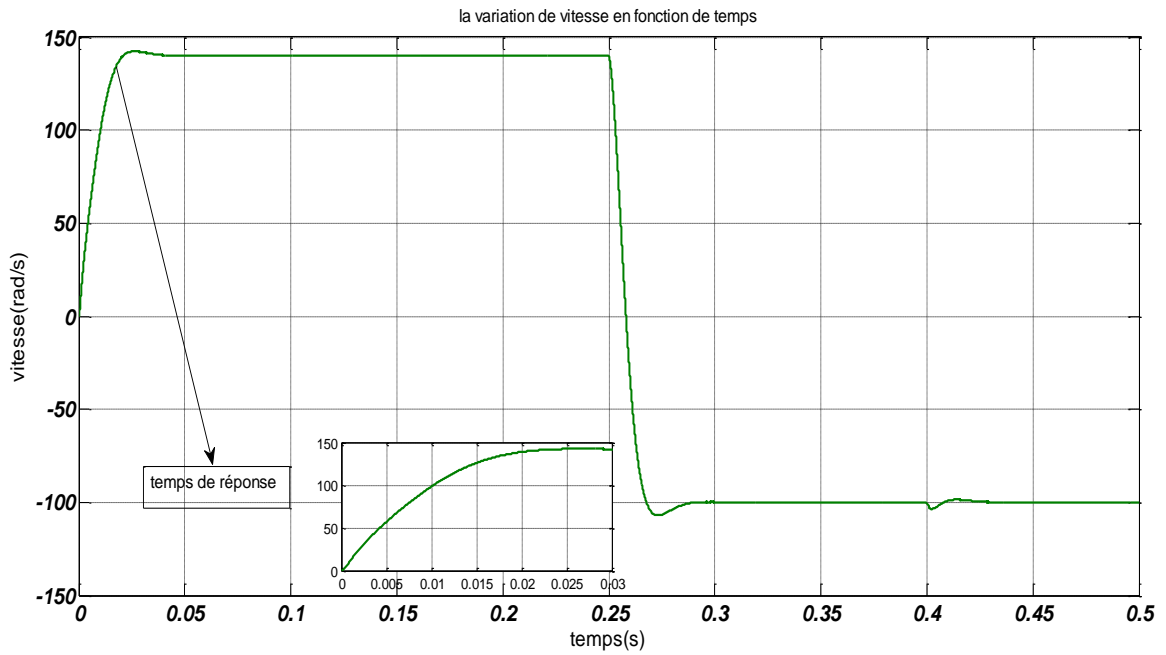


Fig III.7 : la variation de la vitesse en fonction du temps.

