



Université ABDES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

NOUBLI Bessam
&
LAKHEZOU ANWAR

THEME

**Etude comparative entre la commande DTC de la MSAP
alimentée par un onduleur deux niveaux et un onduleur
multi niveaux**

Soutenu le :

devant la commission d'examen composée de :

<i>Dr .Laggoun Louanasse</i>	<i>Grade</i>	<i>à L'Université Abbes Laghrour de Khenchela</i>	<i>Président</i>
<i>Dr. Labdani Rafik</i>	<i>Grade</i>	<i>à L'Université Abbes Laghrour de Khenchela</i>	<i>Encadrant</i>
<i>Dr. Khamis Abderahmane</i>	<i>Grade</i>	<i>à L'Université Abbes Laghrour de Khenchela</i>	<i>Examineur</i>

Promotion 2022/2023

Remerciements

Nous remercions, en premier lieu, notre Dieu le plus Puissant qui a bien voulu nous donner la force et le courage Pour effectuer Le présent travail.

Nous exprimons nos profondes gratitudees à nos parents pour leurs Encouragements, leur soutien et pour les sacrifices Qu'ils ont enduré.

En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur "Mr. LABDANI.R" pour son sérieux, sa compétence et ses orientations.

Nous remercions vont aussi à tous les enseignants du département Génie Industriel qui ont contribué à notre formation.

Aussi nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et Qui par leur amitié.

Dédicace

Je dédie mon travail à :

Ma famille, ma mère, mes frères et soeurs

Mes chères amis et collègues

Je dédie cet effort à mon père, qui a quitté la vie et laissant ses souvenirs

Je Demande à Dieu d'avoir pitié et de pardonner mon cher père.

Dédicace

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

A tous ceux qui m'aiment et que j'aime

A mon binôme: Anoir .

N.BESSAM

Résumé : *Au jour le jour, le développement industriel a conduit à une grande importance de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) dans l'industrie, grâce à plusieurs avantages tels que sa densité de puissance élevée et son utilisation possible à grande vitesse, à haut rendement (pertes au rotor réduit), permettant l'élimination des éléments de transmission mécaniques, augmentant ainsi l'efficacité de l'assemblage. Dans le but de faire une étude comparative entre la DTC de la MSAP est alimentée par un onduleur à deux, à trois puis à trois niveaux. D'après les résultats de simulation obtenus, il s'avère que la commande DTC e de la MSAP en utilisant un onduleur à trois niveaux donne des bonnes performances en termes d'ondulations du couple, de flux .*

Abstract: *Day to day industrial development has led to great importance of Permanent Magnet Synchronous Machine (MSAP) in the industry, thanks to several advantages such as its high power density and its possible use at high speed, high efficiency (reduced rotor losses), allowing the elimination of transmission elements mechanics, thus increasing assembly efficiency. In order to make a comparative study between the DTC of the MSAP is supplied by an inverter with two, three then three levels. According to the simulation results obtained, it turns out that the DTC command e of the MSAP using a three-level inverter gives good performance in terms of torque ripples, flow .*

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

Paramètres de Modélisation de la Machine à aimants permanent

L : Inductance propre d'une phase statorique.

L_d: Inductances cycliques directe.

L_q: Inductances cycliques quadrature.

M : Mutuelle inductance entre phases du stator.

R_s : Résistance statorique par phase.

P : Nombre de paires de pôles.

J : Moment d'inertie des parties tournantes.

F : Coefficient de frottements visqueux.

E : Tension d'alimentation de l'onduleur.

Repères

a, b, c : Axes liés aux enroulements triphasés.

d, q : Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au champ tournant.

α, β : Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au stator.

δ: L'angle entre l'axe statoriques et l'axe rotoriques.

θ : L'angle entre l'axe statoriques et l'axe de référentiel biphasé.

Grandeurs électriques

V_r: Tension rotorique.

V_r: Courant rotorique.

V_{s a,b,c}: Tension statorique phase a, b, ou c .

V_{s d,q} : Tension statorique dans le repère d,q .

V_{s α,β} : Tension statorique dans le repère α,β.

I_{s a,b,c} : Courant statorique phase a, b, ou c .

I_{s d,q} : Courant statorique dans le repère d,q.

I_{s α,β} : Courant statorique dans le repère α,β .

Grandeurs magnétiques

$\varphi_{s,abc}$: Flux statorique phase a, b, c.

$\varphi_{s\ dq}$: Flux statorique sur l'axe dq .

$\varphi_{s,\alpha\beta}$: Flux statorique sur l'axe $\alpha\beta$.

$\varphi_{s\ \text{réf}}$: Flux statorique de référence.

$\varphi_{s\ \text{réf}}$: Flux constante du aux aimants permanents.

Grandeurs mécaniques

Ω_r : Vitesse mécanique rotorique.

ω : vitesse de rotation du référentiel choisi.

ω_s : Pulsation électrique statorique.

ω_r : Pulsation électrique rotorique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

C_f : Couple de frottement.

Significations des Abréviations Utilisées

MSAP : Machine synchrone à aimants permanents.

DTC : Direct Torque Control.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

PI : Correcteur Proportionnel Intégral.

NPC : Neutral Point Clamped.

N : Les secteurs.

S : Grandeur stator.

Table de matière

Remerciements

Dédicace

Résumé

Introduction générale	1
Chapitre I: Modélisation de la machine synchrone a aimant permanent	4
I.1 Introduction.....	4
I.2 Constitution d'une MSAP	5
I.2.1 Le stator.....	5
I.2.2 Le rotor.....	5
I.3 Les aimants permanents.....	6
I.3.1 Machine à aimants cylindriques à champ radial.....	8
I.3.2 Machine synchrone à aimants en surface	9
I.3.3 Machine synchrone à aimants enterrés	10
I.4 Avantages et inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents	10
I.4.1 Avantages des MSAP	10
I.4.2 Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents.....	11
I.5 Domaines d'application des moteurs synchrones	11
I.6 Hypothèses simplificatrices	11
I.7 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent.....	12
I.7.1. Modèle de la MSAP dans le repère (ABC)	12
I.7.1.1. Équation électrique	13
I.7.1.2. Équation magnétique :.....	14
I.7.1.3. Équation mécanique	14
I.7.2. Transformation triphasé- biphasé	15
I.7.2.1. Transformation de CONCORDIA	15
I.7.2.2. Transformation de PARK.....	15
I.7.3. Choix du référentiel	17
I.7.3.1. Lié au stator (fixe comme le stator)	17
I.7.3.2. Lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor)	17
I.7.3.3. Lié au champ tournant (référentiel immobile par rapport au champ tournant)	17
I.7.4. Modèle de la MSAP dans le repère (d, q)	18
I.7.4.1. Equation des flux au système biphasé (d, q)	18
I.7.4.2. Équation des tensions dans le système biphasé (d, q).....	18

I.7.4.3. Equation mécanique dans le système biphasé (d, q)	19
I.7.5. Schéma équivalent de la MSAP	20
I.7.6. Equations d'état de la MSAP	20
I.8. Modélisation de l'onduleur	21
I.9. Résultats de simulation	22
I.9.1. Le schéma de simulation	22
I.9.2. Interprétation des résultats de simulation	24
I.10. Conclusion	25
Chapitre II : Les onduleurs multiniveaux	
II.1 Introduction :	26
II.2 Définition de l'onduleur	26
II.3 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX	27
II.3.1 . Avantages	27
II.3.2 . Inconvénients	27
II.4 Intérêt des onduleurs multi-niveaux	27
II.5 Classification des onduleurs	28
II.5.1 . Onduleur autonome	29
II.5.2 Onduleur non autonome (assisté)	29
II.6 Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux	29
II.6.1 Onduleur de tension clampé par le neutre (NPC)	29
II.6.2 Onduleur de tension à cellules imbriquées	31
II.6.2.1 Convertisseur Multicellulaire Série (FC)	31
II.6.3 Onduleur de tension en cascade	32
II.7 . Application des onduleurs multiniveaux	33
II.8 Cas de l'onduleur de tension à trois niveaux	33
II.8.1 Principe de la topologie NPC dans un onduleur à trois niveaux	33
II.8.2 Génération des trois niveaux de tension dans un onduleur NPC	34
II.8.3 Différentes configurations d'un bras d'un onduleur à trois niveaux	35
II.8.4 Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux :	38
II.8.5 Fonction de connexion des demi-bas	38
II.8.6 Fonctions de conversion	39
II.8.7 Tensions composées	39
II.9 Simulation et interprétation des résultats	40
II.10 Conclusion	41
Chapitre III : Commande directe du couple(DTC) de la machine synchrone à aimant permanent .41	
III.1 Introduction	41

III.2	Principes généraux de la commande directe du couple	41
III.3	Les avantages de la commande DTC	42
III.4	Les inconvénients	43
III.5	Stratégie de commande directe de couple et de flux	43
III.6	Contrôle de flux et de couple	43
III.6.1	Contrôle du flux statorique	43
III.6.2	Contrôle du couple électromagnétique	45
III.7	Sélection du vecteur tension	46
III.8	Structure de la commande DTC pour la MSAP	48
III.8.1	Estimation du flux statorique	48
III.8.2	Elaboration du correcteur de flux	49
III.8.3	Estimation du couple	50
III.8.4	Elaboration du correcteur du couple	50
III.8.5	Estimation de la position du vecteur flux	51
III.9	Elaboration des tables de commutation	52
III.9.1	. Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles	52
III.9.2	Table de commande du flux	53
III.9.3	Table de commande du couple	53
III.10	Onduleur de tension a trois niveaux de type NPC :	54
III.10.1	Structure générale de l'onduleur à trois niveaux :	54
III.10.2	Fonctions de commutation	55
III.10.3	Commande complémentaire des interrupteurs	55
III.10.4	Etats d'un bras de l'onduleur	56
III.10.5	Vecteur tension de référence	59
III.10.6	. Diagramme vectoriel	60
III.10.7	Elaboration de la table de commutation de la DTC-onduleur trois niveaux	61
III.10.8	Comparateur de flux à trois niveaux	61
III.10.8.1	Comparateur à hystérésis de flux à trois niveaux	62
III.10.8.2	. Table de commutation de commande DTC pour l'onduleur à trois niveaux	62
III.10.9	Structure générale de contrôle directe du couple sur un onduleur à trois niveaux	63
III.11	Réglage de vitesse de la MSAP	65
III.12	. Résultats de simulation	67
	Conclusion Générale :	71
	Références	82

ANNEXE

LISTE DES FIGURES

Figure 1: Le moteur synchrone à aimants permanents	4
Figure 2: Moteur industriel à aimants permanents	5
Figure 3: Constitution du moteur synchrone à aimants permanents.....	6
Figure 4: Illustration d'une courbe B-H des aimants.....	7
Figure 5: Structures des aimants en surface	9
Figure 6: Structures des aimants enterrés.....	10
Figure 7: Schéma équivalent de la MSAP dans le repère ABC.	13
Figure 8: Schéma équivalent d'une MSAP dans le repère (d, q), [20].	17
Figure 9: Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q	20
Figure 10: Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d, q.....	20
Figure 11: Schéma de l'onduleur de tension.....	21
Figure 12: Schéma simulation de la MSAP	22
Figure 13: Résultats de simulation	24
Figure 14 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP	42
Figure 15: Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α , β)	44
Figure 16: Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique	46
Figure 17: Choix du vecteur tension.....	47
Figure 18: Les différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone	47
Figure 19: Structure générale de la commande directe du couple.....	48
Figure 20: (a).Sélection des tensions V_s correspondant au contrôle de l'amplitude ϕ_s	50
Figure 21: Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis à 3 niveaux 51	51
Figure 22 : Onduleur à trois niveaux à diodes flottantes:	55
Figure 23: . Les trois états d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.....	57
Figure 24: Vecteur de tension fournit par l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC.	60
Figure 25: Comparateur à hystérésis de flux à trois niveaux	62
Figure 26: Structure globale d'un contrôle direct du couple avec onduleur à trois niveaux.	64
Figure 27: Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple.....	65
Figure 28: Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.....	67
Figure 29: . Schéma bloc d'une commande DTC appliquée à la MSAP	67
Figure 30: Résultats de la machine avec DTC	69

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1: Position du vecteur du flux dans les quatre quadrants.	52
Tableau 2: Position du flux statorique [39].....	52
Tableau 3: Table de commutation généralisée.....	53
Tableau 4: Table de commande du flux.....	53
Tableau 5: Table de commutation du couple	53
Tableau 6: Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tension actif.....	54
Tableau 7: Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tensions nuls.....	54
Tableau 8: Etats d'un bras de l'onduleur ($x = 1, 2$ ou 3)	57
Tableau 9: Les différents états de l'onduleur et les composantes V_α et V_β du vecteur de tension ...	60
Tableau 10: Table de vérité de l'onduleur à trois niveaux	63

Introduction générale

Introduction générale

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique extrêmement robuste, offrant de faibles moments d'inertie. Cela lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps, ce qui permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes. Le moteur synchrone à aimants permanents présente de nombreux avantages, notamment l'absence de pertes au niveau du rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée, ainsi qu'un couple massique élevé par rapport aux moteurs asynchrones et aux moteurs synchrones classiques.

Ces dernières années, la commande à vitesse variable des entraînements électriques a connu des avancées méthodologiques et technologiques significatives. Les progrès de l'électronique numérique et le développement des composants de puissance permettent désormais la mise en œuvre d'algorithmes complexes, même si leur temps de calcul reste parfois trop long.

La commande DTC considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble, où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. La recherche de l'état de commutation le plus approprié à un instant donné repose sur une heuristique basée sur le comportement évolutif du flux et du couple en fonction des états de commutation considérés.

Donc l'objectif visé par ce travail du mémoire est la commande soit par la technique DTC de la machine synchrone à aimants permanents. Pour atteindre l'objectif de ce mémoire, le travail est organisé autour de trois chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à l'étude et la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. On présentera le modèle mathématique de la MSAP dans le repère biphasé, puis une modélisation d'un onduleur à 2-niveaux. Ce chapitre sera clôturé par une présentation des résultats de la simulation de la MSAP alimentée en tension par un réseau triphasé équilibré.

Dans le deuxième chapitre, on présentera la commande DTC de la MSAP alimentée par onduleur à deux niveaux basée sur une table de localisation des vecteurs tensions et des régulateurs à hystérésis. Les performances de cette commande seront testées par des simulations.

Dans le troisième chapitre on verra les différentes améliorations de la commande DTC (Direct torque control) par l'utilisation des convertisseurs multi-niveaux.

CHAPITRE I

Modélisation de la machine Synchrone A aimant permanent

Chapitre I: Modélisation de la machine synchrone a aimant permanent

I.1 Introduction

Le développement des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des diverses structures de convertisseurs statiques permettent à présent de disposer de sources d'alimentation à fréquence variable. Les entraînements à vitesse variable utilisant des machines à courant alternatif, alimentées par des convertisseurs statiques ont atteint le stade des applications industrielles à la fin des années soixante-dix. Jusque-là, les entraînements à vitesse variable utilisaient les moteurs à courant continu associés à des convertisseurs statiques. Par rapport à ces derniers, les avantages décisifs apportés par l'utilisation de machines à courant alternatif sont surtout liés à l'élimination des contacts tournants, cette suppression permet, en effet, le fonctionnement dans les environnements hostiles, l'augmentation de la fiabilité et de la robustesse, la réduction de la maintenance et autorise le fonctionnement aux vitesses élevées [1].

Les performances des machines électriques sont fortement liées aux caractéristiques des matériaux qui y sont employés. L'évolution de ces matériaux, notamment les aimants permanents et les matériaux ferromagnétiques, a contribué à leur amélioration [2].

Dans ce chapitre, on commencera par décrire les machines synchrones, ainsi que leur classification selon leurs types. On présentera aussi la machine synchrone à aimants permanents ainsi que les différents types d'aimants utilisés dans sa réalisation et ses multiples technologies. Les avantages et inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents seront également notés avec une comparaison avec la machine synchrone classique. On donnera quelques domaines d'application de la machine synchrone à aimants permanents à la fin de ce chapitre.



Figure1:Le moteur synchrone à aimants permanents

I.2 Constitution d'une MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisés dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (Due à l'absence des contacts glissants bagues-ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu [8], [2].



Figure 2: Moteur industriel à aimants permanents

I.2.1 Le stator

Représentant généralement l'induit est constitué de tôles magnétiques, muni d'enroulements parcourus par des courants équilibrés qui créent un champ magnétique tournant. Il est constitué de (m) bobines décalées entre elles d'un angle de $(2\pi/m)$.

I.2.2 Le rotor

Le rotor nommé aussi inducteur, comporte un circuit magnétique et généralement un bobinage monophasé parcouru par un courant continu. Il génère $2p$ pôles magnétiques dans l'entrefer de la machine. Le circuit magnétique du rotor est réalisé en matériau ferromagnétique non feuilleté, Il est muni d'un système produisant une excitation constante [7].

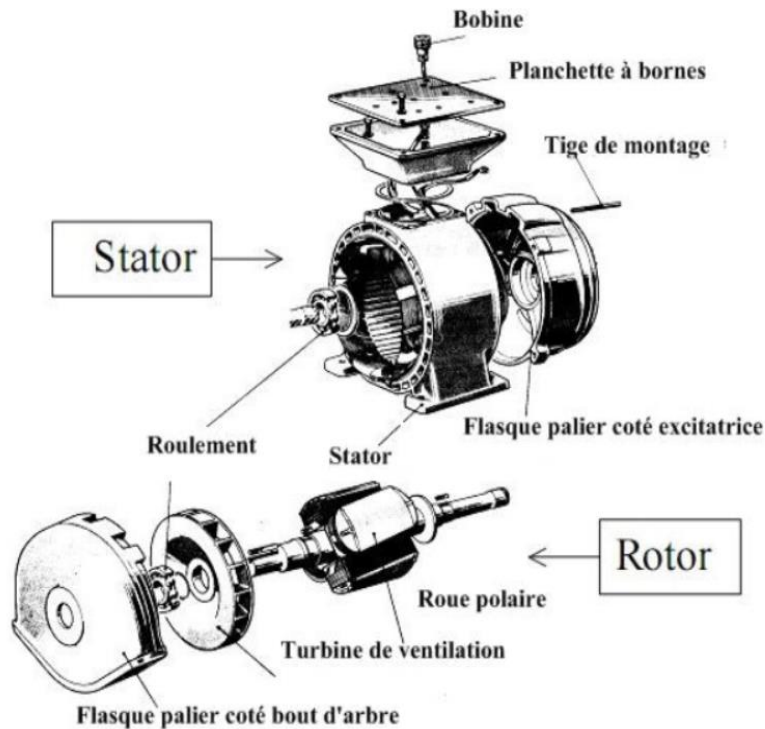


Figure3: Constitution du moteur synchrone à aimants permanents

D'autre part, la surface interne du stator est cylindrique, et les enroulements sont placés dans des encoches taillées suivant les génératrices de ce cylindre. Chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Les F_{mm} créées par chacun des trois enroulements sont déphasés spécialement d'un angle électrique de 120° . En alimentant cet enroulement triphasé par des courants triphasés, on crée un champ tournant circulaire [6].

I.3 Les aimants permanents

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliages métalliques ou à terres rares (par exemple du type Alnico, Samarium Cobalt, Néodymefer bore...), leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines électriques offrant ainsi beaucoup d'avantages ; induction élevée et énergie maximale stockée importante [3],[4],[5].

Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques ayant la propriété de conserver une aimantation relativement constante en présence d'un champ démagnétisant important. Ils sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis, et plus particulièrement, par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan (B-H) donnée par la figure (4). Cette courbe est caractérisée par :

- L'induction rémanente B_r ;
- Le champ coercitif H_{cB} , qui est le champ démagnétisant annulant l'induction ; plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable ;
- Le produit d'énergie volumique $(B \cdot H)_{max}$;
- Les valeurs B_m et H_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(B \cdot H)_{max}$;
- L'aimantation H_{cJ} , champ coercitif qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau [2]. Le choix de la nature de l'aimant d'une machine à aimant a une influence non négligeable sur son couple massique.

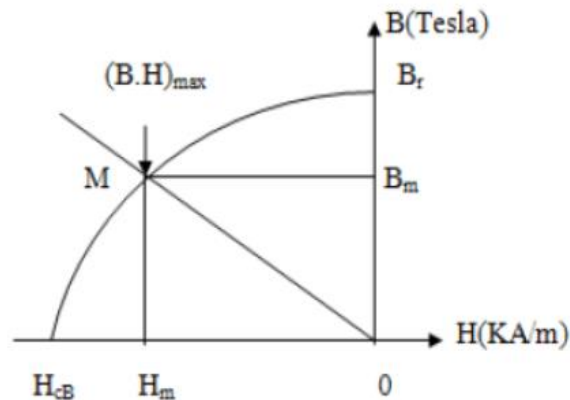


Figure4: Illustration d'une courbe B-H des aimants

Il existe actuellement une grande variété de matériaux pour la réalisation des aimants permanents dont les propriétés et les applications sont diverses. On peut en distinguer trois grandes catégories :

- Les ferrites ;
- Les Alnicos
- Les Terres rares.

a) Les Ferrites

Ce sont des composés d'oxyde de Fer, de Baryum et de Strontium. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée [2].

