

La République Algérienne Démocratique et Populaire

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie électrique



Projet de fin d'études

Électrotechnique

Thème

**COMMANDE DIRECTE DU COUPLE
DE LA MACHINE SYNCHROME DOUBLE
ETOILE ALIMENTEE PAR DEUX TYPES
D'ONDULEURS**

Proposé et dirigé par :

- Mr. L.NEZLI
- Mr. D. BOUDANA

Étudié par :

-YOUSFI Massinissa
-BOUHENAF Zidane

Promotion: juin 2007

E.N.P. 10, Avenue Hassen-Badi, EL-HARRACH, ALGER.

REMERCIEMENTS

Nous remercions Dieu de nous avoir donné la force physique et morale pour accomplir ce travail

*Nous remercions sincèrement nos encadrateurs : Mr : **L. NEZLI** et Mr : **DJ. BOUDANA** pour leurs aides, leurs encouragements et leurs patience ainsi pour leurs conseils précieux pendant la période de la réalisation de ce modeste travail*

*Nous remercions également tous les membres du jury le professeur : **MO. MAHMOUDI** et chargé de cours : **H. ZERROUG** au département génie électrique de l'école nationale polytechnique qui ont accepté de participer à la valorisation de ce travail*

Et enfin nous tenons vivement à remercier tous nos amis

Dédicace

Je dédie ce mémoire :

- *A ma chère mère.*
- *A ma famille*
- *A tous les gens qui me connaissent et que je connais en particulier la promotion ELT 2007*
- *A la mémoire de NAIRI YACINE que dieu l'accueil dans on vaste paradis*

Massinissa

Dédicace

- *A ceux qui m'ont tout donné sans rien me demander*
 - *ma mère.*
 - *mon père.*
- *A mes frères :*
 - *Hocine et sa femme et sa petite belle fille Randa ;*
 - *Farid et sa femme ;*
 - *Nacerddine ;*
 - *Notre coucou Anoir ;*
 - *A ma seule sœur et son mari et sa petite fille khawla ;*
- *A toute la famille **BOUHENAF***
- *A tous mes amis chacun à son nom*

Zidane

RESUME :

Dans ce mémoire sont présentés

- Dans le premier chapitre, la modélisation de la machine synchrone double étoile (MSDE)
- Dans le deuxième chapitre, l'alimentation de la MSDE qui est constituée d'un redresseur triphasé double alternance à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension triphasé.
- Dans le troisième chapitre, la stratégie de la commande directe du flux statorique et du couple électromagnétique (DTC) appliquée à la MSDE alimentée par onduleurs à deux niveaux.
- Dans le quatrième chapitre, la stratégie de commande directe du flux statorique et du couple électromagnétique (DTC) appliquée à la MSDE alimentée par onduleurs à trois niveaux

Mots clés : MSDE, Onduleur triphasé, DTC, Commande sans capteur de vitesse.

الملخص

يتركز هذا العمل في

- الفصل الأول على عرض تفصيلي رياضي للماكينة المتزامنة ذات النجمين
- أما في الفصل الثاني على تغذية الماكينة المكونة من مقوم ثلاثي الأطوار و طابق لترشيح الكهربائي ومموج لتوتر الكهربائي ثلاثي الأطوار ذو مستويين و ثلاث مستويات
- الفصل الثالث على شرح استراتيجيه التحكم في العزم و في التدفق للقسم الساكن للماكينة المتزامنة ذات النجمين المغذية بمموج لتوتر الكهربائي ثلاثي الأطوار ذو مستويين
- الفصل الثالث على شرح استراتيجيه التحكم في العزم و في التدفق للقسم الساكن للماكينة المتزامنة ذات النجمين المغذية بمموج لتوتر الكهربائي ثلاثي الأطوار ذو ثلاث مستويات

كلمات مفتاحيه : الماكينة المتزامنة ذات النجمين , مموج لتوتر الكهربائي ثلاثي الأطوار, استراتيجيه التحكم في العزم و في التدفق

Abstract:

In this work are presented :

- In the first chapter, a modeling of the double star Synchronous Machine (DSSM).
- In the second chapter, supply of DSS: which is made up of a three-phase double-way uncontrolled rectifier, a filter and a three phase voltage source inverter.
- A Direct stator Flux and Torque Control (DTC) strategy applied to the DSSM. in case double three phase voltage source inverter two level.
- A Direct stator Flux and Torque Control (DTC) strategy applied to the DSSM. in case double three phase voltage source inverter three level.

Key Word: DSSM, Three Phase Inverter, DTC, Speed Sensor less control.