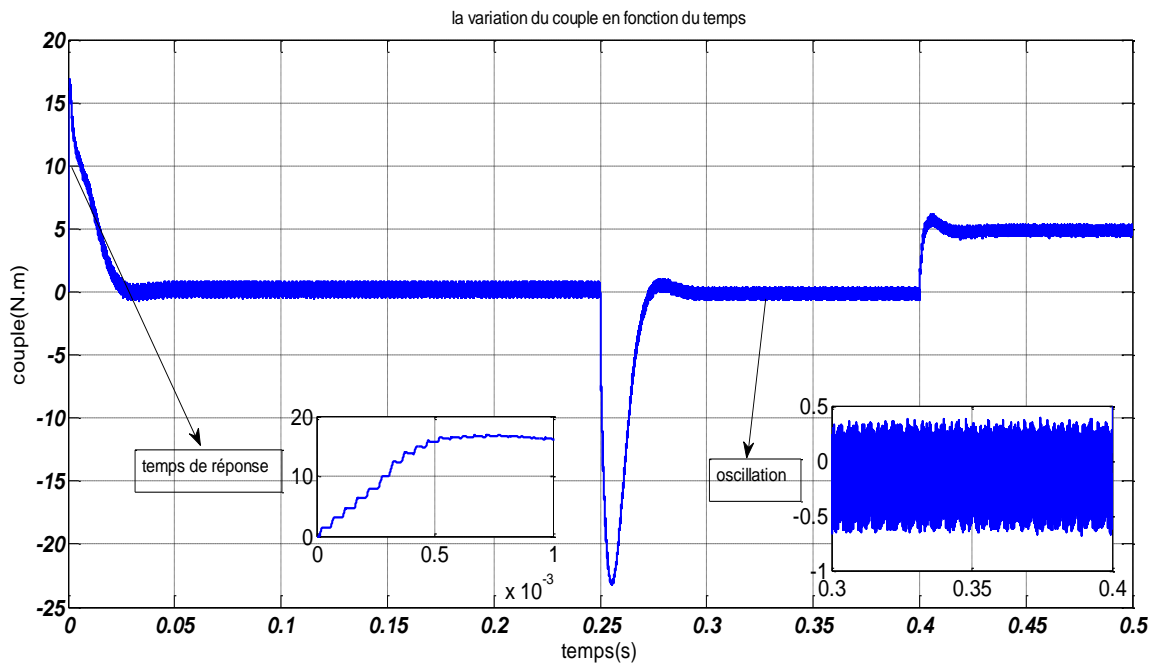


Fig III.8 : la variation du couple en fonction du temps.



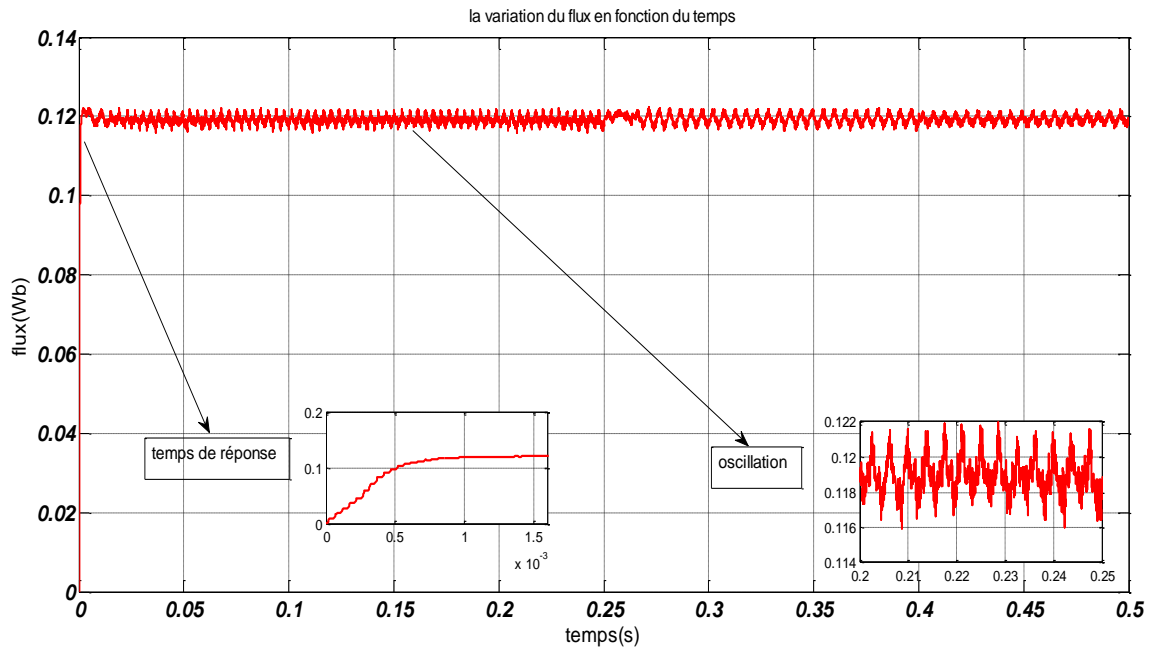


Fig III.9 : la variation du flux en fonction du temps.