Les ferrites sont les aimants les plus utilisés, ils sont très stables et offrent une bonne résistance à la corrosion et à l'oxydation. Malgré leur fragilité et leur puissance réduite, ce sont des matériaux possédant un champ coercitif très élevé et une induction rémanente assez faible. En raison de leurs

faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0,4 T), les ferrites sont utilisées plutôt dans les machines à aimants de faible puissance à coût faible, ils sont surtout utilisés dans la robotique [6].

b) Les Alnicos

On désigne généralement sous le nom d'Alnicos, les alliages à base de Fer, d'Aluminium et de Nickel, avec des additions de Cobalt, de Cuivre et de Titane. Les Alnicos possèdent une température de Curie élevée et un champ coercitif faible, ce qui réduit leur utilisation aux appareils de mesure. L'amélioration de la coercivité peut se faire à l'aide du Niobium [2], [6].

c) Les Terres rares

Contrairement à ce que leur nom pourrait laisser croire, ces aimants sont abondants dans la nature. Ils sont appelés terres rares du fait qu'on ne peut pas isoler leurs composants à l'état pur, ils sont composés essentiellement du Samarium-Cobalt, et du Néodyme-Fer-Bore, qui sont beaucoup plus performants en termes de densité volumique d'énergie que les autres types d'aimants. Les Samarium-Cobalt autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du Cobalt dans leur composition. De plus, le Cobalt est interdit dans certains domaines (automobile notamment) pour des raisons de normes environnementales. Les Néodymes-Fer-Bore (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium-Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue en température est moins bonne [2].

Les terres rares possèdent un champ coercitif très élevé et une température de Curie élevée, ce qui leur permet d'être très utilisés dans la réalisation des machines synchrones à aimants permanents.

Les moteurs synchrones à aimants permanents. Il est assez difficile de répertorier tous les types et topologies des machines synchrones à aimants permanents, ainsi que leurs performances. On en présentera quelques-unes dans ce qui suit.

I.3.1 Machine à aimants cylindriques à champ radial

En fonction de la disposition des aimants au rotor, on distingue plusieurs types de machines à aimants à structure cylindrique figures (5) et (6). Ce type de machines offre une flexibilité dimensionnelle importante comparée aux machines synchrones conventionnelles requérant des grands diamètres. En plus, il a aussi la particularité d'avoir de faibles couples de détente, si le nombre de pôles et d'encoches est judicieusement choisi. Par ailleurs, les courants de court-circuit peuvent être aussi réduits dans certains cas [2].

Les (MSAP) peuvent être réalisées avec des aimants en surface ou enterrés dans le rotor, et leurs dispositions peuvent avoir une influence considérable sur les caractéristiques mécaniques et électriques du moteur [10]. Suivant la position géométrique de l'aimant dans la machine, on distingue deux types :

I.3.2 Machine synchrone à aimants en surface

De nos jours, le montage des aimants en surface est le modèle le plus utilisé, d'une part à cause de sa simplicité, il est probablement le moins cher [11]. Le diamètre du rotor est réduit, ce qui cause une faible inertie. L'entrefer petit rend les inductances d'axe direct très faibles, ce qui a un effet capital (augmente) sur la capacité de la machine en surcharge. Le champ qui diminue rend la construction d'aimants en surface du rotor encore plus favorable pour les servomoteurs [10]. Il y a deux variantes des aimants en surface montrées sur la figure (5):

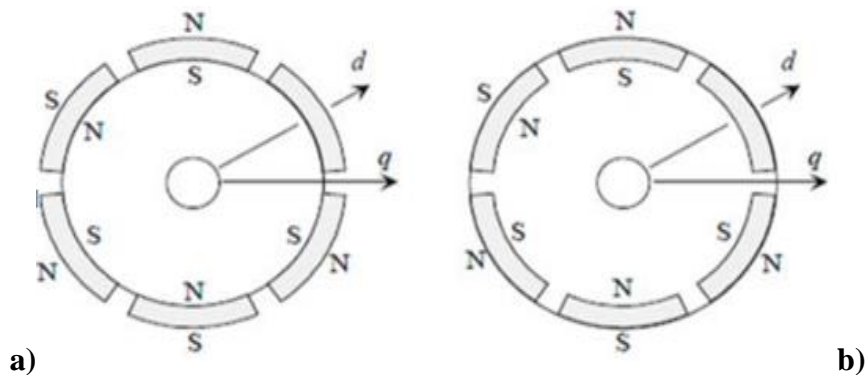


Figure 5: Structures des aimants en surface

- a) Aimants en surface déposés collés ou frettés (aimants périphériques) ;
- b) Aimants en surface insérés entre les pièces polaires.

Typiquement, la construction de servomoteurs commerciaux est entre les figures (I.5.a et I.5.b), les aimants sont légèrement insérés dans le rotor, cela améliore la force mécanique du moteur [10]. Comme les aimants doivent être localisés dans la surface courbée, ils doivent être enterrés ou construits en dehors des petites pièces magnétiques collées ensemble [11].

Les aimants collés (figure I.5.a) sont seulement utilisés dans des applications à très faible vitesse de rotation comme les éoliennes. Mais ils ne tiennent pas en grandes vitesses à cause de la force centrifuge [11].

Les aimants permanents peuvent aussi se trouver sur la surface du rotor de façon que l'espace entre deux aimants soit rempli avec du fer (figure I.5.b), ce type est dit rotor à aimants en surface

insérés. Dans ce cas, les aimants sont mieux protégés, ils sont plus fermement reliés au rotor, et la construction est plus robuste [11].

Les (MSAP) ayant les aimants fixés sur leurs surfaces correspondent en principe aux machines à pôles lisses, les aimants utilisés sont sans pièces polaires (machine de structure dite SPP), ils sont disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique.

I.3.3 Machine synchrone à aimants enterrés

Les aimants permanents peuvent être enterrés dans le rotor axialement, radialement, tangentiellement ou inclinés comme montré sur la figure (6).

- a) Aimants enterrés tangentiels ;
- b) Aimants enterrés inclinés ou en V ;
- c) Aimants enterrés (aimantation ortho-radiale), structure à aimant à concentration de flux;
- d) Aimants enterrés axialement.

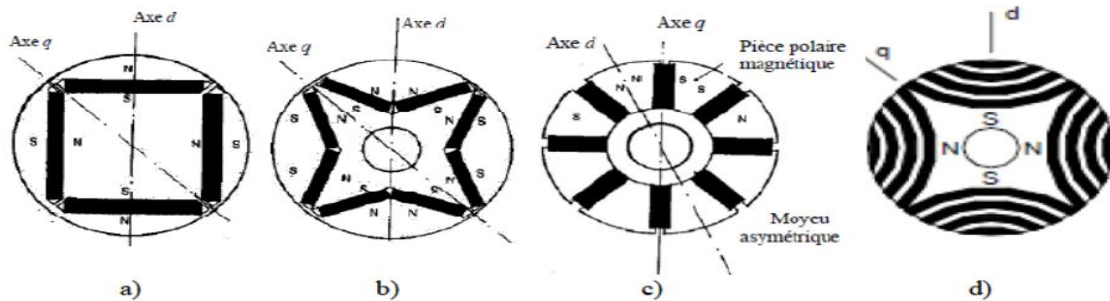


Figure6: Structures des aimants enterrés

I.4 Avantages et inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents

I.4.1 Avantages des MSAP[12], [13]

Lors de la construction des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), à la place des bobinages d'excitation offrent beaucoup d'avantages:

- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré ;
- Une faible inertie et un couple massique élevé ;
- Une meilleure performance dynamique ;
- Construction et maintenance plus simple ;

- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contact bague balais dans ces machines.
- Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants:
- Performance du moteur ;
 - Poids du moteur ;
 - Dimension du moteur ;
 - Rendement du moteur ;
 - Facteur économique.

I.4.2 Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents

Commutateur mécanique remplacé par un autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu ;

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

I.5 Domaines d'application des moteurs synchrones[14]

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance allant de quelques centaines de watts (servomoteurs) à plusieurs MEGAwatts (systèmes de propulsion des navires). Dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse variable, et la traction.

- Il fonctionne comme compensateur synchrone ;
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

I.6 Hypothèses simplificatrices

Plusieurs phénomènes interviennent dans le fonctionnement de la machine comme la saturation et les courants de Foucault dans les circuits magnétiques, l'effet de peau dans les conducteurs. Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être particulièrement ou

totalemment pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées.

La complexité et l'influence relativement négligeable de ces phénomènes justifient la nécessité d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, d'où les flux sont directement proportionnels aux courants qui leur donnent naissance. Il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements ;
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, ce qui permet de négliger les courants de Foucault ;
- L'effet de peau est négligé, d'où la densité du courant est uniforme dans les sections des conducteurs ;
- On suppose la disposition de la force magnétomotrice sinusoïdale le long de l'entrefer. Par conséquent, on ne considère que le premier harmonique d'espace (fondamental), il y a une symétrie par rapport à l'axe magnétique des enroulements ;
- La composante homopolaire dans le système équilibré est nulle [6],[9].

I.7. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi le mécanisme régissant son fonctionnement. Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse, tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur. Dans notre cas, nous en déduisons des lois de conception adaptées aux machines synchrones à aimants permanents, [12].

I.7.1. Modèle de la MSAP dans le repère (ABC)

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

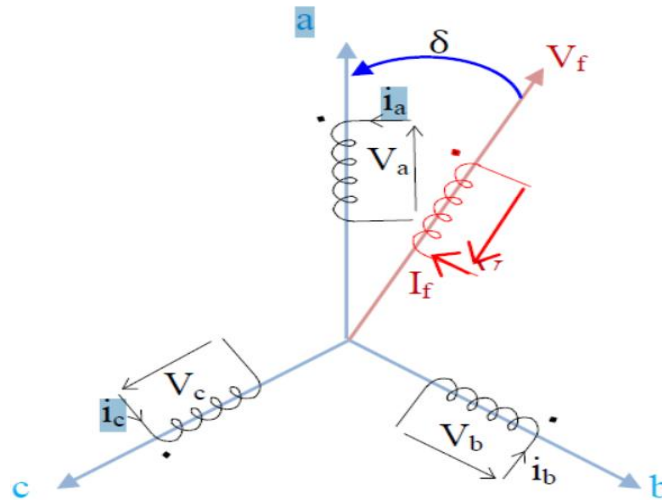


Figure7:Schéma équivalent de la MSAP dans le repère ABC.

$$\delta = \delta_0 + \omega t \text{ (I.2)}$$

δ_0 = L'angle électrique initial.

ω = La pulsation des grandeurs électriques.

Le modèle mathématique de la MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique, [14].

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

I.7.1.1. Équation électrique

Les tensions statoriques

$$\begin{cases} V_a = R_s I_a + \frac{d\phi_a}{dt} \\ V_b = R_s I_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ V_c = R_s I_c + \frac{d\phi_c}{dt} \end{cases} \quad \text{(I.3)}$$

Les tensions rotoriques

$$V_f = R_f I_f + \frac{d\phi_f}{dt} \quad \text{(I.4)}$$

Avec :

$R_s, I_{abc}, \phi_{abc}, \text{ et } V_{abc}$ Sont respectivement la résistance d'un enroulement statorique, les courants des phases statoriques, les flux produits par les phases statoriques et les tensions des phases statoriques.

I.7.1.2. Équation magnétique :

Les flux statoriques

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

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

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

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

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

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

L : Inductance propre d'une phase statorique.

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

➤ Les flux rotoriques

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

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

I.7.1.3. Équation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par, [18] :

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

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

P : Nombre de paire de pôle.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

C_f : Couple de frottement.

J : Moment d'inerte.

I.7.2. Transformation triphasé- biphasé

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

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé, [17] :

I.7.2.1. Transformation de CONCORDIA

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

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

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

I.7.2.2. Transformation de PARK

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

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

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

L'angle θ est défini comme suit :

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

Tel que :

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

ω : vitesse de rotation du référentiel choisi.

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

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

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

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

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

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

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

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

En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de Park, ou la transformation de Concordia au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère. Le repère (d, q, o) est a priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de Park (d, q), [19].

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

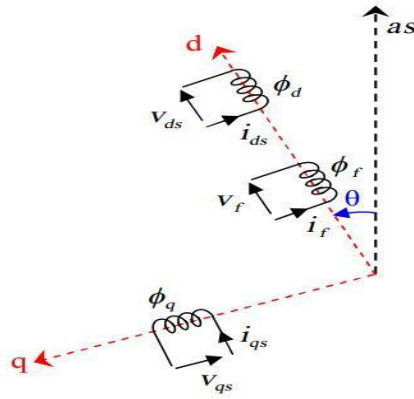


Figure8:Schéma équivalent d'une MSAP dans le repère (d, q), [20].

I.7.3. Choix du référentiel

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

I.7.3.1. Lié au stator (fixe comme le stator)

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

I.7.3.2. Lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor)

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

I.7.3.3. Lié au champ tournant (référentiel immobile par rapport au champ tournant)

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

I.7.4. Modèle de la MSAP dans le repère (d, q)

I.7.4.1. Equation des flux au système biphasé (d, q)

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = [P](\theta) \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} [P]^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \varphi_f [P](\theta) \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_c \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Les équations du flux d'axe directe (d) et en quadratique (q) s'écrivent, [15] :

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

I.7.4.2. Équation des tensions dans le système biphasé (d, q)

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

Dans le système (d, q) :

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

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

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

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

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

I.7.4.3. Equation mécanique dans le système biphasé (d, q)

La puissance développée par la machine est :

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

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

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

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

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

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

Telle que :

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

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

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

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\varpi}$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} \left[(\varphi_d + \varphi_f) I_q - \varphi_q I_d \right] \quad (I.31)$$

L'équation mécanique de la machine peut être écrite comme suit, [22]:

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

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

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

I.7.5. Schéma équivalent de la MSAP

Le schéma équivalent de la MSAP est représenté selon les deux axes d et q (figure 9):

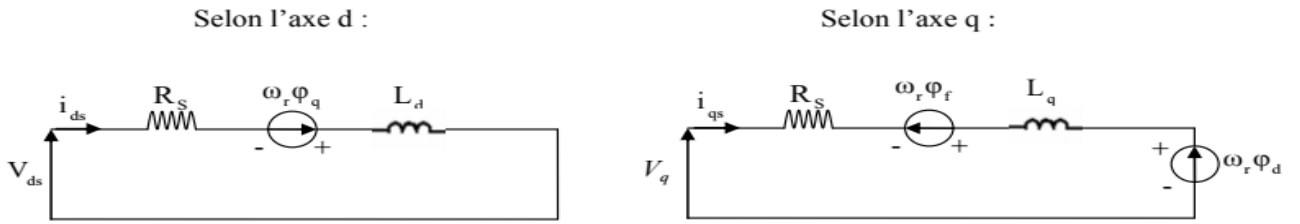


Figure9: Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q

I.7.6. Equations d'état de la MSAP

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

$$\left\{ \begin{array}{l} J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \\ \frac{dI_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s I_d}{L_d} + \omega_r L_q \frac{I_q}{L_d} \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s I_q}{L_q} + \omega_r L_d \frac{I_d}{L_q} + \frac{\omega_r}{L_q} \varphi_f \\ C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_f I_q] \end{array} \right. \quad (I.33)$$

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

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

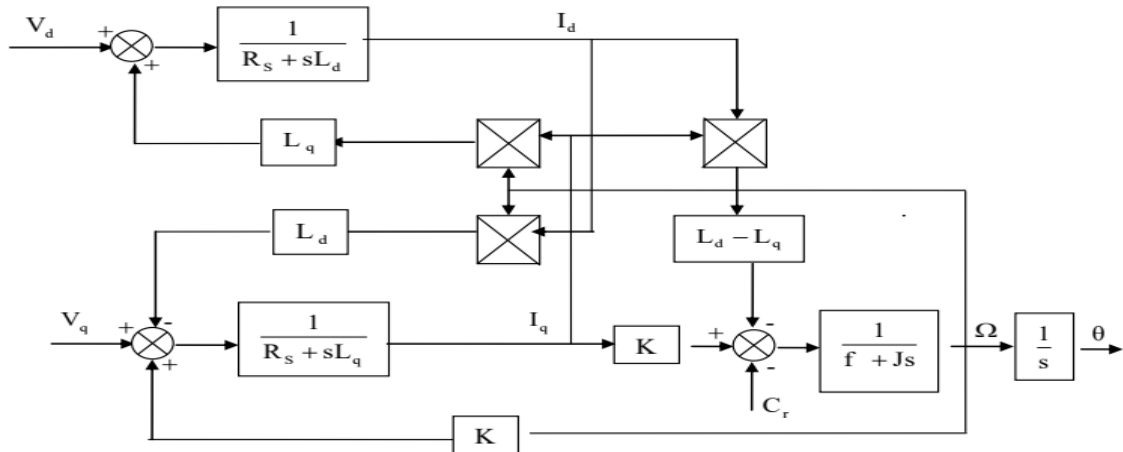


Figure10: Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d, q

I.8.Modélisation de l'onduleur

Le schéma de principe du circuit de puissance, l'onduleur de tension, est représenté à la figure11. Chaque bras se compose de deux IGBT et de ses diodes antiparallèles. Comme l'explique N. Mohan, les deux IGBT dans chaque bras sont commandés de telle manière que quand l'un d'eux est bloqué et l'autre passant. Par conséquent, les deux IGBT ne sont jamais bloqués simultanément. Dans le pratique, ils sont bloqués tous les deux pendant une courte période de temps, appelé temps mort, afin d'éviter de court-circuiter l'entrée. Notons que si les IGBT du convertisseur sont commutés de telle manière que les deux IGBT d'un bras ne soient jamais bloqués en même temps, alors le courant i s'écoulera sans interruption. Pour la modélisation de l'onduleur, on a opté à une méthode de modélisation à topologie variable, celle-ci consiste à considérer le semi-conducteurs comme des interrupteurs idéaux, possédant deux états possibles: fermé et ouvert [24][23].

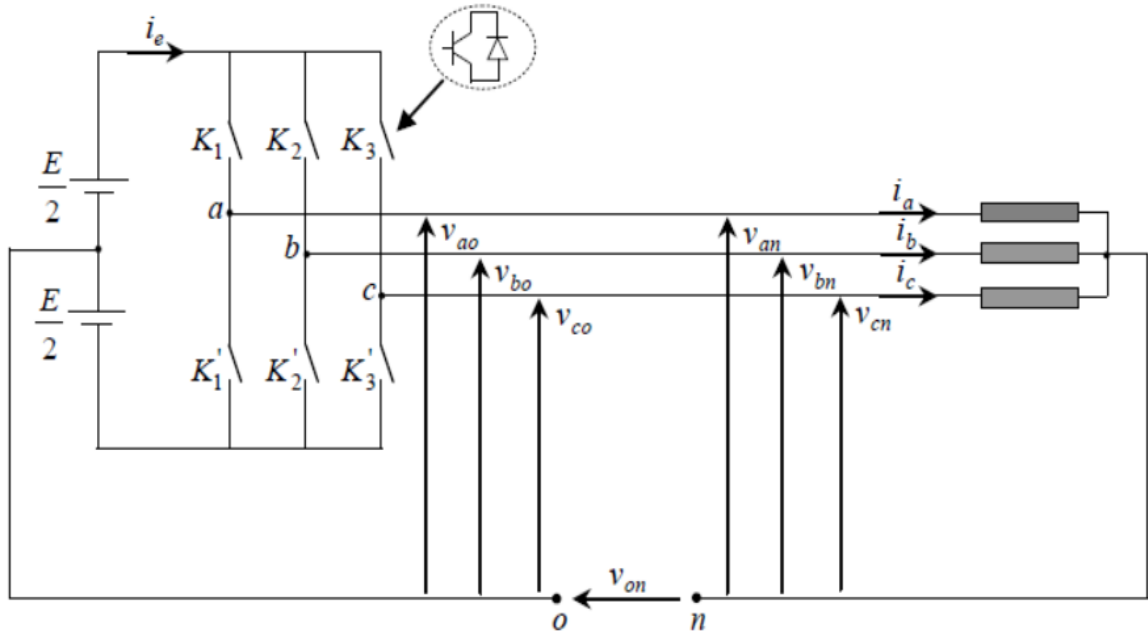


Figure11: Schéma de l'onduleur de tension

Les tensions aux bornes de trois phases sont données par:

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

Les tensions fournies par les demi-ponts (Figure 11) sont:

$$V_i - V_o = \begin{cases} \frac{+E}{2} siK_i : \text{fermé} \\ \frac{-E}{2} siK'_i : \text{fermé} \end{cases} \quad \text{Avec : } i=a,b,c \quad (I.35)$$

Les tensions aux bornes de la machine en fonction des états des interrupteurs sont données par:

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

Où S_i est l'état de l'interrupteur K_i :

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

I.9. Résultats de simulation

I.9.1. Le schéma de simulation

La figure sous-dissous illustre le schéma de simulation de la MSAP :

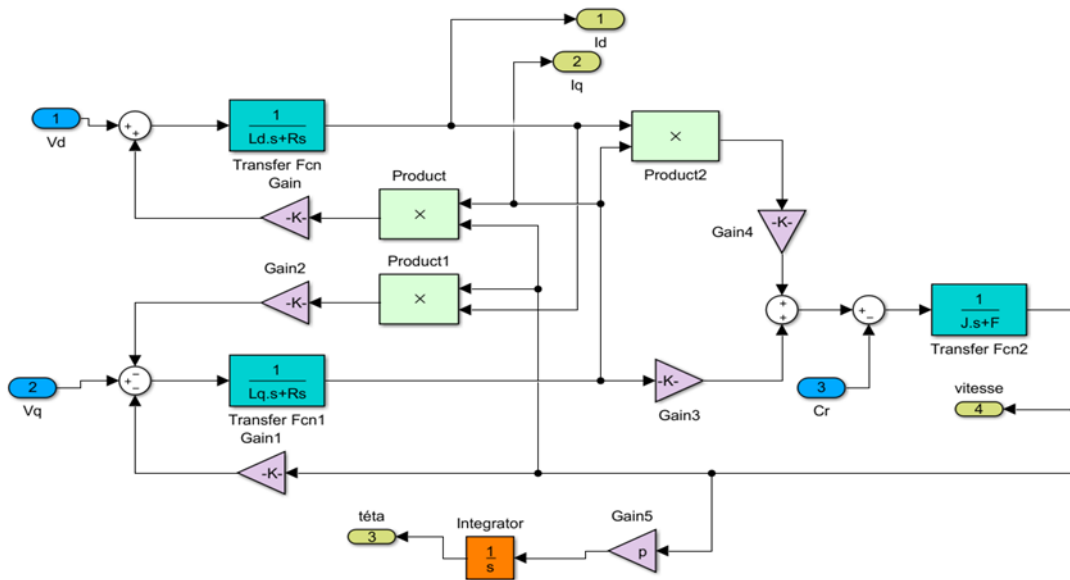
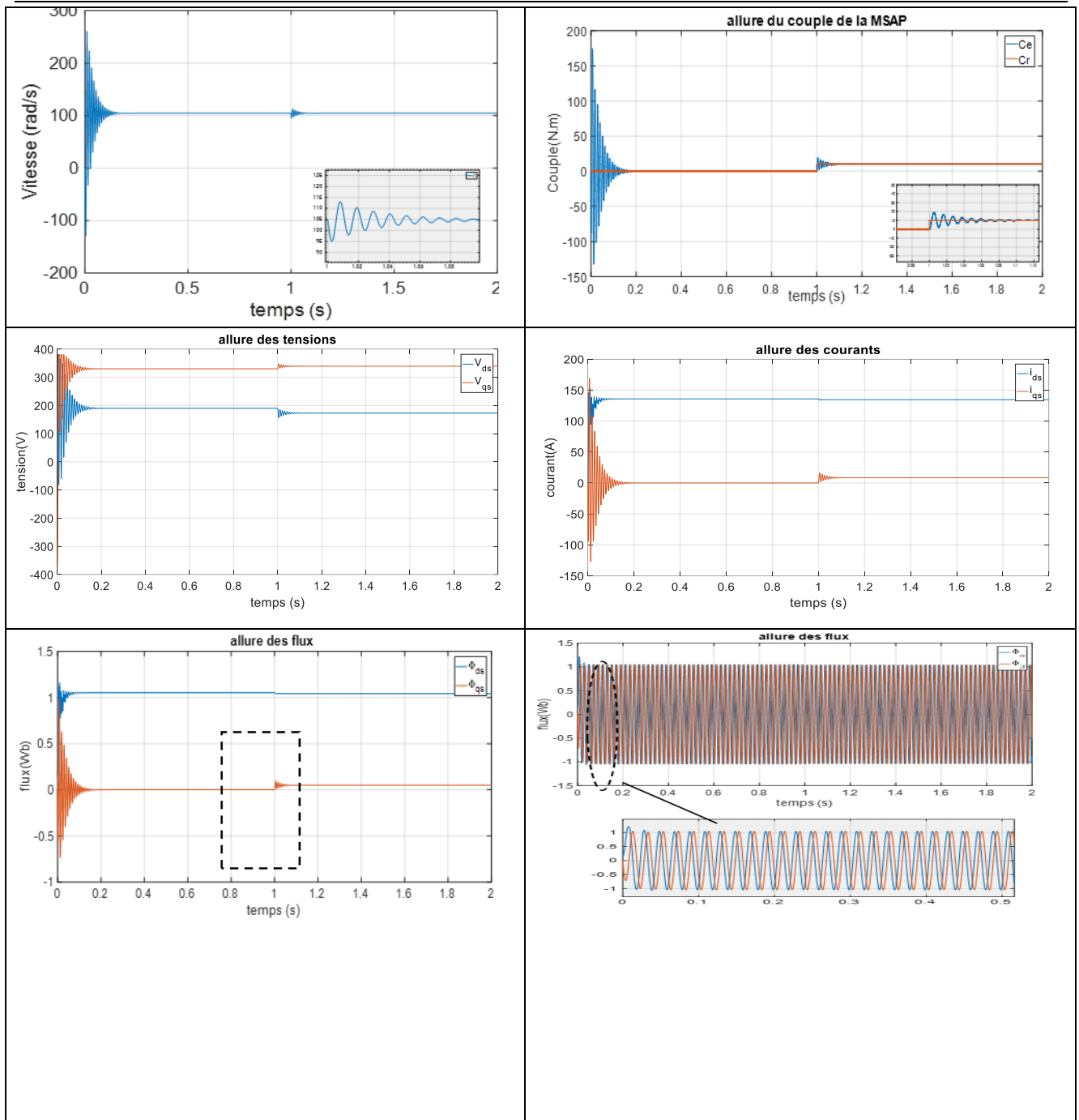


Figure12: Schéma simulation de la MSAP

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



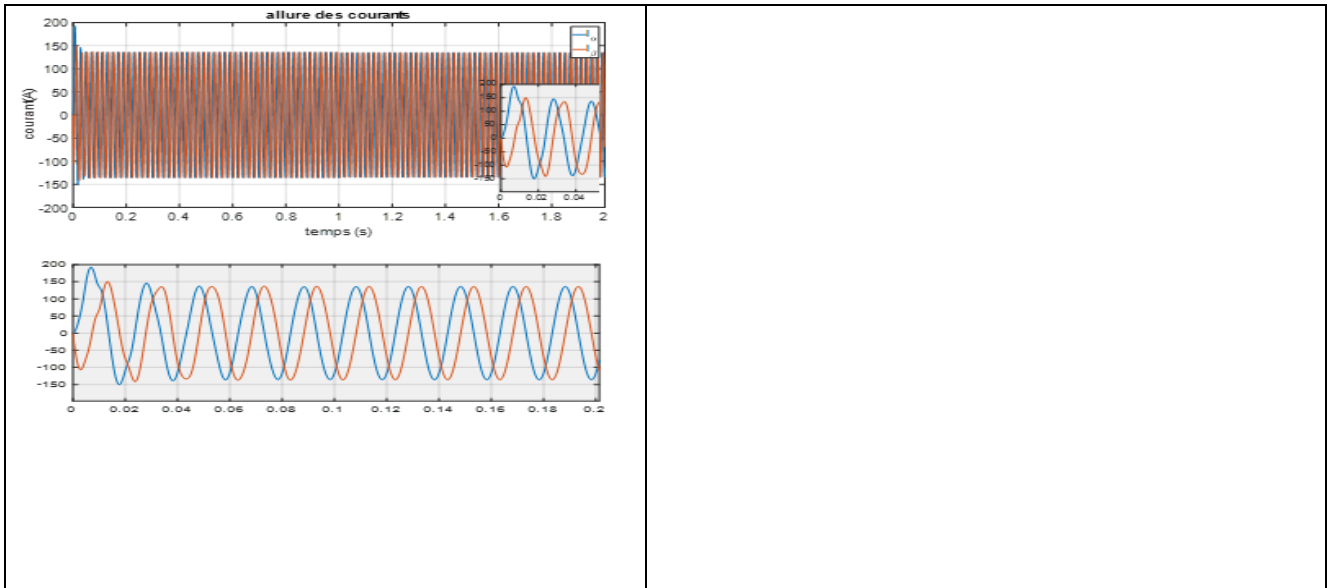


Figure13: Résultats de simulation

I.9.2. Interprétation des résultats de simulation

Les résultats précédentes la réponse de la MSAP alimenté directement par un réseau triphasée équilibré 220/380 V, de fréquence fixe 50 HZ qui on démarrant à vide puis on appliquant un couple résistant de ($C_r=8$ N. m) à l'instant ($t=1$ s). L'examen des courbes de la figure 13 nous à permet de :

Remarquer des battements importants dans la courbe de la vitesse tels qu'elle prend des valeurs négatives à cause de là contre réaction des masses qu'il ramène le moteur à l'état de repos au démarrage. Après un démarrage très rapide avec des battements au régime transitoire, la valeur de la vitesse se stabilise à une valeur proche de (100 rad/s).

Le couple électromagnétique (C_{em}) présente une allure identique à celle du courant (I_q), du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs, et Le couple présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, , avant de se stabiliser par la suite sur une valeur (8 N.m). Comme on remarque aussi au début du démarrage Le courant I_d augmente rapidement puis se stabilise à sa valeur (140A) après un temps assez court. les tensions V_d , V_q coïncident à l'allure de courant I_d , I_q respectivement, à cause de couplage entre l'inducteur et l'induit, cette partie définit la transformation de Park.

Remarque : A $t= 1$ s, on applique un couple de charge de 8 N.m, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

I.10.Conclusion

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

CHAPITRE II

Les onduleurs multiniveaux

II .1 Introduction :

Dans cette partie, on fera un essai toujours avec un onduleur multiniveaux mais cette fois ci, avec des modulateurs multiniveaux, le principe de l'onduleur présenté précédemment est Toujours valable pour ce cas.

La plupart des modulateurs décrits dans la littérature sont basés sur la comparaison d'un Ensemble de porteuses triangulaires avec le signal de référence [51]. Ils peuvent également Être basés sur le calcul des angles de commutation, en vue d'éliminer des harmoniques Spécifiques [50]. Les modulateurs multiniveaux sont généralement basés sur l'utilisation de Porteuses triangulaires symétriques. Ces porteuses sont au nombre d'une de moins que le Nombre de niveaux et leurs décalages se résume sur l'amplitude de son signal qui est de la Forme des dents de scie triangulaires, leurs agencements caractérisent la méthode de modulation. La combinaison des signaux de comparaison permet de déterminer le signal modulé et plus au moins directement d'obtenir les signaux de commandes. Le signal modulé est généré par le convertisseur par l'intermédiaire des signaux de commande.

L'onduleur multiniveaux triphasé étudié dans ce chapitre est constitué par la mise en série d'onduleurs partiels par phase (structure cascade), les matrices des fonctions de connexion de cet onduleur identique à celles étudié au chapitre précédant néanmoins sur le plan de la matrice de conversion sera différent.

II .2 Définition de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande. [52]

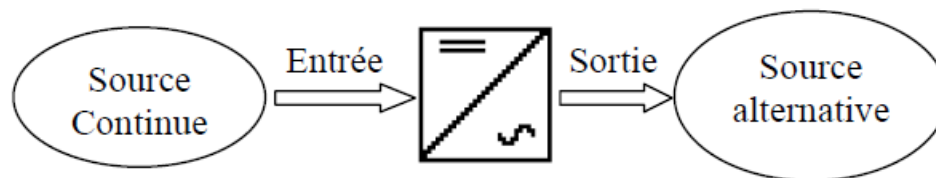


Figure 14:Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC) [52].

II.3 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX

II .3.1 Avantages

Les onduleurs multi-niveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs à deux niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel :

- **Avantage technologique** : Dans les onduleurs multi-niveaux, la répartition de la tension est obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semi-conducteur indépendamment des autres. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus performant pendant les commutations ;
- **Avantages fonctionnelles pour le convertisseur** : possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance. Possèdent de meilleurs compromis entre performances statique (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage) ;
- **Avantages fonctionnelles pour la machine** : le nombre de tension généré par un onduleur multi-niveaux plus élevé que celui d'onduleur à deux niveaux de tension, ce qui permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine [53].

II .3.2 Inconvénients

Moyennant un accroissement de complexité et de coût, il est imaginable d'avoir des modules redondants permettant la poursuite du fonctionnement du convertisseur en cas de défaillance de modules. Il ne faut toutefois pas trop s'enthousiasmer sur le gain possible en termes de fiabilité, car l'augmentation de complexité va généralement avec la diminution de la fiabilité.

En effet, le nombre de défaillances possibles augmente considérablement, il est donc difficile de prévoir ce qui va se passer suite à la défaillance d'un ou de plusieurs modules [54].

II .4 Intérêt des onduleurs multi-niveaux

Un convertisseur statique est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux

avantages. D'une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. Alors l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent moins élevée. Dans le cas de modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [55].

En général, les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être vu comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets [56] [57].

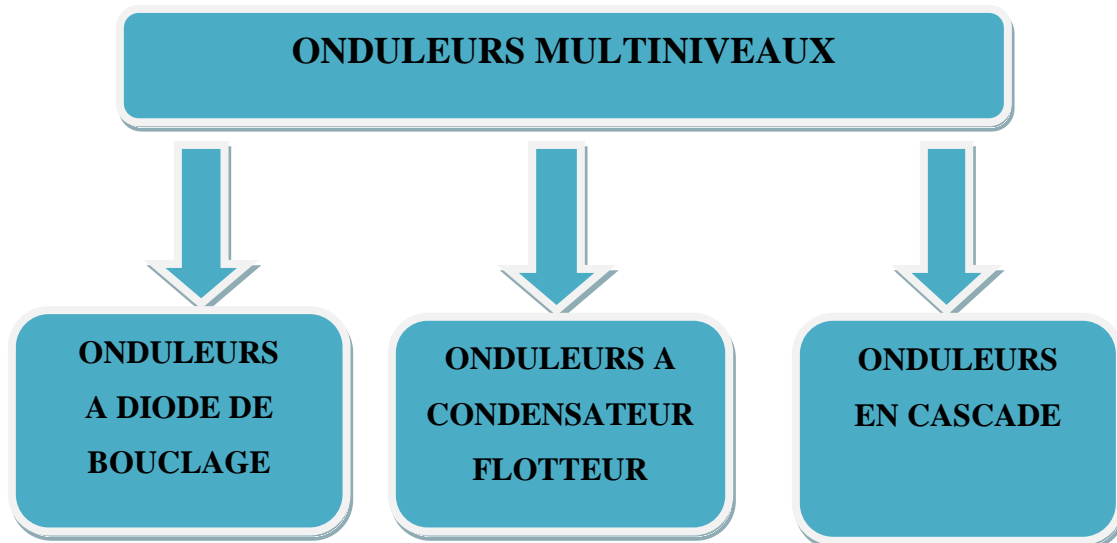


Figure 15: Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

II.5 Classification des onduleurs

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Une première classification peut être faite en distinguant: Onduleur non autonome et onduleur autonome [58].

II .5.1 Onduleur autonome

Qui délivre une tension avec une fréquence soit fixe, soit ajustable par l'utilisateur. Il n'a pas besoin de réseau électrique pour fonctionner. Et leurs interrupteurs sont commandés par des circuits auxiliaires indépendants du réseau alternatif [58].

II .5.2 Onduleur non autonome (assisté)

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est « naturelle » contrairement à l'onduleur autonome. L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables. [58]

II .6 Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

L'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. Le but de cette partie est de donner une vue générale des quatre topologies de base des onduleurs multi-niveaux :

- La topologie à diode de bouclage (NPC),
- La topologie au condensateur flotteur (à cellules imbriquées),
- La topologie en cascade.

II .6.1 Onduleur de tension clampé par le neutre (NPC)

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi-niveau est le NPC (*Neutral-Point-Clamped*). Elle a été proposée, la première fois en 1980, par *Nabae et Al.* L'onduleur NPC à trois niveaux est donné par la **figure (33)** [59, 60,61].

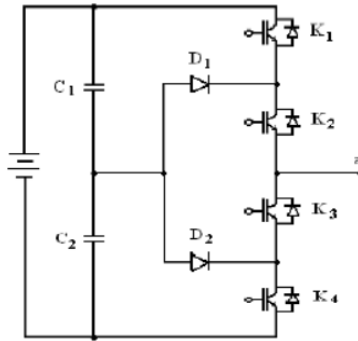


Figure 16.: Onduleur NPC à trois niveaux (la phase a)

Pour le cas général, la **figure (34)** représente la structure d'un onduleur NPC à n -niveaux [62].

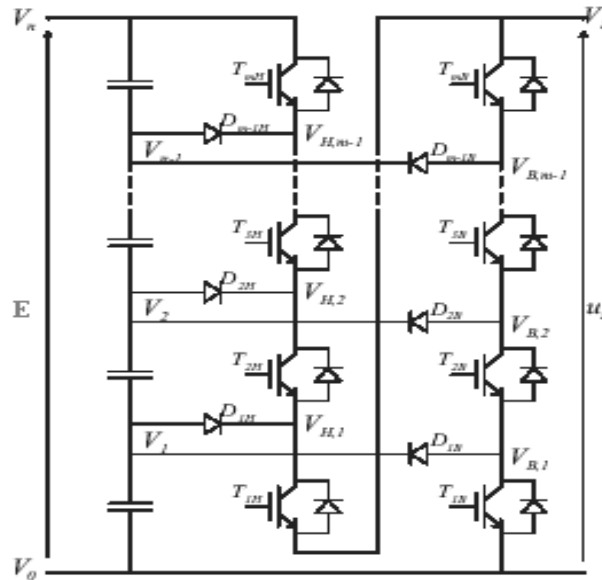


Figure 17: Onduleur de tension clampé par le neutre à n-niveaux

L'onduleur de tension à trois niveaux présente des avantages par rapport à la topologie d'onduleur classique (à deux niveaux).

Ces avantages sont:

- Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue [63] ;
- Cette topologie peut être généralisée et les principes employés dans la topologie d'onduleur à trois niveaux peuvent être étendus pour l'utilisation dans des topologies avec n'importe quel nombre de niveaux ;

- Cependant, en utilisant cette topologie, l'expérience pratique a révélé plusieurs difficultés techniques qui compliquent ses applications dans le cas des grandes puissances. Ce sont :
- Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage (clamping diodes) peuvent augmenter les contraintes en tension jusqu'à une valeur égale à $E(n-1)/n$, où n est le nombre de niveaux. Donc, les connexions des diodes en série pourraient être exigées et cela complique la conception et soulève des questions de fiabilité et du coût de réalisation ;
- Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge [50] ;
- Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs devient très complexe, voire impossible, car il est intimement lié au facteur de puissance de la charge et à l'indice de modulation ;
- Le déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs lors de leur mise en série.

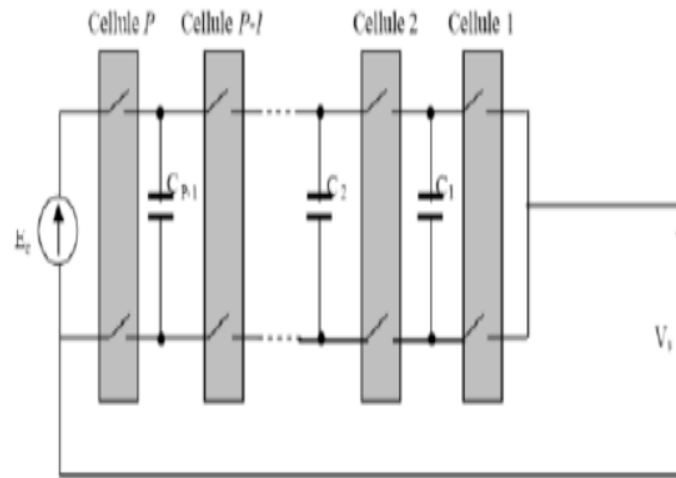
II .6.2 Onduleur de tension à cellules imbriquées

II .6.2.1 Convertisseur Multicellulaire Série (FC)

Le convertisseur multicellulaire est une topologie de conversion d'énergie qui repose sur la mise en série d'interrupteurs commandés. Elle est apparue au début des années 1990 à la suite d'un brevet déposé par Thierry A. Meynard et Henri Foch, il est connu aussi sous l'appellation « Flying Capacitor Multilevel Inverter ». [64]

a) Structure

Cette structure est basée sur la mise en série de cellules de commutation entre lesquelles une source de tension flottante est insérée. Ces sources de tension flottantes sont réalisées par des condensateurs. La structure multicellulaire série peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demipont ou en pont complet. **La figure(35)** montre le schéma d'un bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux, constitué de $p=N-1$ cellules. [65]



La figure35. Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux.

b) Caractéristique principales

- *Propriétés : Avantage et limitation :*

La structure multicellulaire série peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi pont ou en pont complet. La figure représentée comprend P cellules de commutation séparée les unes des autres par (P-1) condensateurs flottants, et chaque cellule comprend deux interrupteurs qui devront être de nature complémentaire pour ne pas court-circuiter les sources de tensions. [66]

Le premier avantage de ces convertisseurs est la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs. Les sources de tension flottantes imposent sur chaque cellule une contrainte en tension égale à E/P . Les convertisseurs multicellulaires série permettent aussi d'améliorer la forme d'onde de la tension de sortie et permettent plus de flexibilité pour obtenir des niveaux de tension différents (par rapport à la structure NPC)[67].