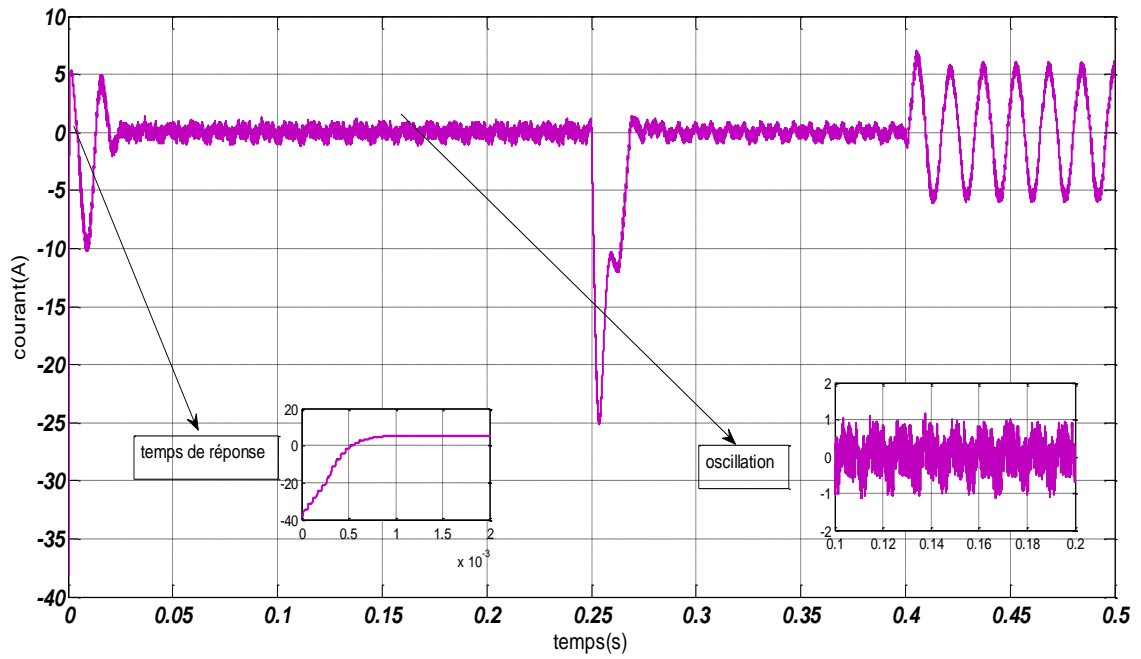


Fig III.10 : la variation du courant en fonction du temps.

Nous avons présente dans ces résultats de simulation la commande par DTC-prédictif d'un MSAP alimente par onduleur Z-source.

Nous avons constaté que la vitesse réponde sans dépassement au démarrage et lors de l'inversion de sens de rotation ( $t=0.25$ ) avec un temps de réponse  $t=0.025$ , lors de l'application d'une charge de  $5N.m$  a ( $t=0.4$ ) la vitesse fait une perturbation mais la régulateur PI rattrapé au référence .Au démarrage le couple électromagnétique atteint sa valeur maximaux ( $17N.m$ ) et ce stabilisée a une valeur pratiquement nulle avec une oscillation de  $0.8N.m$ . Le flux statorique atteint immédiatement sa valeur de référence de  $0.12$  Wb avec une légère ondulation de  $0,006$  Wb d'amplitude autour de la valeur de référence et un temps de réponse  $t=0.007$ . Nous avons observé également une forme presque sinusoïdale lorsqu'on applique la charge à ( $t=0.4$ ) pour le courant statorique.

### III.5 conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande directe du couple de moteur synchrone a aiment permanent MSAP alimenté par un onduleur Z-source à SVM pour amélioire la performance de DTC classique.