II .6.3 Onduleur de tension en cascade

Une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont était pour la stabilisation de plasma en 1988 [57]. Cette approche modulaire a été étendue pour inclure aussi les systèmes triphasés.

Sans conteste, les complications et le coût des sources isolées pour chaque pont n'est pas un inconvénient sérieux parce qu'il est compensé par les avantages de la construction modulaire.

L'avantage principal de cette approche est que la topologie de ce type d'onduleur facilite la maintenance en plus elle permet de donner une façon très pratique pour augmenter le nombre de niveaux dans le système.

II .7 Application des onduleurs multiniveaux

La discipline du génie électrique touche des domaines d'applications vastes et très divers pour des puissances couvrant une large gamme (quelques Watts à plusieurs centaines de mégawatts). La structure de conversion multiniveaux, principale actrice de cette spécialité, commutent des puissances de plus en plus importantes. Cette utilisation s'ouvre sur plusieurs

II .8 Cas de l'onduleur de tension à trois niveaux

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

II .8.1 Principe de la topologie NPC dans un onduleur à trois niveaux

Le convertisseur NPC (Neutral Point Clamped) à trois niveaux est apparu au début des années 1980. La répartition de la tension d'entrée sur les interrupteurs à l'état bloqué est assurée par des diodes connectées à un point milieu (M). Ces deux diodes imposent un potentiel à $E/2$ aux points (A) et (B). **Figure (36)**. Cette structure d'onduleur a été brevetée par la première fois en 1981 par **R. Baker**, [68]. L'objectif était de réduire le taux de distorsion d'harmonique du courant injecté dans la charge. Pour des applications de type alimentation des moteurs électriques. **Figure (36)** illustre un montage possible pour un onduleur NPC à trois niveaux. Dans sa version la plus simple, chaque branche de cet onduleur comporte 4 interrupteurs contrôlables et 6 diodes. Ce montage est alimenté par une tension continue E.

Les trois niveaux de tension possibles en sortie ($-E/2$, 0 et $E/2$) sont obtenus en fonction du choix des interrupteurs rendus passants, [69], [70].

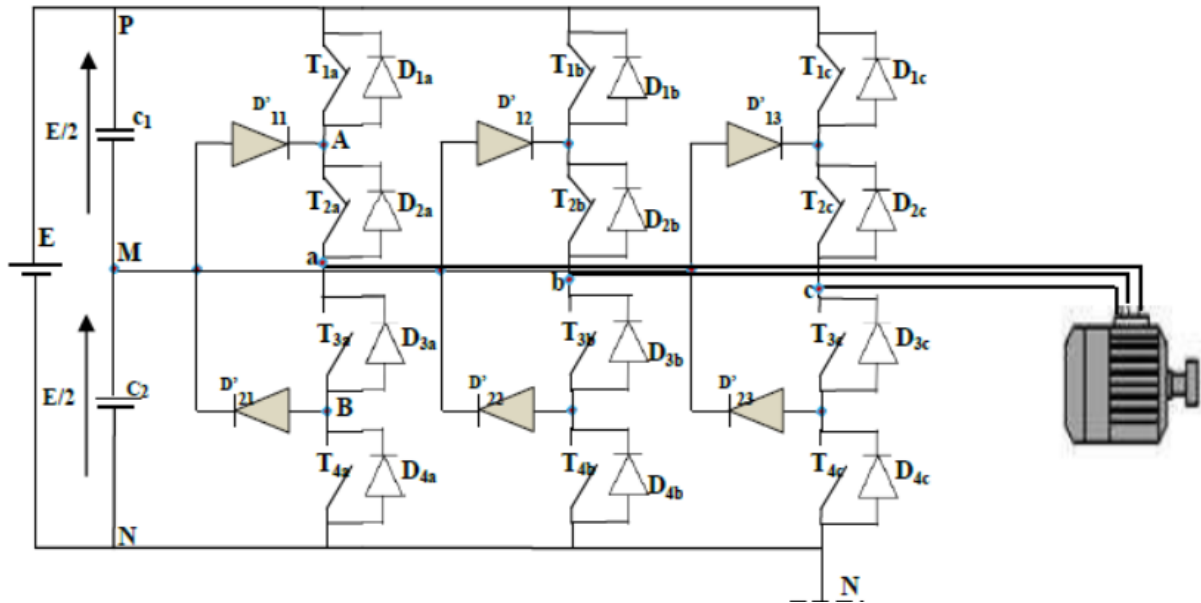
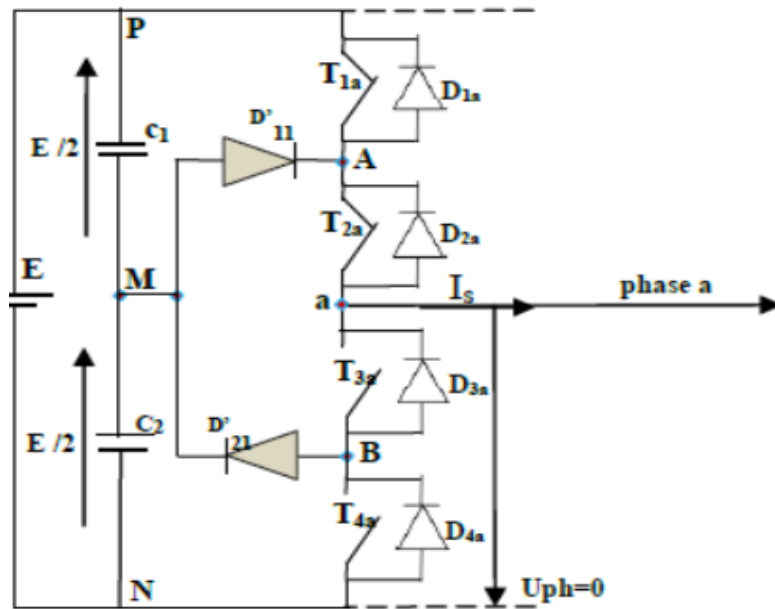


Figure 18: Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

II .8.2 Génération des trois niveaux de tension dans un onduleur NPC

Pour des raisons de simplification à cause de la symétrie de l'onduleur, seule une branche de celui-ci est représentée à la **Figure (37)**. Elle est constituée principalement de quatre interrupteurs (T1a, T2a, T3a, T4a). Chaque point milieu entre (T1a et T2a) et entre (T3a et T4a) est relié à point neutre « M » via une diode supplémentaire (D'11, D'21) ce point neutre est formé par la subdivision d'une source de tension continue E en deux sources égales à E/2. Ces sources peuvent être remplacées par deux condensateurs. (Voir figure II.5), [71].



Figure(35) : Structure d'un bras d'un onduleur NPC à trois niveaux

L'une des particularités de cette topologie est que les semi-conducteurs externes, T1a et T4a, ne découpent pas pendant au moins la moitié de la période de modulation. Les diodes D'11 et D'21 n'interviennent pas pour les phases de fonctionnement A et B. En revanche, l'une d'entre elles est passante et permet de fixer le potentiel du point A ou du point B à 0 V. Le signe du courant de charge indique quelle diode est rendue passante : si $I_s > 0$, D'11 est amorcée et D'21 est bloquée ; la configuration est inversée pour $I_s < 0$. Les trois niveaux de l'onduleur NPC peuvent être générés comme présenté aux figures (19), avec $T_{3a} = \bar{T}_{1a}$ et $T_{4a} = \bar{T}_{2a}$.

II.8.3 Différentes configurations d'un bras d'un onduleur à trois niveaux

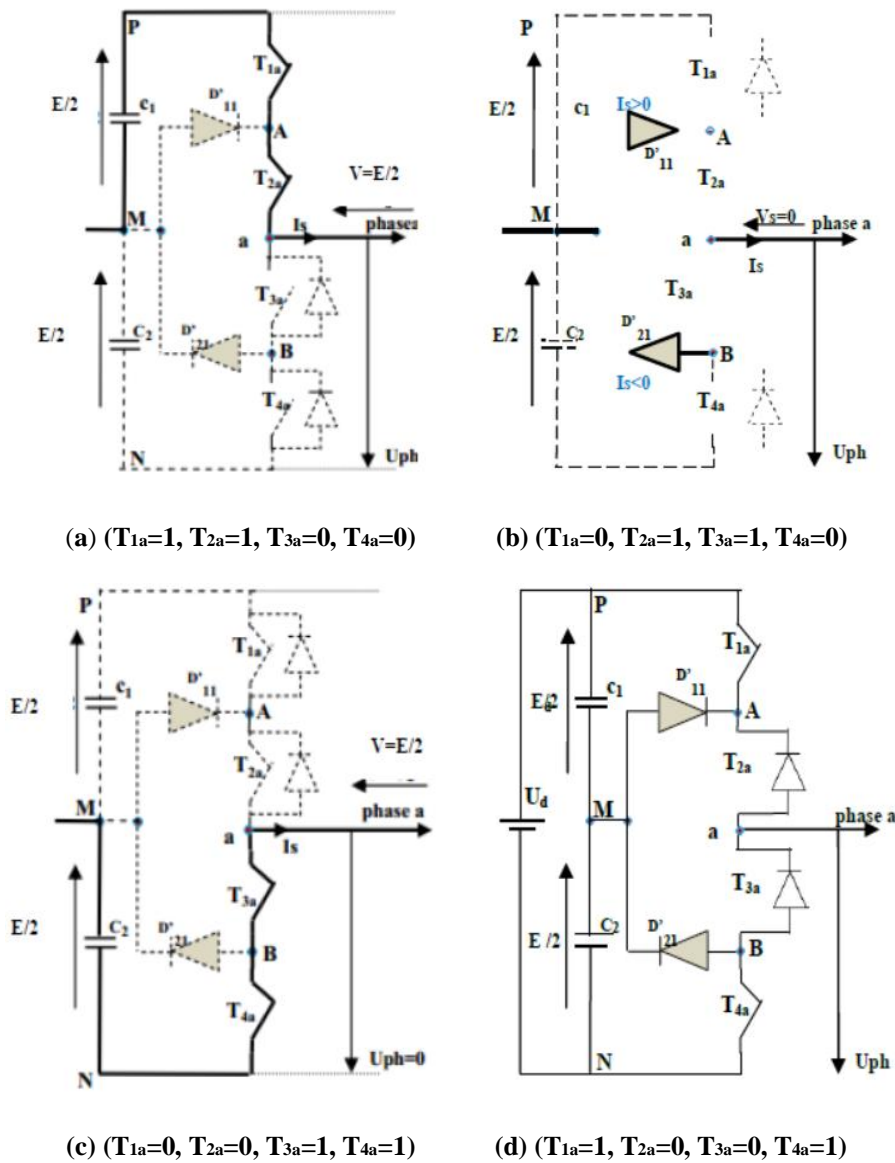


Figure 19: Configuration possible d'un onduleur à trois niveaux NPC.

Quand T1a et T2a sont fermés, les diodes D1a et D2a ne conduisent pas et la phase est connectée au potentiel positif du circuit intermédiaire (voir la figure 19.a). Ce qui explique pendant l'alternance positive de la référence, T2a est toujours passant et T4a toujours bloqué. Si T1a est amorcé, alors T3a est OFF et la tension de sortie est fixée à $E/2$. Ainsi, l'onduleur génère l'état maximum : état 2 de la (figure 20). Au contraire si T3a est ON alors T1a est OFF, et la tension de sortie égale à 0 V, (voir figure 19b).

Quand T2a et T3a sont fermés, et par conséquent T4a et T1a sont bloqués, la phase est connectée au point milieu M via les diodes supplémentaires (D'11, D'21) indépendamment du signe du courant (voir figure 19.b). Cela permet de générer le niveau intermédiaire l'état 1 de la (figure 20). Ainsi, grâce aux diodes supplémentaires (D'11, D'21), l'onduleur peut générer le niveau intermédiaire, d'où le nom Neutral-Point-Clamped.

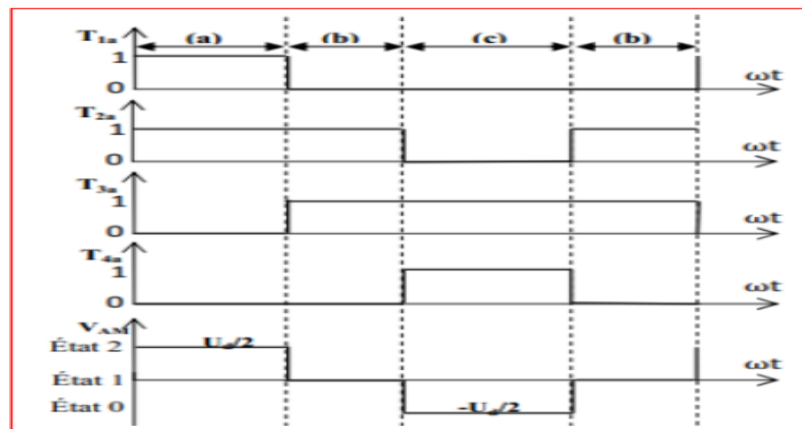


Figure 20: Génération des trois niveaux dans un onduleur NPC, [72].

De manière analogue, pendant l'alternance négative de la référence, T2a est toujours bloqué et T4a toujours passant. Si T4a est amorcé, alors T2a est OFF et la tension de sortie est fixée à $E/2$ voir figure(37.c) ; à l'inverse si T2a est ON, alors T4a est OFF, et la tension de sortie est égale à 0 V voir figure(37.b) Ainsi, l'onduleur génère l'état minimum: état 0 de la figure (38)

Par contre, quand T1a et T4a sont fermés, et par conséquent T2a et T3a sont bloqués, cet état est indéfini et donc interdit dans un fonctionnement normal de l'onduleur. figure(37.d).

Les séquences a, b et c vont s'enchaîner durant chaque période de la façon suivante : a-b-c-b. Cette analyse montre que, la structure de l'onduleur à trois niveaux limite à $E/2$ la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu'il est bloqué, alors que dans la structure classique de l'onduleur à deux niveaux, cette tension vaut la tension continue complète E. C'est cette caractéristique de l'onduleur à trois niveaux qui permet de monter en tension et en puissance, dans le cas des applications de forte puissance, [68], [70].

Sens de courant	Le courant circule a travers	Tension découpée
Is>0	T1a , T2a	E/2
	D'11, T3a	0
	D4a, D3a	-E/2
Is<0	T3a, T4a	-E/2
	T3a, D'21	0
	D2a, D1a	E/2

Tableau 1:Phase de fonctionnement d'un onduleur NPC à trois niveaux

Phase de fonctionnement d'un onduleur NPC à trois niveaux

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

Le **Tableau (11)** représente la tension de sortie V_{ao} d'un onduleur NPC à 3 niveaux en fonction de l'état des interrupteurs. Outre les variations du potentiel du point milieu, la tension aux bornes des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée.

<i>Etat des interrupteurs</i>				<i>Tension de sortie V_{ao}</i>
<i>K_{a1}</i>	<i>K_{a2}</i>	<i>K_{a3}</i>	<i>K_{a4}</i>	
1	1	0	0	E/2
0	1	1	0	0
0	0	1	1	-E/2

Tableau 2:Table de commutation de l'onduleur NPC 3 niveaux

Pour visualiser l'enchaînement des configurations décrites ci-dessus, la **figure (38)** représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie V_{ao} .

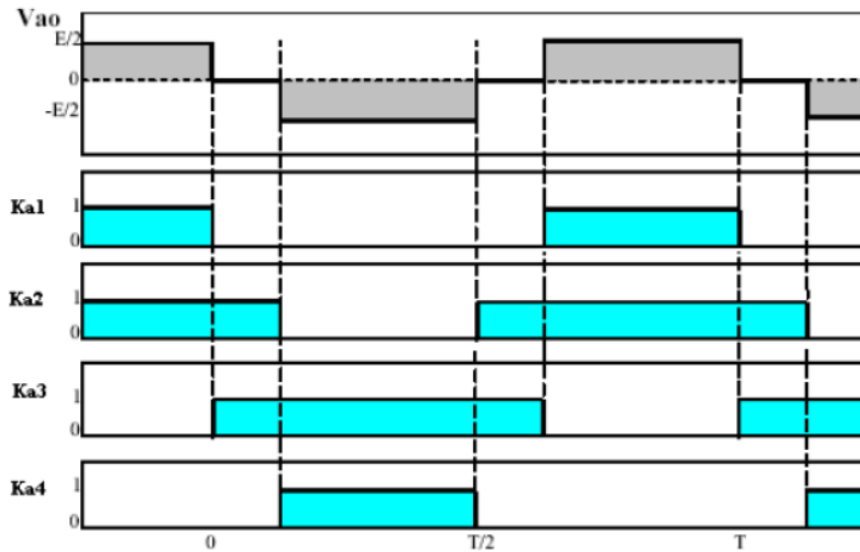


Figure 21: Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois

II .8.4 Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux :

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

$$\begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k1} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

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

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

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

II .8.5 Fonction de connexion des demi-bas

On définit la fonction de connexion F_{km}^b du demi-bras comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

F_{k1}^b est associée au demi-bras du haut (la paires T_{K1}, T_{K2}) et F_{k0}^b est associée au demi-bras du bas (la paires T_{k3}, T_{k4}), où k désigne le bras ($k=a,b,c$) et m désigne la position du demi-bras ($m=0$ pour le demi-bras du bas et 1 pour le demi-bras du haut).

Le système d'équations (III.3) montre que la fonction F_{km}^b vaut 1 dans le cas où les deux interrupteur associés au demi-bras F_{km}^b sont tous fermés et nulle dans les autres cas.