Nous pouvons dire que la DTC-SVM prédictive à onduleur Z-source contrôle directement le couple par la prédiction de la tension de commande nécessaire puis elle utilise la modulation vectorielle pour générer cette tension. Elle met en évidence les avantages du principe de la DTC (bonne dynamique) et des avantages de la modulation vectorielle (SVM) (fréquence de commutation constant), en plus les oscillations du couple et du flux sont notablement réduites avec un temps de réponse très rapide.

# *Conclusion générale*

Le travail présenté dans ce mémoire est essentiellement porté sur l'étude du contrôle direct de couple (DTC) de la machine synchrone à aimants permanent ; en effet, cette stratégie est basé sur la détermination direct de séquence de commande applique sur l'onduleur à Z-source.

La commande DTC moins sensible à la variation des paramètres de la machine et ne nécessite pas des capteurs mécaniques qui sont fragile .L'intérêt de Z-source permet d'amplifier la tension de sortie de l'onduleur grâce à une commande spécifique, ce qui le rend équivalent à la mise en cascade d'un hacheur survolteur avec un onduleur classique.

Tout d'abord, nous avons entamé une modélisation de la MSAP et de l'onduleur de tension à deux niveaux ainsi que la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI (MLI classique, vectorielle), suivie par une simulation numérique de MLI classique (sinus-triangle) ; une modélisation de l'onduleur Z-source.

Au second lieu, nous avons étudié théoriquement la commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents. Nous avons abordé une structure de commande par DTC classique appliqué à un modèle d'une MSAP alimenté par onduleur Z-source, en absence et en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI ; L'avantage majeur de celle-ci est la réponse rapide, Cependant, ces stratégies ont aussi des inconvénients importants. D'une part, la fréquence de commutation est fortement variable et d'autre part, l'amplitude des ondulations de flux et du couple surtout, est plusieurs fois supérieure à la largeur de la bande d'hystérésis des régulateurs.

A la fin l'objectif principal de cette mémoire consiste à minimiser les ondulations au niveau du couple et du flux, des travaux de recherche sont entamés actuellement sur la maîtrise de la fréquence de commutation en vue de réduire les harmoniques du couple.

Pour améliorer ces inconvénients nous avons présenté la commande DTC SVM prédictif.

La commande DTC SVM prédictif présente moins d'ondulation sur le flux et le couple avec une fréquence de commutation élevée.

Le travail présenté dans ce mémoire ouvre un certain nombre de perspectives de recherche qui nous apparaît utile de citer:

- *Elaboration d'une commande neuro-floue directe du couple avec la technique SVM ;*
- *Utiliser un onduleur Z-source à multi niveaux ;*
- *Alimenter la machine par l'onduleur à Quasi Z-source.*

# *Bibliographie*

## *Bibliographie*

---

- [BOU 10] **BOUTADARA.A**, « Commande basée sur la passivité associée au formalisme d'Euler- Lagrange d'un moteur synchrone à aimants permanents », mémoire de magister en électrotechnique, université Djillali Liabes de sidi bel-Abbes, 2010.
- [MEC 06] **MECHERNENE.A**, « Modélisation des convertisseurs continus-alternatifs à l'aide du logiciel Matlab/Simulink », monographie, école normale supérieure d'enseignement technique-ORAN-,2006.
- [AMU 05] **AMEUR.A**, « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone a aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants », mémoire de magister, l'Université de Batna, 2005.
- [OUL 09] **OULEDALI.O**, « Commande directe d'un couple d'un moteur synchrone a aimants permanents sans capteur mécanique», mémoire de magister, école normale supérieure de l'enseignement technologique d'Oran, 2009.
- [DRB 05] **DARRAB.A**, « Alimentation d'une MSAP par un onduleur de tension à MLI Vectorielle », mémoire l'obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat, centre universitaire Moulay Tahar - Saida, 2005.
- [RAB 11] **RACHID.A**, Électrotechnique « Modélisation et simulation des machines électriques », Ellipses Edition 2011.
- [MOU 14] **MOUALDIA.A**, « Stratégies de Commande DTC-SVM et DPC appliquées à une MADA utilisée pour la production d'énergie éolienne », thèse de Doctorat, école nationale polytechnique département d'automatique laboratoire de commande des processus, 2014.
- [ANA 10] **ANNANE.A**, « Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable », mémoire de magister, université Badji Mokhtar- Annaba, 2010.
- [BNM 01] **BABAK.N.M**, « Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants permanents: méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres », thèse de Doctorat, institut national polytechnique de Lorraine, 2001.
- [ADR 03] **DERBANE.A**, « Contrôle direct du couple de la machine synchrone à aimants permanents basé sur la logique floue ou les réseaux de neurones », mémoire de magister, école militaire polytechnique, 2003.
- [KHL 12] **AMOR.K**, « Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents(MSAP) », thèse de Doctorat, Aix-Marseille université, 2012.
- [AHW 13] **AID.H et AINA.W**, « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents », mémoire de master, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, 2013.
- [HMI 00] **Hemmami. M. I**, « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant », mémoire de magister, Université Mohamed Khider – Biskra.
- [NOU 07] **NOUR. M**, « Commande floue directe du couple électromagnétique d'une machine asynchrone », mémoire de magister, école normale supérieure de l'enseignement technologique d'Oran, 2007.

## *Bibliographie*

- [BMP 16] **Battiston. A, E.H. Miliani, S. Pierfederici** « Efficiency Improvement of a Quasi-Z-source Inverter-fed Permanent Magnet Synchronous Machine-Based Electric Vehicle », *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2016, vol. 2, no 1, p. 14-23.
- [PHZ 12] **PANKAJ.H.Z** ,« Modeling and simulation of z-source inverter design and control strategies » these de Doctorat, JODHPUR national university,2012.
- [FZP 03] **Fang. Z. P** , « Z-Source Inverter », *IEEE transactions on industry applications*, vol. 39, NO. 2, 2003.
- [BTA 14] **BATTISTON. A**, « Modélisation, commande, stabilité et mise en oeuvre des onduleurs à source impédante. Application aux systèmes embarqués », thèse de Doctorat, Université de Lorraine, 2014.
- [BAA 14] **Battiston.A**, « Amélioration du rendement d'un onduleur à Z-source par une stratégie d'adaptation de sa tension du bus continu », In : Journées JCGE'2014-SEEDS, Université de Lorraine, june2014.
- [GVL 08] **Gruson. F, Videt. A, Le Moigne. P, Delarue.P, Baudesson. P, Ecrabey. J** , « Intérêt de la structure onduleur Z-source », July 2008.
- [AOY 06] **AÏMER A.F, OUALI .Y**, « Contribution à l'amélioration de la commande direct du couple de la machine asynchrone : Utilisation de la MLI vectorielle », Mémoire l'obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat, centre universitaire Dr MOULAY TAHAR – SAÏDA,2006.
- [MMS 07] **MERZOUG. M. S**, « Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une machine synchrone à aimants permanents(MSAP) », mémoire de Magister, Université de Batna, 2007.
- [BZH 10] **BEN ZEMAMOUCHE. H**, « Application de la MLI vectoriel aux onduleurs multiniveaux à base de GTO et d'IGBT », mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar-ANNABA, 2010.
- [MIL 06] **Miloudi. A**, « Etude et conception de régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un moteur asynchrone », thèse de doctorat, USTO, 2006.
- [CCW 00] **DE WIT. C. C**, « Commande des moteurs asynchrones volume1, « Modélisation contrôle vectoriel et DTC », Hermes Science Europe Ltd 2000.
- [MMR 14] **MESSALMI, REDOUANI.M.M**, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone », mémoire de Master, Université d'El-Oued, 2014.
- [YIM 06] **YAICHI.M**, « Analyse de la technique de modulation vectorielle SVM (space vector modulation) appliquée aux onduleurs multiniveaux », mémoire de magister en électrotechnique, Université Djilali Liabes Sidi-Bel-Abbes, 2006.
- [ZAR 13] **ZAITER.R**, « Commande directe du couple DTC d'une machine asynchrone avec défaut », mémoire de magister, Université Mohmed khider-Biskra, 2013.
- [DGY 00] **DJERIRI.Y**, « Commande vectorielle d'une MADA intégrée à un système éolien », mémoire de magister, Université Djilali Liabes de Sidi bel-abbés.
- [RSE 09] **REZGUI.S.E**, « Commande de machine électrique en environnement MATLAB/SUMULINK et temps réel, Application à la machine asynchrone SVPWM, Mode glissant, MRAS », mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, 2009.