Alors nous pouvons mettre simplement, [73] :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} \end{cases} \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \end{cases} \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

II .8.6 Fonctions de conversion

Les potentiels des nœuds a, b, c par rapport au point milieu M de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} V_{cM} = F_{11}F_{12}E_1 - F_{13}F_{14}E_2 \\ V_{bM} = F_{21}F_{22}E_1 - F_{23}F_{24}E_2 \\ V_{aM} = F_{31}F_{32}E_1 - F_{33}F_{34}E_2 \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

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

II .8.7 Tensions composées

Nous savons :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{aM} - V_{bM} \\ U_{bc} = V_{bM} - V_{cM} \\ U_{ca} = V_{cM} - V_{aM} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Les tensions composées par rapport au point milieu :

$$\begin{cases} U_{ab} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})E_1 - (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})E_2 \\ U_{bc} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})E_1 - (F_{23}F_{24} - F_{33}F_{34})E_2 \\ U_{ca} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})E_1 - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})E_2 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

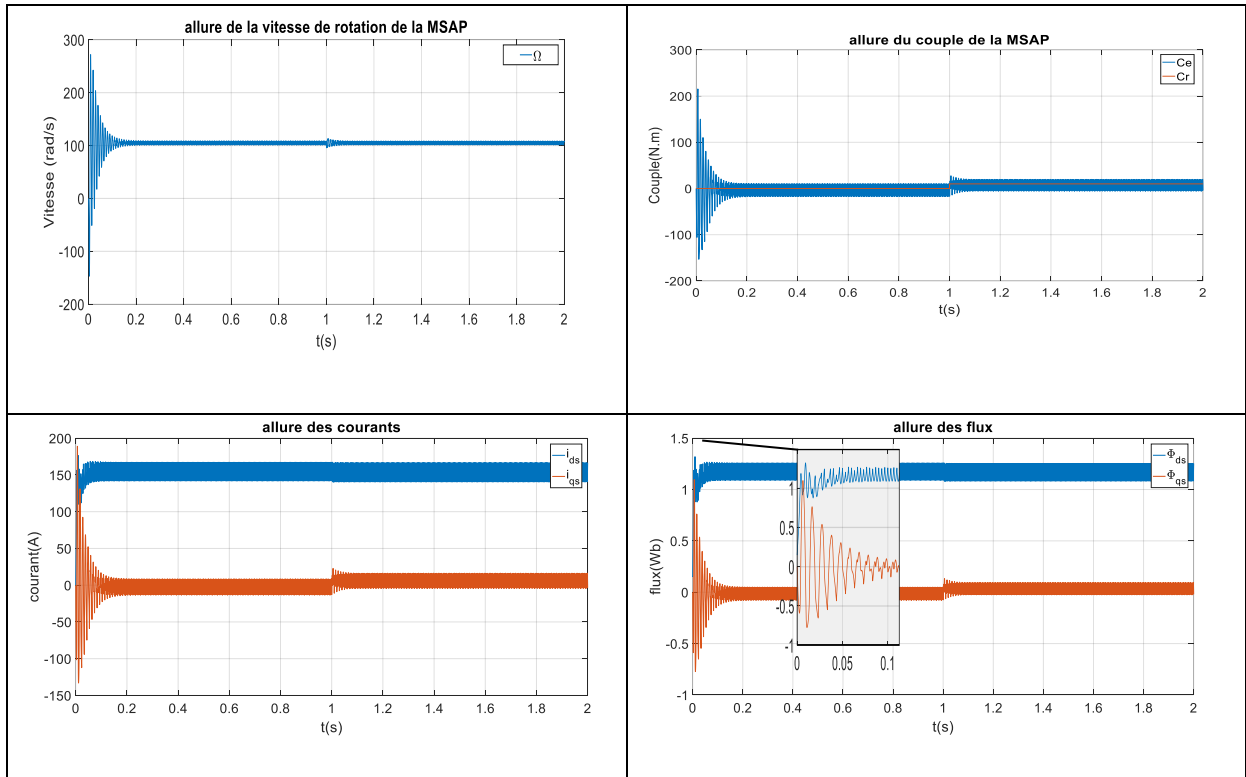
Après simplification :

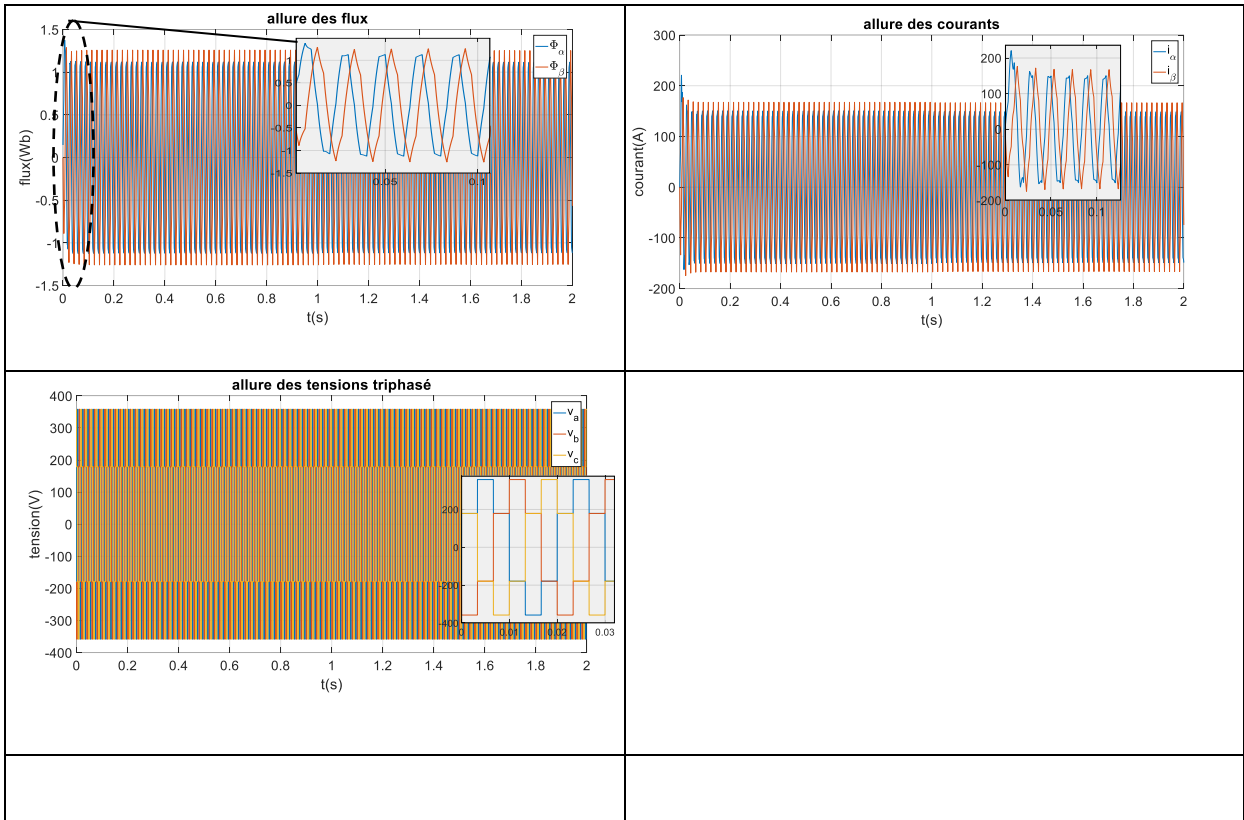
$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} E_1 - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} E_2 \right. \quad (\text{II.8})$$

Nous pouvons écrire le système suivant d'après le relation (III.6) ;

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & -1 \\ -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

II .9 Simulation et interprétation des résultats





II .10 Conclusion

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs multi-niveaux, dont chacun correspond à un type d'application déterminé permettant d'atteindre les performances recherchées.

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure générale de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC. Cet onduleur sera utilisé comme la source d'alimentation de notre machine, il génère 19 vecteurs tension distinctes. Cette interprétation facilite l'analyse de la commande de la machine

CHAPITRE III

Commande directe du couple(DTC) de la machine synchrone à aimant permanent

Chapitre III : Commande directe du couple(DTC) de la machine synchrone à aimant permanent

III.1 Introduction

Le contrôle direct du couple (DTC) venu de la nomination anglo-saxonne « Direct Torque and Flux Control », et basé sur l'orientation du flux statorique, a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande du couple des servomoteurs de puissances élevées. [25].

Ce type de commande est basé sur la détermination "directe" de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Pour cela, deux comparateurs à hystérésis sont utilisés et qui permettent de comparer les valeurs estimées de couple électromagnétique et de flux statorique avec celles de références, ensuite on commande directement les états de l'onduleur à travers une table de sélection prédéfinie.

Dans ce qui suit on s'intéressera spécialement à la commande directe du couple (DTC). Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par une présentation d'une structure de commande du MSAP par DTC. Ensuite des résultats de simulations du contrôle direct du couple appliqué à la MSAP alimenté par un onduleur de tension en présence d'une boucle de régulation de vitesse seront présentés et discutés. [26]

III.2 Principes généraux de la commande directe du couple

Le principe de la commande DTC est différent. L'objectif est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont: le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. Les sorties de ces régulateurs déterminent le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type de régulateur suppose l'existence d'une fréquence de commutation variable dans le convertisseur nécessitant un pas de calcul très faible [27-29].

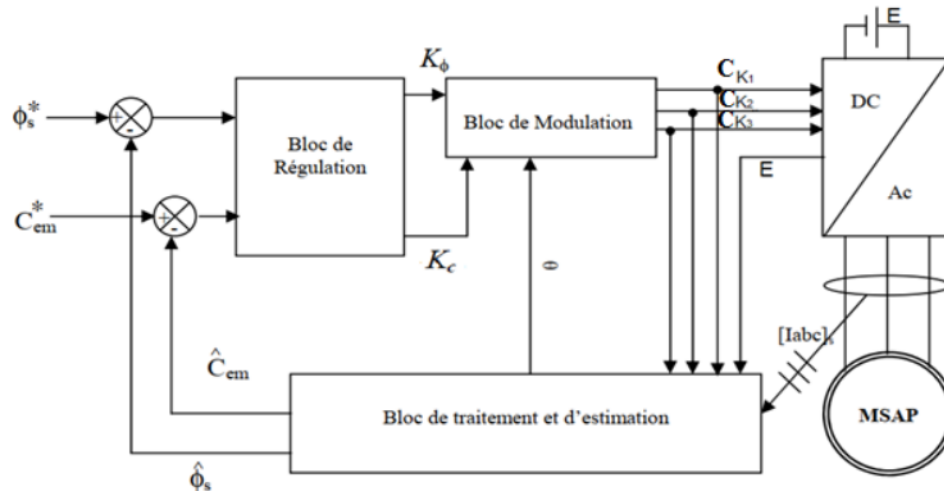


Figure22 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, En plus:

- La stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine;
- L'estimation du flux statorique ne dépend que de la résistance du stator;
- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple;
- Elles correspondent le plus souvent à des stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calculs. [25]

III.3 Les avantages de la commande DTC

- De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d, q);
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI;
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle;
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse;
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire;
- La réponse dynamique est très rapide.

III.4 Les inconvénients

- L'existence des problèmes à basse vitesse;
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple;
- L'existence des oscillations du couple;
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis).

Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques. [30]

III.5 Stratégie de commande directe de couple et de flux

Takahashi et al. a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui basée sur l'algorithme suivant, [31]:

- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e ;
- Pour chaque coupe d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de machine synchrone à aimant permanent;
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique;
- On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes;
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique.

III.6 Contrôle de flux et de couple

III.6.1 Contrôle du flux statorique

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator de la machine. Le flux statorique du *MSAP* est obtenu à partir de l'équation suivante:

$$\bar{V}_s = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (\text{III.1})$$

On obtient:

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - r_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{III.2})$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors:

$$\bar{\phi}_s \approx \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{III.3})$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué au *MSAP* reste constant, on peut écrire alors:

$$\bar{\phi}_s(k+1) \approx \bar{\phi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{III.4})$$

Où encore:

$$\Delta \bar{\phi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (\text{III.5})$$

Avec:

- $\bar{\phi}_s(k)$ c'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel;
- $\bar{\phi}_s(k+1)$ c'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant;
- $\Delta \bar{\phi}_s$ c'est la variation du vecteur flux statorique ($\bar{\phi}_s(k+1) - \bar{\phi}_s(k)$);
- T_e c'est la période d'échantillonnage.

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes, $\bar{\phi}_s$ devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique. Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta \bar{\phi}_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du MSAP [33-35]. La figure (15) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) .

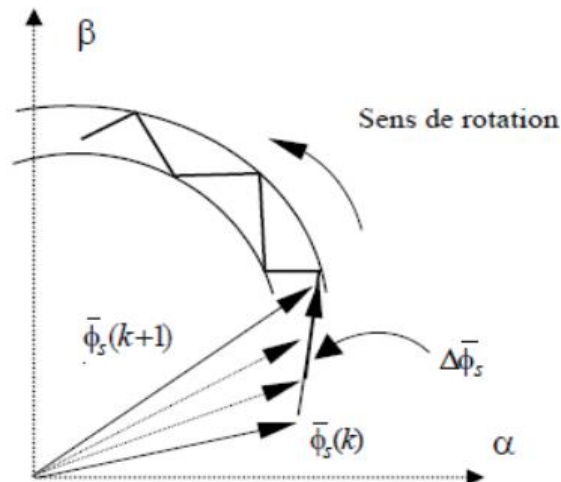


Figure23:Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β)

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.

III.6.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique. [35]

$$C_e = k(\overline{\phi}_s \wedge \overline{\phi}_r) = k|\overline{\phi}_s||\overline{\phi}_r| \sin \theta$$

L'angle θ est le déphasage entre les deux flux. Le flux statorique est la somme du flux rotorique et de flux de fuites totales.

Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes:

- Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de la tension, car les inductances de fuites sont faibles;
- Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion σ dont la valeur moyenne est d'environ 0,1.

Dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique reste constant. Par contre, le flux statorique est directement affecté par les variations des flux de fuites. Donc le couple dépend uniquement du produit $\overline{\phi}_s \sin \theta$. Comme l'amplitude du flux statorique varie assez peu, la variation du couple peut être réalisée par variation de l'angle θ [35]. Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la figure (16): Utilisé pour contrôler le moteur dans les deux sens de rotation. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme de l'équation (2.3), tels que ' C_{cpl} ' représente l'état de sortie du comparateur et ' h_{cpl} ' la limite de la bande d'hystérésis. [35]

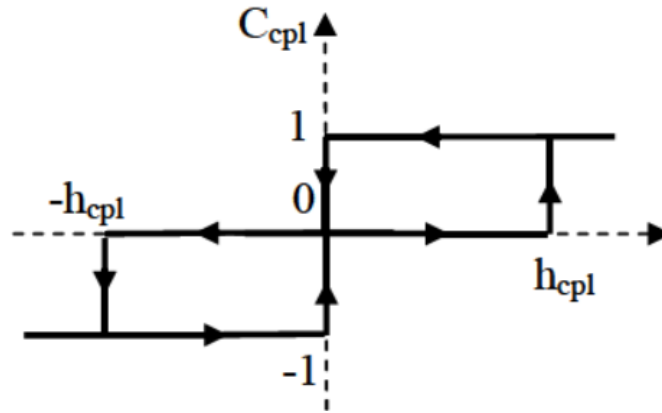


Figure24:Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique

III.7 Sélection du vecteur tension

Le choix du vecteur tension V_s . dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\overline{\Phi}_s$, de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution $\overline{\Phi}_s$ de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles, [36]. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes.

Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté ($i= 1,2, \dots ,6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants, [37]:

- Si \overline{V}_{i+1} est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent ;
- Si \overline{V}_{i+2} est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croît ;
- Si \overline{V}_{i-1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et celle du couple décroît ;
- Si \overline{V}_{i-2} est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple décroissent ;
- Si \overline{V}_0 ou Si \overline{V}_7 est sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative, [36], [18].

Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la Figure 25

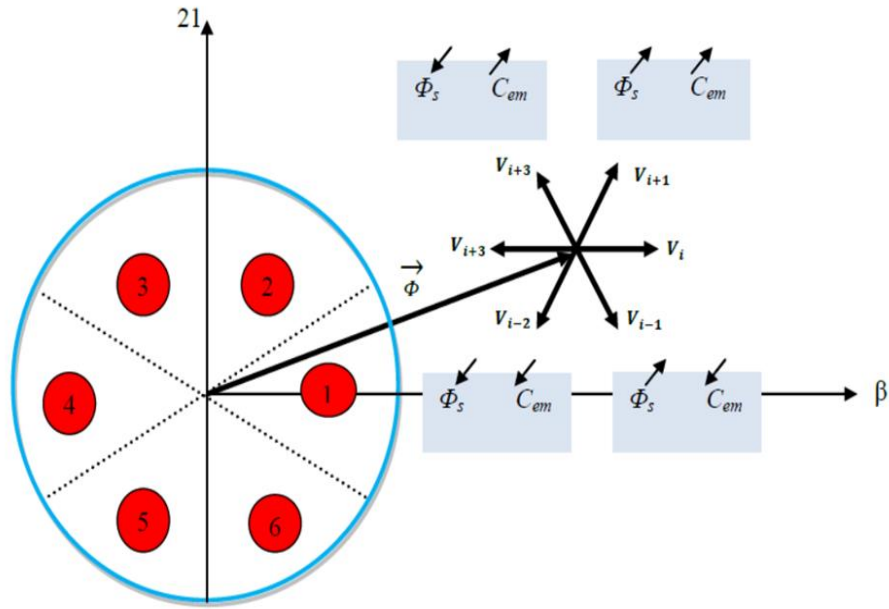


Figure25: Choix du vecteur tension

Le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone i . Au début de la zone i , les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} sont perpendiculaires à $\bar{\Phi}_s$, d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversé. Alors aux vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\Phi}_s$ au début de la zone i alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire.

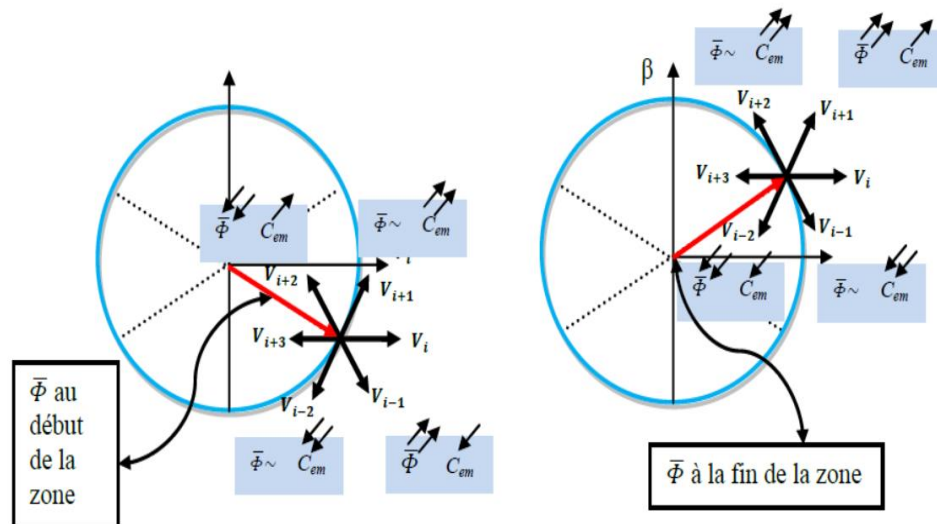


Figure26: Les différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i , les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs

effets sur le couple dépend de la position de $\bar{\varphi}_s$ dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone, [37].

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

III.8 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 figure II.6. 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.

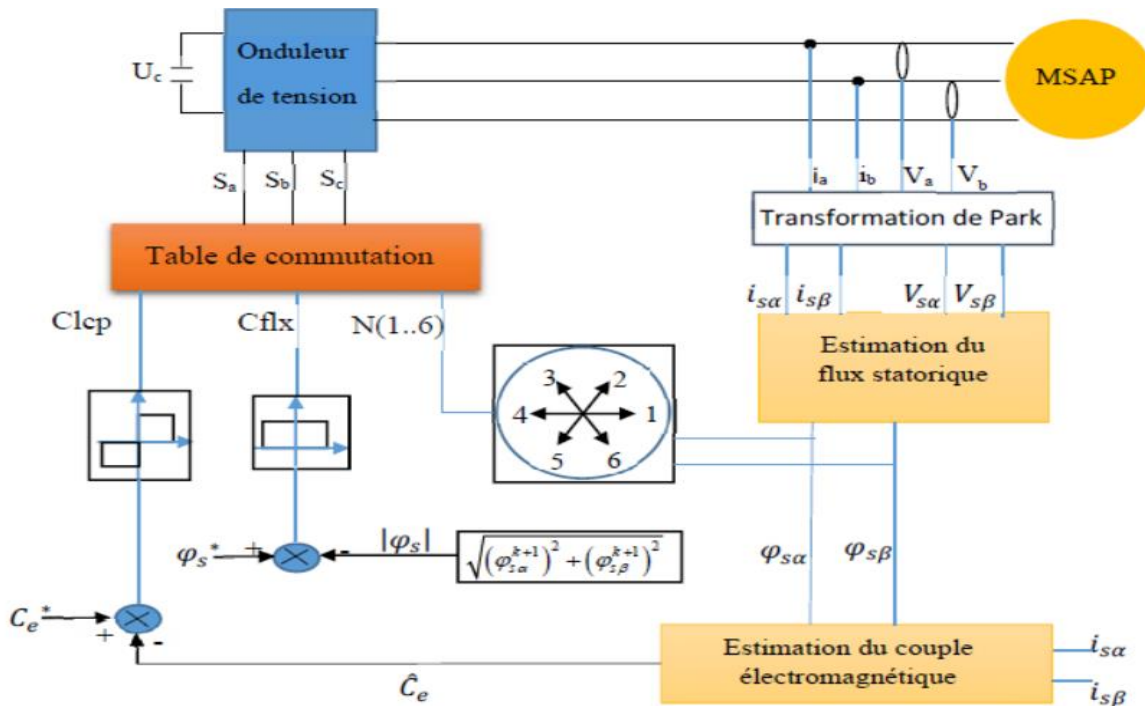


Figure27: Structure générale de la commande directe du couple

III.8.1 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 les composantes du flux suivant les axes (α, β) , soit:

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s\alpha} + j \bar{\varphi}_{s\beta} \quad (\text{III.7})$$

Avec:

$$\bar{\Phi}_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - RI_{s\alpha})dt + \Phi_{s\alpha}(0) \quad (\text{III.8})$$

$$\bar{\Phi}_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - RI_{s\beta})dt + \Phi_{s\beta}(0) \quad (\text{III.9})$$

Le module du flux s'écrit:

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.11})$$

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} :

$$\begin{cases} \bar{I}_s = I_{s\alpha} + j \cdot I_{s\beta} \\ I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_a \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

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:

$$\begin{cases} \bar{V}_s = V_{s\alpha} + j \cdot V_{s\beta} \\ V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(V_a - \frac{1}{2}(V_b - V_c) \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (V_b - V_c) = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

III.8.2 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. [40, 39] 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 Φ_s dans une couronne circulaire, comme le montre la figure(19).