## *Bibliographie*

---

- [BMB 13] **BENYOUSSEF.E, MEROUFEL.A,BARKAT.S** « Three-Level Direct Torque Control Based on Space Vector Modulation with Balancing Strategy of Double Star Synchronous Machine », *Journal of Electrical Engineering*, 2013, vol. 3, no 3, p. 25-30.
- [AMU 12] **AMEUR.A**, « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle », thèse de Doctorat, l'Université de Batna, 2012.
- [KAK 13] **KERRACHE.A, KORICHL.A** « Commande DTC-SVM d'un moteur asynchrone a cage sans capteur mécanique », mémoire de master, Université KASDI-MERBAH Ourgla, 2013.



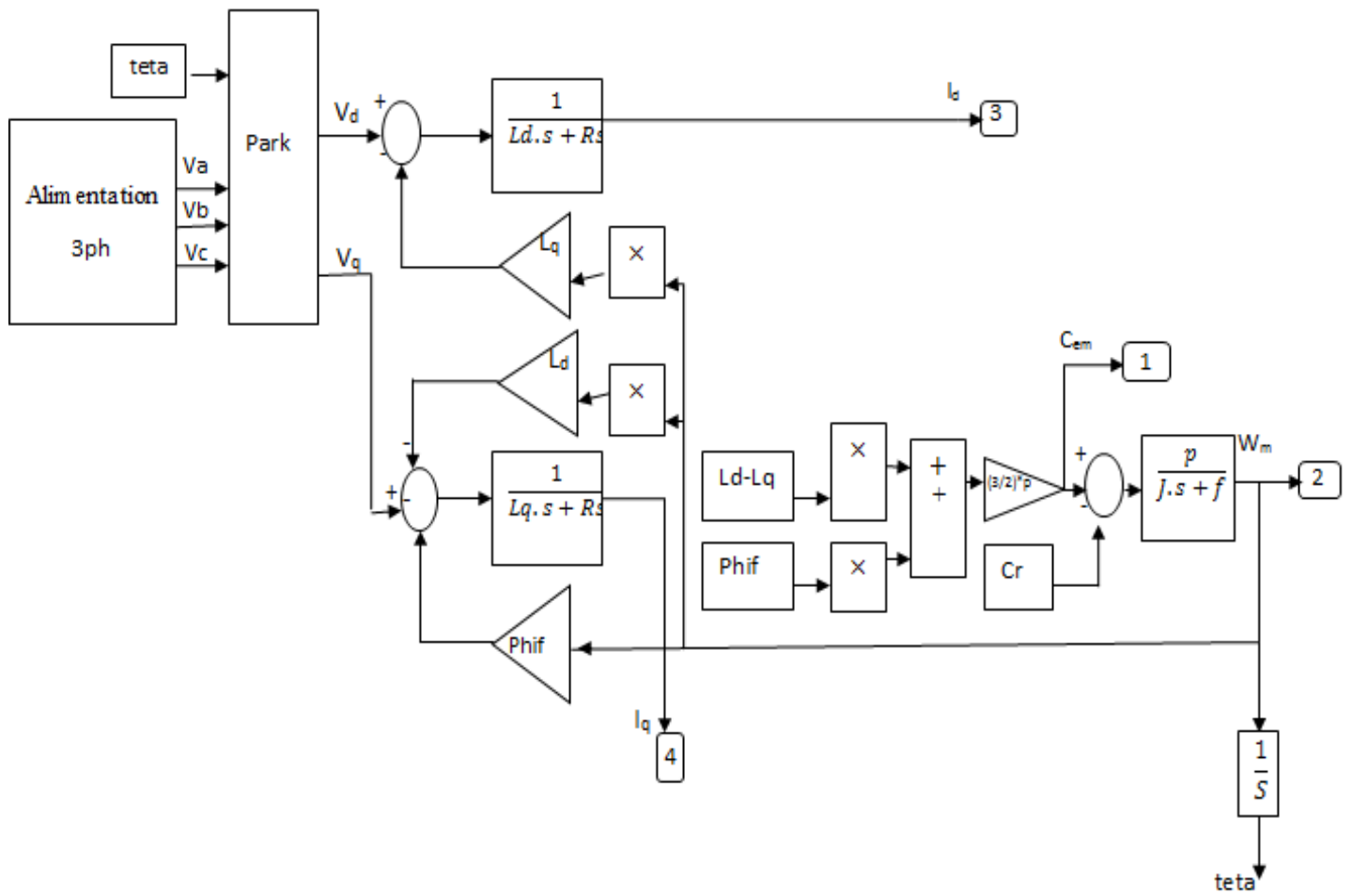
# *Annexes*

## ANNEXE A

### Les paramètres de la MSAP

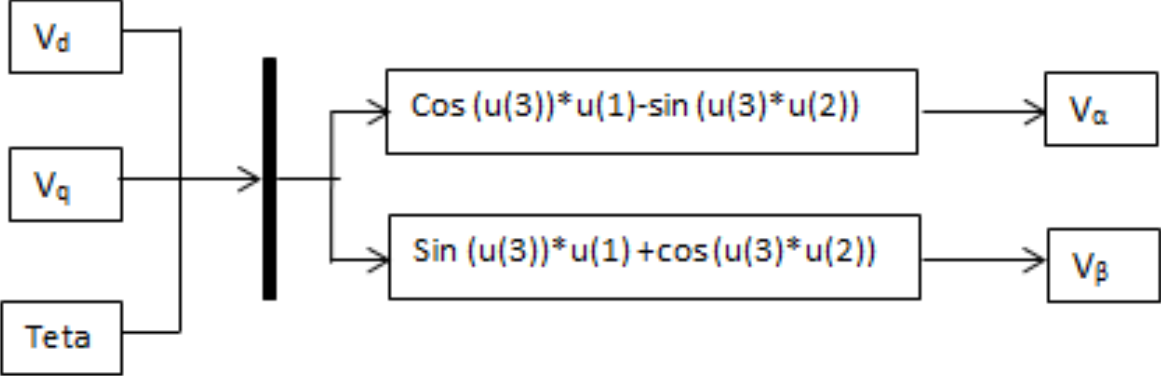
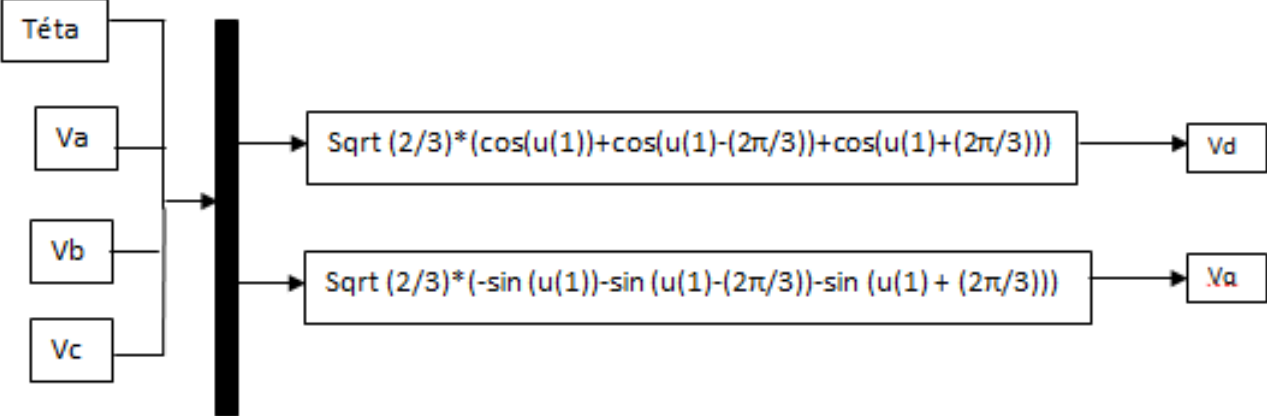
Puissance nominale	$P_n$	1.1K Watt.
Tension nominale	$V$	220 Volt
Facteur de puissance	$\cos \varphi$	0.38
Fréquence nominale	$f$	50Hz
Résistance d'une phase statorique	$R_s$	0.6Ohm
Inductance statorique direct	$L_d$	2.8mH
Inductance statorique quadratique	$L_q$	1.4mH
Flux des aimants	$\Phi_f$	0.12 Wb
Nombre de paire de pôles	$p$	4
Moment d'inertie	$J$	1.1 10 <sup>-3</sup> N.m.s <sup>2</sup> /rd.
Coefficient de frottement	$F$	1.410 <sup>-3</sup>
Couple nominale	$C_{em}$	10 N.m