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.

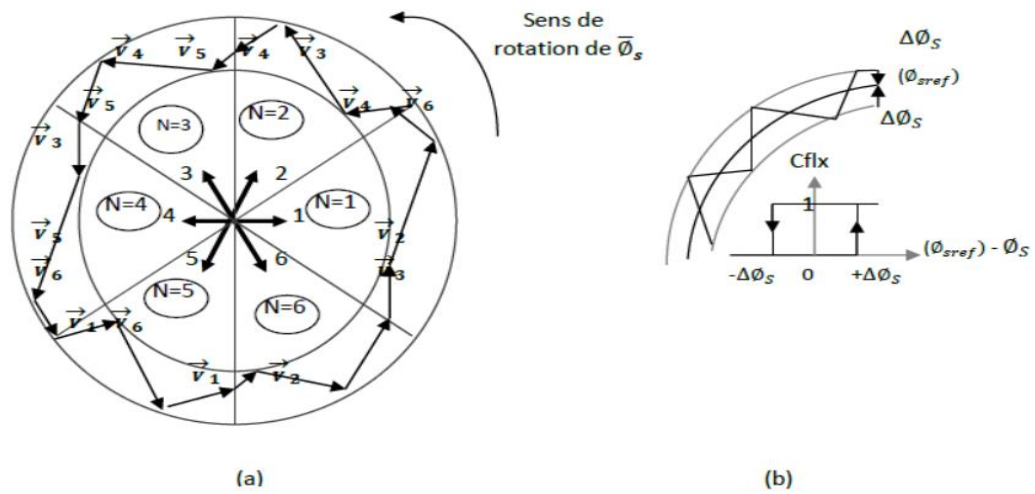


Figure28:(a).Sélection des tensions V_s scorrespondant au contrôle de l'amplitude Φ_s

III.8.3 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 [41]:

$$C_{em} \frac{3}{2} P (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{III.14})$$

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 [42].

III.8.4 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(21). illustre l'évolution du couple électromagnétique par rapport au signe du couple de référence C_{ref} .

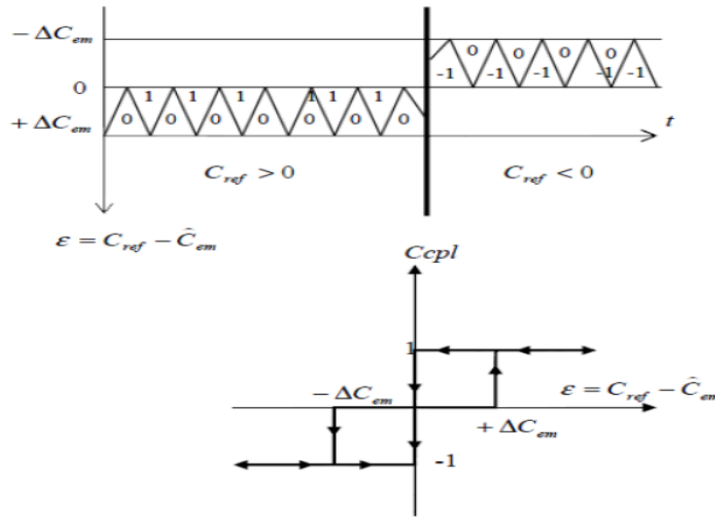


Figure 29: Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis à 3 niveaux

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 ϕ_s rattrape le flux ϕ_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 ϕ_s . L'onduleur peut donc avoir, en cours de fonctionnement, des phases de mise en veille des interrupteurs d'un bras du convertisseur.

III.8.5 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 (α, β) . La détermination de cette position est basée sur le calcul de l'arc tangent du flux comme le montre l'équation suivante:

$$\theta = \arctg\left(\frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}\right) \quad (\text{III.15})$$

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:

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

Tableau 3:Position du vecteur du flux dans les quatre quadrants.

La position de $\bar{\phi}_s$ 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 figure 29.

		ϕ_s
$\phi_{s\alpha} > 0$	$\phi_{s\beta} > 0$	$\text{Arctg}\left(\frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}}\right) + \pi$
	$\phi_{s\beta} < 0$	$\text{Arctg}\left(\frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}}\right) + 2\pi$
$\phi_{s\alpha} < 0$		$\text{Arctg}\left(\frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}}\right) + 2\pi$
$\phi_{s\alpha} = 0$	$\phi_{s\beta} \geq 0$	$\pi/2$
	$\phi_{s\beta} < 0$	$3\pi/2$

Tableau 4: Position du flux statorique [39].

III.9 Elaboration des tables de commutation

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

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

Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux

différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\varphi_s$ et ΔC_{em} suivant la logique de comportement du flux et couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique, [44], [37], [20].

Le Tableau II. 3résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique, [46].

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

Tableau 5:Table de commutation généralisée

III.9.2 Table de commande du flux

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

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\ \varphi_s\ \uparrow$	$V_6V_1V_2$	$V_1V_2V_3$	$V_2V_3V_4$	$V_3V_4V_5$	$V_4V_5V_6$	$V_5V_6V_1$
$\ \varphi_s\ \downarrow$	$V_3V_4V_5$	$V_4V_5V_6$	$V_5V_6V_1$	$V_6V_1V_2$	$V_1V_2V_3$	$V_2V_3V_4$

Tableau 6:Table de commande du flux

III.9.3 Table de commande du couple

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

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	V_2V_3	V_3V_4	V_4V_5	V_5V_6	V_6V_1	V_1V_2
$C_{em} \downarrow$	V_5V_6	V_6V_1	V_1V_2	V_2V_3	V_3V_4	V_4V_5

Tableau 7:Table de commutation du couple

Finalement, la comparaison des deux tables de commutation permet la synthèse finale d'une seule table de commutation, cette dernière peut être divisée en deux autres tables, la deuxième avec vecteurs tension nuls et la première avec vecteurs tension actives (non nuls)

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$C_{flx} = 0$	$C_{cpl} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux
	$C_{cpl} = 0$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	
	$C_{cpl} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux
$C_{flx} = 1$	$C_{cpl} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux
	$C_{cpl} = 0$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	
	$C_{cpl} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 niveaux

Tableau 8: Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tension actif

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$C_{flx} = 0$	$C_{cpl} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux
	$C_{cpl} = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	$C_{cpl} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux
$C_{flx} = 1$	$C_{cpl} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux
	$C_{cpl} = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	$C_{cpl} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 niveaux

Tableau 9: Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tensions nuls

III.10 Onduleur de tension a trois niveaux de type NPC :

III.10.1 Structure générale de l'onduleur à trois niveaux :

La structure de l'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes est représentée sur la (Figure22). Ce dernier se compose de trois bras symétriques constitué chacun de (4) interrupteurs bidirectionnels en série, Ces interrupteurs ne doivent pas être ouverts ou fermés simultanément, afin d'éviter le court-circuit de la source continue de l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture du circuit inductif de sa charge. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur bicommandable

S_{ij} ($i=1, \dots, 4$ et $j=1, 2$ ou 3) et d'une diode montée en antiparallèle. Le nombre des diodes flottantes est (2) par bras (D_{1j}, D_{2j}) assurent l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras (3). Chaque bras est relié à une alimentation continue de force électromotrice ($2U_c$), ces deux générateurs sont égaux ($U_{c1} = U_{c2} = \frac{V_{dc}}{2}$). Cet onduleur est dit à trois niveaux car il délivre trois niveaux de tension par bras ($\frac{V_{dc}}{2}, 0, -\frac{V_{dc}}{2}$).

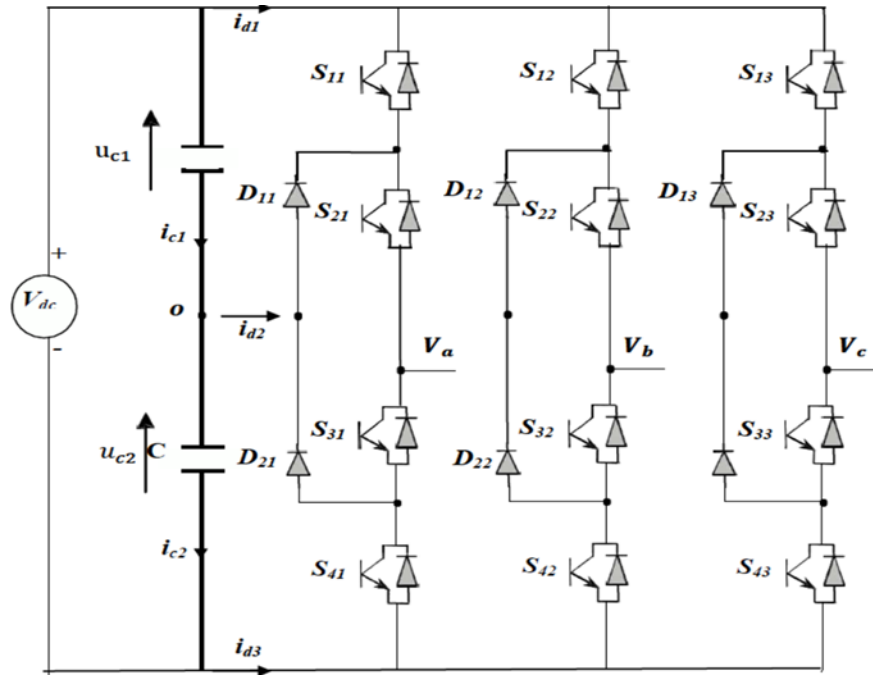


Figure 30 : Onduleur à trois niveaux à diodes flottantes:

III.10.2 Fonctions de commutation

Pour chaque interrupteur S_{ij} ($i=1, \dots, 4$ et $j=1, 2$ ou 3) on définit une fonction de commutation F_{ij} de la manière suivante:

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad \text{(III.16)}$$

III.10.3 Commande complémentaire des interrupteurs

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires deux à deux:

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-2)j} \quad i=3,4 \quad j=1,2,3 \quad \text{(III.17)}$$

III.10.4 États d'un bras de l'onduleur

Pendant le fonctionnement de cet onduleur, chaque bras de l'onduleur a trois états possibles Figure(22)

Etat 2 {1100}: Les deux interrupteurs du haut S_{1x} et S_{2x} sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du bas S_{3x} et S_{4x} sont ouverts.

La tension de sortie par rapport au neutre de la source(o) est $V_{x0} = \frac{V_{dc}}{2}$.

Etat 1 {0110}: Les deux interrupteurs du milieu S_{2x} et S_{3x} sont fermés, tandis que les deux interrupteurs des extrémités S_{1x} et S_{4x} sont ouverts.

La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est $V_{x0} = 0$.

Etat 0 {0011}: Les deux interrupteurs du bas S_{3x} et S_{4x} sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du haut S_{1x} et S_{2x} sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est $V_{x0} = \frac{V_{dc}}{2}$.

La correspondance entre les états du bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie est résumée au tableau (II.8).

On définit pour chaque bras (j) trois fonctions de connections, correspondantes au trois États du bras:

$$\begin{cases} F_{c1j} = S_{1j} \cdot S_{2j} \\ F_{c2j} = S_{2j} \cdot S_{3j} \\ F_{c3j} = S_{3j} \cdot S_{4j} \end{cases} \quad j=1,2,3 \quad \text{(III.18)}$$

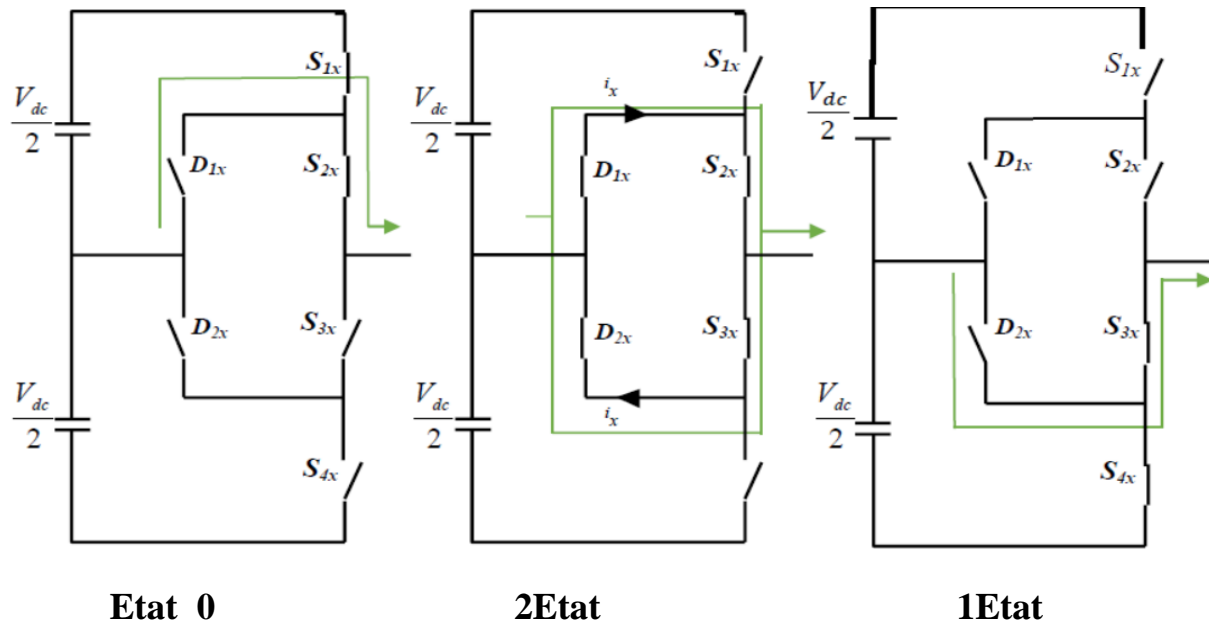


Figure31.: Les trois états d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Etat du bras	Etat des interrupteurs du bras				Tension de sortie V_{x0}
	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	
2	1	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$
1	0	1	1	0	0
0	0	0	1	1	$\frac{-V_{dc}}{2}$

Tableau 10:Etats d'un bras de l'onduleur (x =1,2 ou 3)

II.10.5. Vecteur tension de sortie

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

$$\begin{cases} V_{a0} = V_a - V_0 \\ V_{b0} = V_b - V_0 \\ V_{c0} = V_c - V_0 \end{cases} \quad \text{(III.19)}$$

Les tensions de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu « o » en fonction de l'état des interrupteurs s'exprime comme suit :(on suppose

$$U_{c1} = U_{c2} = \frac{V_{dc}}{2}.$$

$$\begin{cases} V_{a0} = S_{11}S_{21}U_{c1} - S_{31}S_{41}U_{c2} = (S_{11}S_{21} - S_{31}S_{41})\frac{V_{dc}}{2} \\ V_{b0} = S_{12}S_{22}U_{c1} - S_{32}S_{42}U_{c2} = (S_{12}S_{22} - S_{32}S_{42})\frac{V_{dc}}{2} \\ V_{c0} = S_{13}S_{23}U_{c1} - S_{33}S_{43}U_{c2} = (S_{13}S_{23} - S_{33}S_{43})\frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

On constate d'après le système, que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

$$\begin{cases} F_{c11} = S_{11}S_{21} \\ F_{c21} = S_{21}S_{31} \\ F_{c31} = S_{31}S_{41} \end{cases} \begin{cases} F_{c12} = S_{12}S_{22} \\ F_{c22} = S_{22}S_{32} \\ F_{c32} = S_{32}S_{42} \end{cases} \begin{cases} F_{c13} = S_{13}S_{23} \\ F_{c23} = S_{23}S_{33} \\ F_{c33} = S_{33}S_{43} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Les tensions de sortie par rapport au point neutre de la source continuente (o) sont exprimées par

$$\begin{pmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} & F_{21} & F_{31} \\ F_{12} & F_{22} & F_{32} \\ F_{13} & F_{23} & F_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III. 22})$$

Les tensions composées aussi sont données comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (\text{III. 23})$$

Dans le cas d'une charge équilibrée, les tensions de sortie par rapport au neutre de charge sont exprimées par :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{pmatrix} \quad (\text{III. 24})$$

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

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{pmatrix} \quad (\text{III. 25})$$

$$\begin{pmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{pmatrix} \quad (\text{II. 26})$$

III.10.5 Vecteur tension de référence

Toujours de la même manière et à partir des tensions de référence triphasées, on définit le vecteur de tension de référence. Le tableau (II. 9) représente les différents états de l'onduleur et les composantes du vecteur de tension de sortie correspondant à chaque état [47].

Etat de l'onduleur	V_{α}	V_{β}
222,111,000	0	0
211,100	$\frac{1}{2}V_{dc}$	0
200	V_{dc}	0
210	$\frac{1}{2}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{4}V_{dc}$
221,110	$\frac{1}{2}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$
220	$\frac{3}{4}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{4}V_{dc}$
120	0	$\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$
121,010	$-\frac{1}{4}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{4}V_{dc}$
020	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$
021	$-\frac{3}{4}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{4}V_{dc}$
122,011	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	0
022	$-V_{dc}$	0
012	$-\frac{3}{4}V_{dc}$	$-\frac{\sqrt{3}}{4}V_{dc}$

112,001	$-1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
002	$-1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
102	0	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
212,101	$1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
202	$1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
201	$3/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$

Tableau 11: Les différents états de l'onduleur et les composantes V_α et V_β du vecteur de tension

Les différents états de l'onduleur et les composantes V_α et V_β du vecteur de tension

La table montre qu'il y a 27 états de commutation pour l'onduleur. Selon ces états, on aura 19 vecteurs de tension V_s différents en module [48].

III.10.6 .Diagramme vectoriel

L'ensemble des vecteurs de tensions délivrées par un onduleur à trois niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentés dans la figure (24)

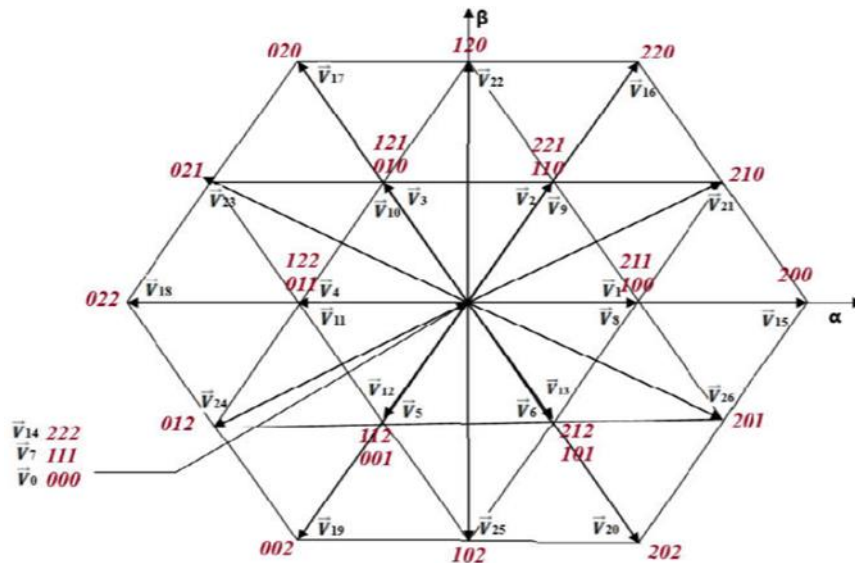


Figure 32: Vecteur de tension fourni par l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC.

- **Le groupe des vecteurs «tension nulle" :** Ils sont obtenus par trois combinaisons différentes des états des 3 bras et qu'on a nommé respectivement V_7, V_{14} et V_0 . Ils n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu de l'onduleur [49].
- **Le groupe des vecteurs "demi tension" :** on peut décomposer ce groupe en 02 autres sous-groupes: Le premier est constitué des vecteurs nommés V_1, V_2, V_3, V_4, V_5 et V_6 L'autre est constitué des vecteurs $V_8, V_9, V_{10}, V_{11}, V_{12}$ et V_{13} . Ces vecteurs constituent l'hexagone interne "demi tension". L'application d'un vecteur de l'un ou de l'autre sous-groupe a un effet contraire sur l'évolution de la tension du point milieu.
- **Le groupe des vecteurs "pleine tension" :** Ce groupe contient les vecteurs de tension nommés $V_{15}, V_{16}, V_{17}, V_{18}, V_{19}$ et V_{20} . Ces vecteurs constituent l'hexagone extérieur "pleine tension". La tension du point milieu, n'est pas affectée par l'application de ces vecteurs.
- **Le groupe des vecteurs "tension intermédiaire" :** les vecteurs de tension de ce groupe se nomment $V_{21}, V_{22}, V_{23}, V_{24}, V_{25}$ et V_{26} . Pendant l'application de ces vecteurs, on ne peut pas savoir s'il va être de l'augmenter ou de la diminuer la tension du point milieu.