## ANNEXE B



**Fig annexe :** Modèle Simulink de la machine synchrone a aimant permanent.

**Blok Park**

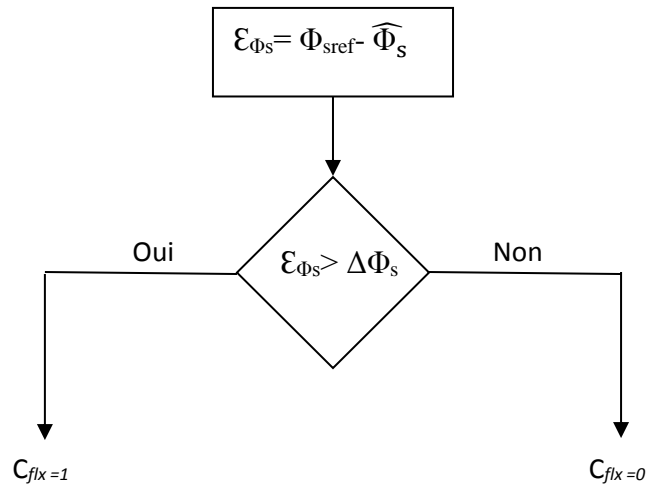
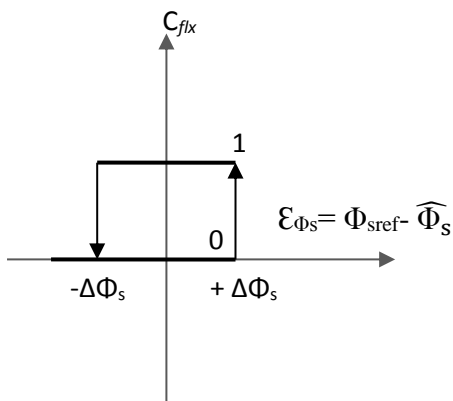


**Transformation (d, q) vers (α, β)**

## ANNEXE C

### Organigramme des comparateurs à hystérésis

#### 1- Comparateur à deux niveaux



#### 2- Comparateur à trois niveaux