III.10.7 Elaboration de la table de commutation de la DTC-onduleur trois niveaux

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

III.10.8 Comparateur de flux à trois niveaux

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

- Les sorties de comparateur sont :
- 1 : correspond à une augmentation du flux ;
- 0 : correspond au maintien de flux ;
- -1 : correspond à une diminution du flux.

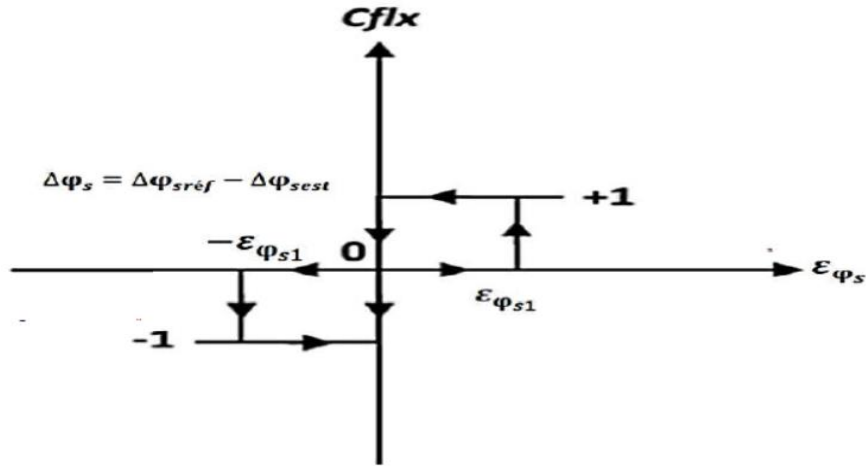


Figure 33:Comparateur à hystérésis de flux à trois niveaux

III.10.8.1 Comparateur à hystérésis de flux à trois niveaux

Si $\Delta\varphi_s > \varepsilon_{\varphi s1}$		Alors $C_{flx} = 1$
Si $0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_{\varphi s1}$	et $(\frac{d\Delta\varphi_s}{dt}) > 0$	Alors $C_{flx} = 0$
Si $0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_{\varphi s1}$	et $(\frac{d\Delta\varphi_s}{dt}) < 0$	Alors $C_{flx} = 1$
Si $\Delta\varphi_s < -\varepsilon_{\varphi s1}$		Alors $C_{flx} = -1$
Si $-\varepsilon_{\varphi s1} \leq \Delta\varphi_s < 0$	et $(\frac{d\Delta\varphi_s}{dt}) > 0$	Alors $C_{flx} = 0$
Si $-\varepsilon_{\varphi s1} \leq \Delta\varphi_s < 0$	et $(\frac{d\Delta\varphi_s}{dt}) < 0$	Alors $C_{flx} = -1$

III.10.8.2 . Table de commutation de commande DTC pour l'onduleur à trois niveaux

Afin de calculer les zones des secteurs et réaliser le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents pilotée par un onduleur 3-niveaux de tension à structure NPC, nous devons élaborer la table de commutation mettant en œuvre au mieux les possibilités de l'onduleur. L'élaboration des tables de commutation sur douze secteurs fait une bonne localisation de vecteur flux dans le plan complexe. De là, une nouvelle table de commande est déduite donnant une relation directe entre S_i, C_{flx} et C_{cpl} et les ordres de commutation V_i de l'onduleur à trois-niveaux de tension. Cette table est valide dans les deux sens de rotation de la machine. Ce tableau est représenté dans littérature dans les travaux de [49]

C_{flx}	C_{cpl}	Secteurs											
		S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	S10	S11	S12
+1	+2	V_{21}	V_{16}	V_{22}	V_{17}	V_{23}	V_{18}	V_{24}	V_{19}	V_{25}	V_{20}	V_{26}	V_{15}
	+1	V_{21}	V_{02}	V_{22}	V_{03}	V_{23}	V_{04}	V_{24}	V_{05}	V_{25}	V_{06}	V_{26}	V_{01}
	0	V_{00}	V_{07}	V_{14}	V_{00}	V_{07}	V_{14}	V_{00}	V_{07}	V_{14}	V_{00}	V_{07}	V_{14}
	-1	V_{26}	V_{01}	V_{21}	V_{02}	V_{22}	V_{03}	V_{23}	V_{04}	V_{24}	V_{05}	V_{25}	V_{06}
	-2	V_{26}	V_{15}	V_{21}	V_{16}	V_{22}	V_{17}	V_{23}	V_{18}	V_{24}	V_{19}	V_{25}	V_{20}
0	+2	V_{22}	V_{17}	V_{23}	V_{18}	V_{24}	V_{19}	V_{25}	V_{20}	V_{26}	V_{15}	V_{21}	V_{16}
	+1	V_{22}	V_{03}	V_{23}	V_{04}	V_{24}	V_{05}	V_{25}	V_{06}	V_{26}	V_{01}	V_{21}	V_{02}
	0	V_{00}	V_{07}	V_{14}	V_{00}	V_{07}	V_{14}	V_{00}	V_{07}	V_{14}	V_{00}	V_{07}	V_{14}
	-1	V_{25}	V_{06}	V_{26}	V_{01}	V_{21}	V_{02}	V_{22}	V_{03}	V_{23}	V_{04}	V_{24}	V_{05}
	-2	V_{25}	V_{20}	V_{26}	V_{15}	V_{21}	V_{16}	V_{22}	V_{17}	V_{23}	V_{18}	V_{24}	V_{19}
-1	+2	V_{17}	V_{23}	V_{18}	V_{24}	V_{19}	V_{25}	V_{20}	V_{26}	V_{15}	V_{21}	V_{16}	V_{22}
	+1	V_{03}	V_{23}	V_{04}	V_{24}	V_{05}	V_{25}	V_{06}	V_{26}	V_{01}	V_{21}	V_{02}	V_{22}
	0	V_{00}	V_{07}	V_{14}	V_{00}	V_{07}	V_{14}	V_{00}	V_{07}	V_{14}	V_{00}	V_{07}	V_{14}
	-1	V_{05}	V_{25}	V_{06}	V_{26}	V_{01}	V_{21}	V_{02}	V_{22}	V_{03}	V_{23}	V_{04}	V_{24}
	-2	V_{19}	V_{25}	V_{20}	V_{26}	V_{15}	V_{21}	V_{16}	V_{22}	V_{17}	V_{23}	V_{18}	V_{24}

Tableau 12: Table de vérité de l'onduleur à trois niveaux

III.10.9 Structure générale de contrôle directe du couple sur un onduleur à trois niveaux

La structure générale de la commande directe du couple appliquée aux onduleurs à multi niveaux pour une machine synchrone à aimants permanents est illustrée dans la figure (26)

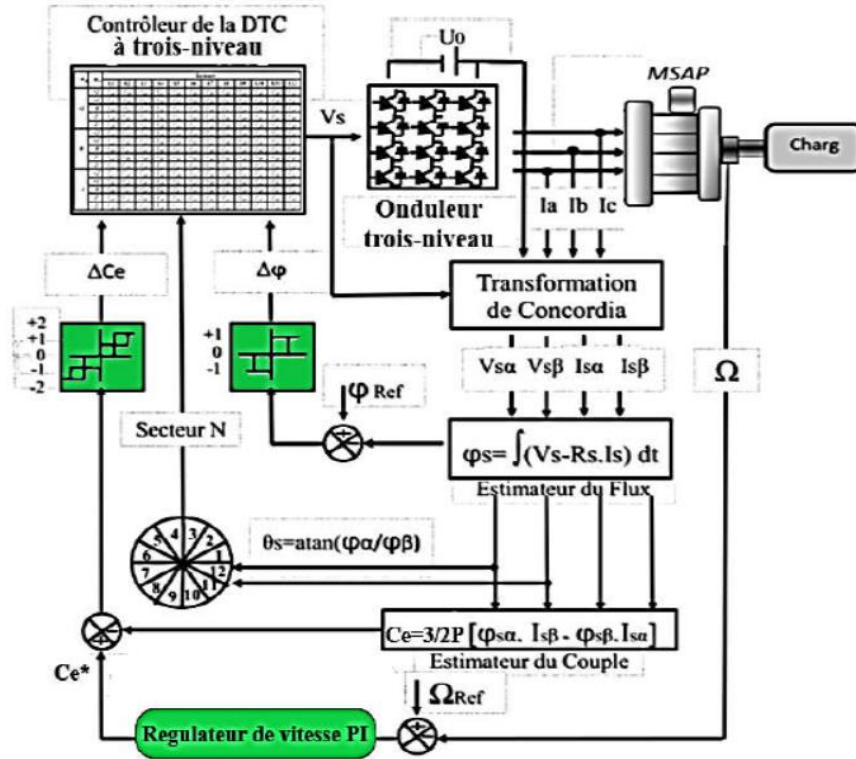


Figure 34: Structure globale d'un contrôle direct du couple avec onduleur à trois niveaux.

La figure (II.14) représente le schéma global de la commande directe de couple avec l'utilisation des tables basées sur des tensions nul. Il y a deux boucles de régulation l'une pour le couple et l'autre pour le flux. Les valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes. Les erreurs obtenues sont introduites dans des régulateurs d'hystérésis, qui donnent des variables logiques avec la position du module de flux statorique. Ils sont utilisés pour déterminer les vecteurs de tensions correspondants à la commande.

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

D'où le diagramme fonctionnel de réglage de vitesse (figure II.15).

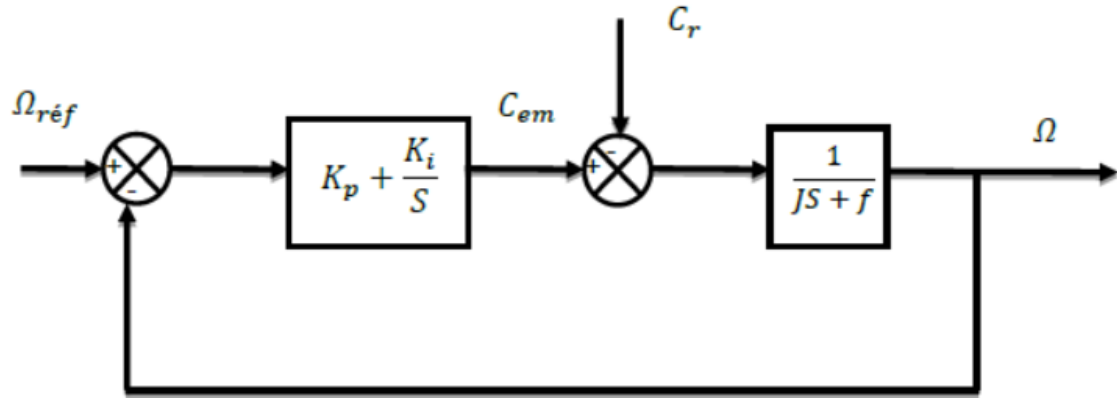


Figure36. Régulation de la vitesse

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

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{S} \quad \text{(III. 27)}$$

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

$$\Omega_s = \frac{1}{f + js} (C_{em}(s) - C_r(s)) \quad \text{(III. 28)}$$

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

$$\Omega_s = \frac{\frac{K_p}{j} \cdot S + \frac{K_i}{j}}{S^2 + \left(\frac{f+K_p}{j}\right) \cdot s + \frac{K_i}{j}} \quad \text{(III. 29)}$$

$$F_s = \frac{\omega^2}{S^2 + 2\xi\omega S + \omega^2} \quad \text{(III. 30)}$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI:

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

ω : Fréquence propre d'oscillation.

ξ : Coefficient d'amortissement.

j : Moment d'inertie.

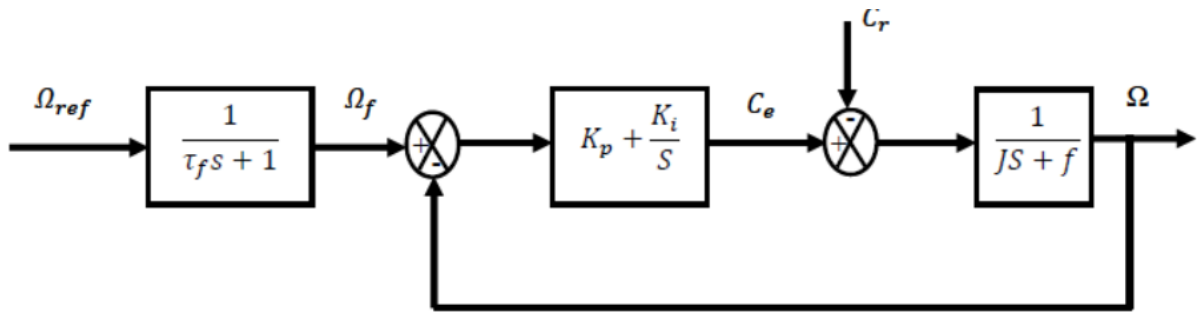


Figure 36:Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

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

$$\frac{\Omega_f}{\Omega_{ref}} = \frac{1}{\tau_{f+1}} \quad (\text{III. 31})$$

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

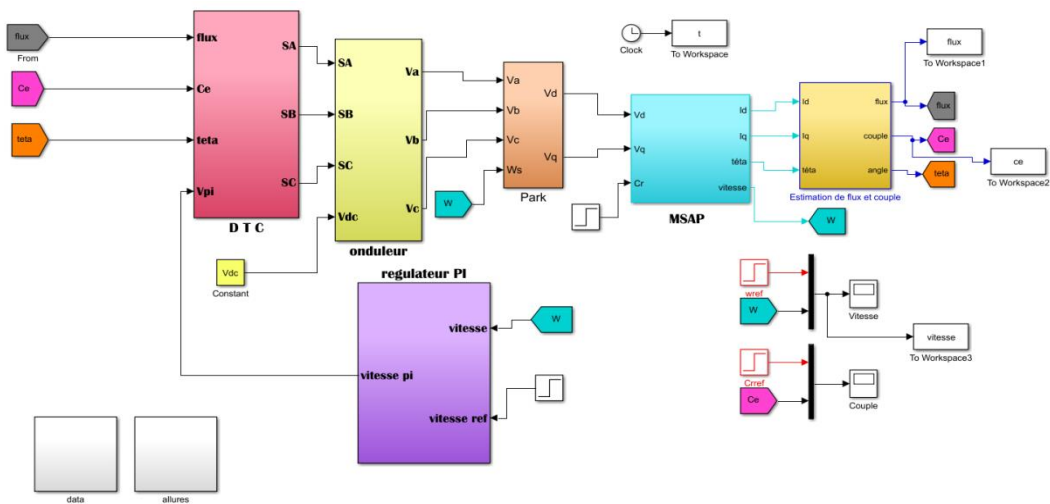
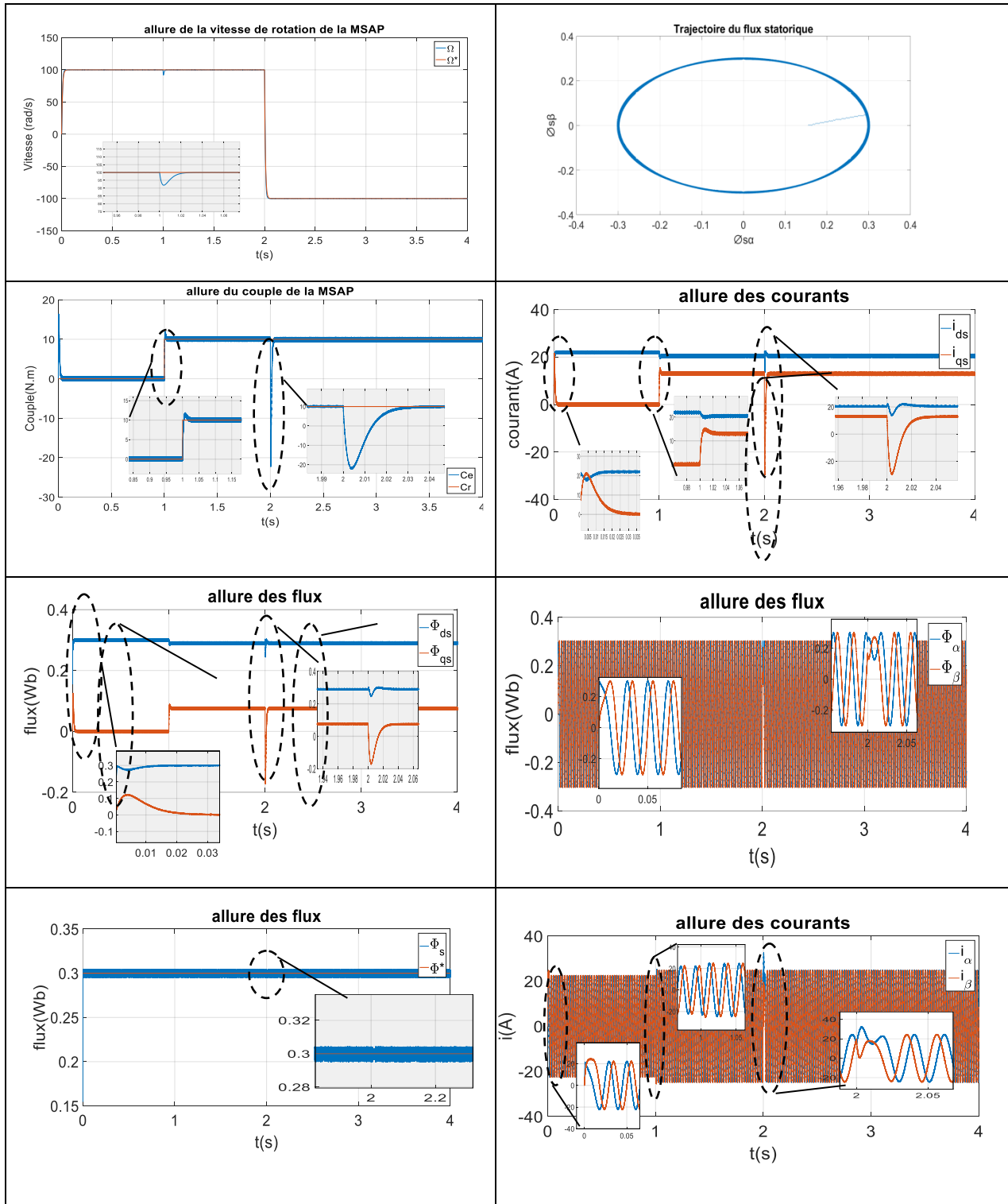


Figure 37: Schéma bloc d'une commande DTC appliquée à la MSAP

III.12. Résultats de simulation

A deux niveaux : Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/sec), puis la réponse à un échelon de couple ($C_r=10$ Nm) appliqué à l'instant $t=1$ sec.

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



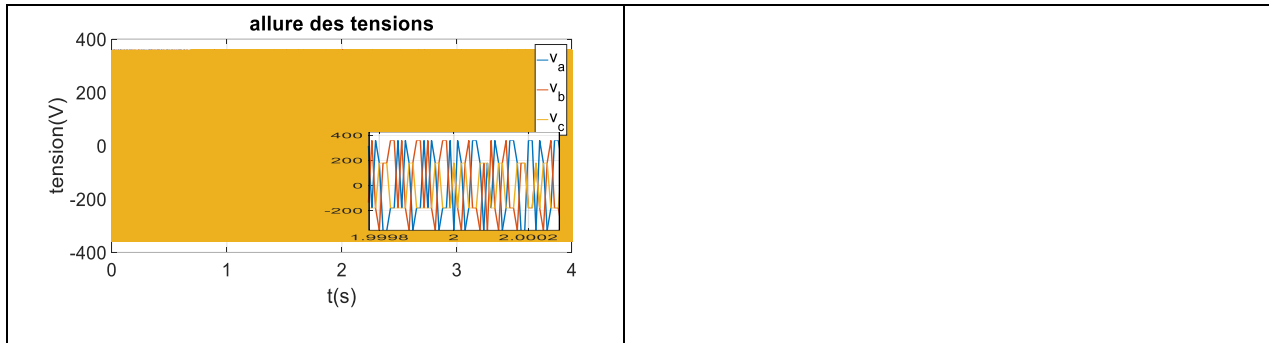
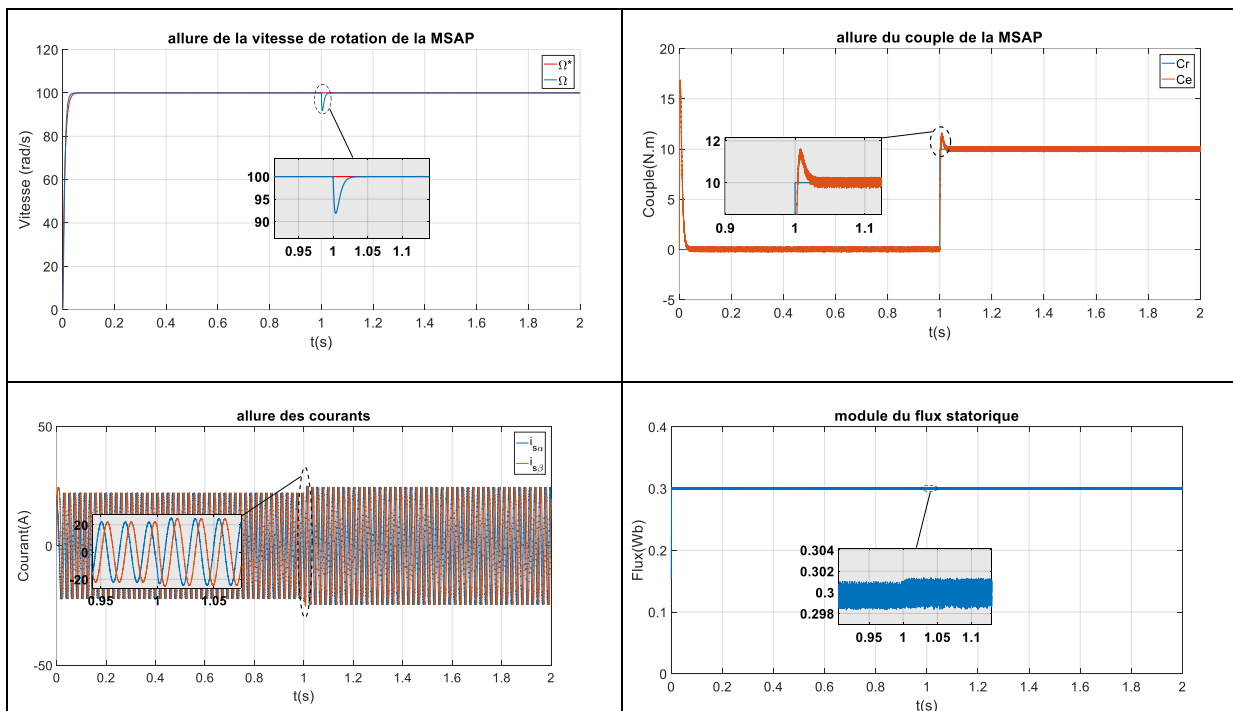


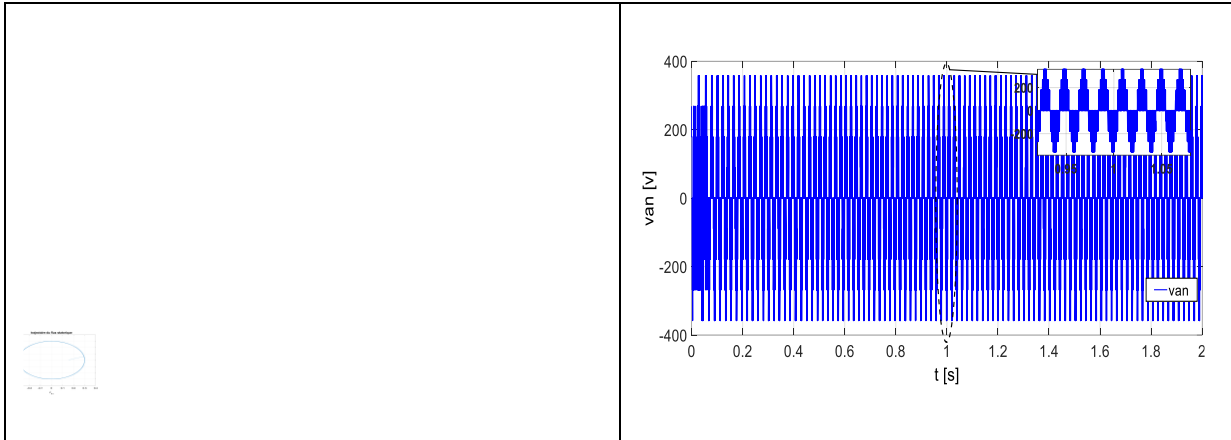
Figure 38: Résultats de la machine avec DTC

D'après les résultats, on note :

Lors d'un démarrage sans charge, une vitesse de référence de 100 rad/sec. Après démarrage de la machine, on remarque que le couple monte à 6 Nm puis revient se stabiliser à zéro avec oscillation. Au cours de l'étape de chargement, le couple électromagnétique répond par une faible dérivation, faible oscillation et très faible impact sur la vitesse, qui prend ensuite sa valeur de référence, confirmant la sélection correcte des paramètres pour régler le régulateur de vitesse PI.

A trois niveaux





Les figures illustrent les résultats de simulation du DTC avec onduleur à troiseniveaux de type NPC :

- la vitesse, nous constatons que la vitesse suivre sa valeur de référence dans les deux sens de rotation.
- Le couple électromagnétique, Le démarrage à vide nous a permet d’avoir un temps d’établissement d’environ (0.06s), à l’instant 1 (sec) on a inversé le sens de rotation ou’ le couple atteint environ (-5 Nm) et retourne vers sa valeur de consigne.
- Le courant statorique, au démarrage à vide, Il atteint environ 18.5A, après l’application d’une charge de 5Nm, augmente vers la valeur 19.2A.
- La tension statorique, on constate qu’il y’a une brève amélioration sur son allure.
- Les deux composantes du flux $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ sont en quadrature.
- Le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.

III.13. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé le système de contrôle direct du couple (DTC), qui représente la solution optimale et efficace pour la conduite MSAP, et nous avons développé deux algorithmes de la commande DTC de la MSAP, le premier est destiné pour l’onduleur à deux niveaux et le deuxième pour l’onduleur

À trois niveaux.

On constate que plus le niveau de tension augmente plus les performances de la DTC S’améliorent.

On peut conclure que la commande DTC par un onduleur à trois niveaux donne meilleurs Résultats par rapport à celles des onduleurs à deux niveaux.

Conclusion Générale

Conclusion Générale :

Cette étude comparative entre la commande DTC (Direct Torque Control) et la MSPA (Modulation Space Vector Pulse Amplitude) alimentée par un onduleur deux niveaux et un onduleur trois niveaux a permis de mettre en évidence les avantages et les inconvénients de chaque méthode.

La commande DTC est connue pour sa simplicité et sa rapidité de réponse, ce qui en fait une option attrayante pour de nombreux systèmes d'entraînement. Elle offre un contrôle précis du couple et de la vitesse, ainsi qu'une bonne dynamique de réponse aux variations de charge. Cependant, la DTC présente des inconvénients tels que des harmoniques élevés et des pertes de commutation importantes, ce qui peut réduire l'efficacité énergétique et entraîner une détérioration de la qualité de l'alimentation électrique.

D'autre part, la MSPA, alimentée par un onduleur deux niveaux et un onduleur trois niveaux, présente des avantages significatifs en termes de réduction des harmoniques, d'amélioration de l'efficacité énergétique et de la qualité de l'alimentation. La modulation vectorielle de l'espace permet une meilleure utilisation de la tension d'alimentation, réduisant ainsi les pertes et améliorant les performances globales du système. De plus, l'utilisation de l'onduleur trois niveaux offre une meilleure qualité de commutation et réduit les contraintes sur les composants électriques.

Cependant, la mise en œuvre de la MSPA peut être plus complexe et nécessiter des algorithmes de contrôle plus avancés par rapport à la commande DTC. Cela peut entraîner des coûts de mise en œuvre plus élevés et une plus grande complexité du système. De plus, la réponse dynamique de la MSPA peut être légèrement inférieure à celle de la DTC, bien que cela dépende de la configuration spécifique de l'onduleur utilisé.

Les Référence

- [1] M. Lajoie-Mazenc et Philippe Viarouge « *Alimentation des machines synchrones* ». Technique de l'Ingénieur, traité Génie électrique (D3630).
- [2] R. Lateb « Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimant permanent avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps ». Mémoire de Magister GénieElectrique, Ecole Militaire Polytechnique (EMP), 2006.
- [3] F. Benchabane, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'unmoteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2005.
- [4] L. Litim, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur Mécanique& quot; Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [5] Melle S. Kessi et Melle F. Terkmani « Etude comparative des différents types de régulateurs PI, IPet PIP appliqués à la commande de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent ». Mémoire d'Ingénieur, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, 2008.
- [6] Mr. Mouloud Baoudj- Mr. Salim Lamari-Mr. Mohamed Mechai « Contribution à la simulation et à la commande du couple des machines synchrone s à aimants permanents ». Mémoire d'Ingénieur, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, 2006.
- [7] F.Sahin « Design and development of a high speed axial-flux permanent magnet machine». Thèse de Doctorat de l'Université d'Eindhoven, 2001.
- [8] B. Multon « Application des aimants aux machines électriques ». Notes de cours version 2006. Ecole normale supérieure de Cachan, antenne de Bretagne, département de Mécatronique.
- [9] M. Kant « *Actionneur à collecteur à aimant permanent* ». Techniques de l'Ingénieur, traité Génieélectrique, D3695.
- [10] J. Puranen « Induction motor versus permanent magnet synchronous motor in motion Control applications – a comparative study », Lappeenranta University of Technology, 2006.
- [11] T. Heikkilä « Permanent magnet synchronous motor for industrial inverter applications – Analysis and design ». Thèse de Doctorat en Science (Technologie), Lapeeranta University of technology, 2002.

- [12] Bouchereb, C. « Contrôle direct du couple des machines synchrones ». Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [13] Ameer, A. « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissant »; Thèse de magistère en électrotechnique université de Batna, 2003.
- [14] J. Bonal, G. Suguier, « Entraînement électriques à vitesse variable »; Edition tec.doc, paris, cedex 08 décembre 1998.
- [15] H, Mohammed I, « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant », Mémoire magister, Université de Biskra, 2011.
- [16] B, Zouhir, H, Azouz, « Diagnostic des défaillances par la technique de réseau de neurone artificiel appliqué sur la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire d'ingénieur d'état, Msila, 2005.
- [17] A. Kaddouri, « Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de doctorat, Université laval québec Canada, 2000.
- [18] B. Naas, L. Nezli, M. Elbar, « Direct Torque Control of Double Star Synchronous Machine, International Journal of Recent Trends in Engineering, Vol 2, No. 5, November 2009.
- [19] T, Mohammed, Amélioration de la commande directe du couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents Mémoire de master, Université de Msila, 2013.
- [20] A, Adel, « Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable », Mémoire Magister, Université d'Annaba, 2010.
- [21] H, Ziane, J.M, Retif, T, Rekioua, « Fixed-switching-frequency DTC control for PM synchronous machine with minimum torque ripples », CAN. J. ELECT. COMPUT. ENG., VOL. 33, NO. 3/4, SUMMER/FALL 2008
- [22] F. Sabrina, B. Sara, « Commande par la logique floue de la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire d'ingénieur d'états, Msila, 2005.

- [23] : K. Hartani, M. Bourahla, Y. Miloud, M. Sekour, "Commande DTC d'un groupe motopropulseursynchrone dans une application de traction électrique", ICEEA'08, Sidi Bel Abbés, Mai 20-21, 2008.
- [24] : M. Sekour, "Contribution à la commande robuste d'un système de tractionmultimachine – application au véhicule électrique – ", Thèse de doctorat, Université de Saida, 2015.
- [25] D. Youcef "Commande directe du couple et des puissances d'une MSAP" thèse deDoctorat Université sidi-bel-abbes.
- [26] G.Abderrahmane- G.Abdelhaq « Etude et Simulation de la Commande DTC-SVM Appliquée à laMachine Synchrone à Aimant Permanent » mémoire de master ; Université Mohamed Khider Biskra ;2020.
- [27] L. Salah, " Commande à Structure Variable d'un Moteur Synchrone à AimantPermanent (MSAP)", mémoire de Magister, Université de Annaba 2006.
- [28] J.C.TROUNCE, S.D.ROUND, R.M.DUKE " Evaluation of direct torque controlusing space vector modulation for electric vehicle applications ", University of Cacterbury, NewZealand.
- [29] J.FAIZ, M.B.B.SHARIFIAN, A.KEYHANI, and A.B.Proca, " Sensorless directtorque control of induction motors used in electric vehicle ", vol.18, NO.1, IEEE Transactions onEnergy Conversion, March 2003.
- [30] M. Hayette,' Commande DTC Prédictive d'Une Machine Synchrone àAimants Permanents', Thèse Doctorat, Université de Biskra 2016
- [31] Z. Boubaker, « Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur deVitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire », Ingénieur d'État en Électrotechnique del'Université de Batna, 2008.
- [32] C. Carlos, " Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1",Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [33] P. A. Arias, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thèse deDoctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.

- [34] M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb, and N. Golea, "Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive", In Proceedings of MS'02 conference, Girona, Spain 2002.
- [35] A. Kamel, « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar d'Annaba, 2007.
- [36] M, Alaa EA, « Commande non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents avec observation en utilisant le filtre de kalman étendu », Mémoire de master, Université de M'sila, 2012.
- [37] H, Merouane, « Commande directe du couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension », Mémoire mester, Unvi_M'sila, 2013.
- [38] B. Sebti, « Contribution à la commande directe du couple de la machine à induction », Thèse de doctorat, Université de Batna ,2005.
- [39] Miloudi. A, « Etude et conception de régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un moteur asynchrone », thèse de doctorat, USTO, 2006.
- [40] 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.
- [41] 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, june 2014.
- [42] 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.
- [43] B. Fatiha T. Fadila , « Commande directe du couple (DTC) d'un MSAP alimenté par un onduleur à Z-source », mémoire de Mastère, Université Ahmed Draia – Adrar, 2017.
- [44] H, Bensaadi, « Commande DTC-SVM d'une machine synchrone à aimants permanents », Ingénieur d'état en électrotechnique, Université de Batna, 2011.

- [45] A. Selloum, « Commande équivalente en vitesse et en position d'une MSAP », PFE_ Université Ferhat Abbas, Unvi_Setif, 2002.
- [46] H.Yanyour, J.Saadi, A.Khoumsi, « Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée a la machine asynchrone (DTC) », 6e Conférence Francophone de Modélisation et Simulation – MOSIM'06 – du 3 au 5 avril 2006 –Rabat – Maroc.
- [47] B. Abdelmalik, Commande par MLI vectorielle d'un onduleur multi-niveaux, Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2018.
- [48] O.Chandrasekhar et K.Chandrasekhar, Five-level SVM inverter for an induction motor with directtorque controller, Article in Journal of Electrical Engineering, K L University, India, December.2013.
- [49] Z. Boubaker, Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire, Mémoire de Master, Université de Batna, 2008.
- [50] Nabae. A, «A Neutral–point clamped PWM Inverter ». IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, N° 5.Septembre /Octobre1981 .pp518-523.
- [51] Carrara. G et al. A « new multilevel PWMmethod: a theorirical analysis », IEEE Transactions On Power Electronics, 7(3) : 497-505, juin 1992.
- [52] A.BOUKAROOUR.A; « Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond Graph » ; Mémoire; Université Ferhat Abbas de Setif ;2009.
- [53] A. Ahmed et IssellalAbdelfetah Omar Abdelkodouss, Commande DTC d'une MAS à l'aide d'un onduleur cinq niveaux, Mémoire de Master, Université Saad Dahlab, BLIDA, 2018.
- [54] B. Abdelmalik, Commande par MLI vectorielle d'un onduleur multi-niveaux, Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2018.
- [55] M. AIMÉ, « Evaluation et Optimisation de la Bande Passante des Convertisseurs Statiques (Application aux Nouvelles Structures Multicellulaires) », Thèse de Doctorat, Institut NationalPolytechnique de Toulouse, 2003.
- [56] N.Celanovic, D.Boroyevich, « A Fast Space Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three Phase Converters », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 37, March/April 2001.

- [57] K.V. Patil, R.M. Mathur, J. Jiang, S.H. Hosseini, « Distribution System Compensation Using a New Binary Multilevel Voltage Source Inverter », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, N°2, pp. 459-464, April 1999.
- [58] Z.AHMIDAT, Z.KOUIDRI; « Commande d'une éolienne à base d'une GADA par un onduleur multi-niveaux » ; Mémoire ; Université Ahmed Draïa d'Adrar ; 2018.
- [59] A. Marie LIENHARDT, « Etude de la Commande et de L'Observation d'une Nouvelle Structure de Conversion d'Energie de Type SMC (Convertisseurs Multicellulaire Superposé) », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [60] N. Celanovic, « Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters », Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering and Computer Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, September 2000.
- [61] S. Khomfoi, Leon M. Tolbert, «Multilevel Power Converters », the University of Tennessee USA, Department of Electrical and Computer Engineering, August 2007.
- [62] J. Pou i Fèlix, « Modulation and Control of Three-Phase PWM Multilevel Converters », Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy in Industrial Engineering, Universitat Politècnica de Catalunya, Departament d'Enginyeria Electronica, November 2002.
- [63] R. Rojas, Tokuo Ohnishi, Takayuki Suzuki, « An Improved Voltage Vector Control Method for Neutral Point Clamped Inverters », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, N°6, pp. 666-672, November 1995.
- [64] Etude de la Commande et de l'Observation d'une Nouvelle Structure de Conversion d'Energie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé), Anne-Marie Lienhardt, le 22 novembre 2006.
- [65] Dispositif Electronique de Conversion d'Energie Electrique. T.A. Meynard and H. Foch, French Patent n° 91.09582 du 25 Juillet 1991 ; Europe, Japon, USA, Canada n°92/00652 du 8 Juillet 1992.
- [66] D. Pinon, « Commandes des convertisseurs multicellulaires par mode de glissement » Thèse de Doctorat, INPT, 2000.

- [67] M.F.E. Gutierrez, « Contribution à la définition de structures optimales d'onduleurs pour la commande des machines à courant alternatif » Thèse de Doctorat, Supelec, 2001.
- [68] K, Base B, « Power Electronics and AC Drives », Prentice Hall, New Jersey, 1989.
- [69] J, Rodriguez, J.-S. Lai and F.Z.Peng, « Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, August 2002. Transactions on Industry Applications, vol. 32 no. 3, May/June 1996.
- [70] M, Jean-Sébastien, « Etude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques : topologies, modulation et commande », thèse NO 3188, Lausanne, EPFL 2005.
- [71] B, Ustuntepe, « A novel two parameter modulations and neutral point potential control methode for the three level neutral point clamped inverter », Master thesis of science, Dept of Electrical Engineering and Electronics Engineering, December 2005.
- [72] S, Arezki, « Contribution au contrôle direct du couple(DTC) d'une machine Asynchrone à cage Alimentée par un onduleur multiniveaux », Mémoire de Magister, Univ_Boumerdès (FHC), 2009.
- [73] K, Ghedamssi, E, Berkouk, K, Aliouane, « Etude comparative entre deux stratégies de commande d'un onduleur de tension à trois niveaux », 1ère Conférence Nationale Sur l'électrotechnique et ses Applications. Sidi bel Abbes 24-25 mai 2004.

ANNEXE

ANNEXE:A

Paramètres de Modélisation de la Machine à aimants permanent :

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

ANNEXE:B

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

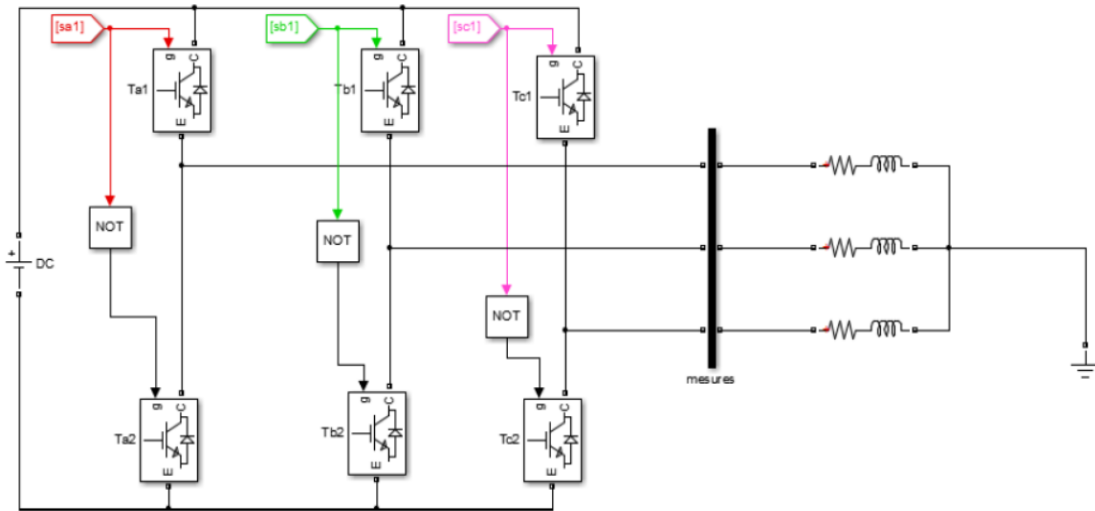


Schéma d'un onduleur de tension triphasé (*trois niveau NPC*) :