SOMMAIRE

Sommaire

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE I : Modélisation de La machine synchrone double étoile	3
I.1. Introduction	3
I.2. Description et hypothèses de travail	4
I.2.1 Description	4
I.2.2 Les hypothèses de travail	5
I.3. Modèle mathématique dans le repère naturel	5
I.4. Modèle dans le plan de Concordia et Park	9
I.4.1 Modèle de la machine dans le plan de Concordia	9
I.4.2 Modèle de la machine dans le plan de Park	13
I.5. Modèle de la machine dans le nouveau repère $\alpha^+, \beta^+, \alpha^-, \beta^-$	17
I.6. Modèle de la machine dans le repère d^+, q^+, d^-, q^-	18
I.7. Modélisation de la MSDE dans l'espace $\alpha \beta z_1 z_2 z_3 z_4$	19
I.8. Les résultats de simulations de la MSDE	23
I.9. Conclusion	23
CHAPITRE II : Alimentation de la MSDE par Onduleurs Multi Niveaux	24
II.1 Introduction	24
II. 2 Système d'alimentation	24
II.3 Modélisation du redresseur	25
II.4 Modélisation du filtre	25
II.5 Modélisation de l'onduleur de tension	27
II.5.1 Cas de l'onduleur de tension à deux niveaux	27
II.5.1.1 Fonctionnement et séquences de l'onduleur de tension à deux niveaux	30
II.5.1.2 Projection les vecteurs de tension V_s dans le plan de tension $(\alpha-\beta)$	31
II.5.1.3 Association de l'onduleur de tension à deux niveaux à la MSDE	31
II.5.1.4 Choix des modes de commutation	32
II.5.1.5 Projection les vecteurs de tension V_s dans le plan de tension $(\alpha-\beta)$	33
II.5.2 Cas de l'onduleur de tension à trois niveaux	34
II.5.2.1 Modélisation du fonctionnement de l'onduleur de tension à trois niveaux	34
II.5.2.2 Modélisation du Fonctionnement d'un Bras D'onduleur à Trois Niveaux	35
II.5.2.3 Fonctionnement du Séquences de L'onduleur à Trois niveaux	39

II.5.2.4 Projection les vecteurs de tension dans le plan (α - β)	40
II.6 Conclusion	41
CHAPITRE III : la DTC Avec Onduleur Deux Niveaux	42
III.1 introduction	42
III.2. principe de la commande directe du couple	43
III3. contrôle du flux	44
III.4. contrôle du couple	46
III.4.1 contrôle du couple synchrone	46
III.4.2 contrôle du couple de reluctance	48
III.4.3 limite de contrôle du couple	49
III.5. sélection du vecteur tension	50
III.6. structure de la commande directe du couple	51
III.6.1 Estimation du flux statorique	51
III.6.2 Elaboration du correcteur de flux	52
III.6.3 Estimation du couple	53
III.6.4 Elaboration du correcteur de couple	53
III.6.5 Stratégie de commutation dans la commande directe du couple	54
III.7 Elaboration des tables de commutation	55
III. 7.1 Pour la DTC classique	55
III.7.2 Pour la DTC modifiée	57
III.8 Résultats en boucle ouverte	61
III.9 Comparaison entre la DTCc et la DTCm	65
III.10 Etude en boucle fermée	67
III.10.1 Bloc de défluxage	67
III.10.2 Régulateur PI	68
III.12 Résultats en boucle fermé	70
III.13 Conclusion	74
CHAPITRE IV : la DTC Avec Onduleur Trois Niveaux	75
IV.1 Introduction	75
IV.2 Principe de la DTC de la MSDE alimentée par onduleurs à trois niveaux	75
IV.2.1 Structure et la stratégie de la DTC de la MSDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux	77
IV.2.2 Les vecteurs de tensions à la sortie de l'onduleur à trois niveaux	77

IV.2.3	Projection les vecteurs tension dans le repère (α - β)	79
IV.2.4	Elaboration des secteurs de chaque étoile	81
IV.2.5	Contrôle de vecteur flux et du couple électromagnétique	82
IV.2.6	La stratégie de commutation	83
IV.2.7	Elaboration de la table de commutation	83
IV.2.8	Elaboration des tables de commutation sur douze secteurs	85
IV.3	Les résultats de simulation	86
IV.4	Conclusion	87

Notations :

MSDE : Machine synchrone double étoile.

DSSM : Double Star Synchronous Machine.

DTC : Direct Torque Control.

γ : Angle de déphasage entre les deux alimentations du stator.

ϕ_s : Flux statorique.

ϕ_r : Flux rotorique.

Γ_{em} ou C_{em} : Le couple électromagnétique.

V_s : Le vecteur tension statorique.

V_{s1}, V_{s2} : Les vecteurs tensions statoriques.

I_{s1}, I_{s2} : Les vecteurs courants statoriques.

V_R : Le vecteur tension rotorique.

I_R : Le vecteur courant d'excitation et courants des amortisseurs.

D, Q : Les axes des amortisseurs.

R_s : Résistance statorique.

R_f : Résistance rotorique.

R_D, R_Q ou R_{kd}, R_{kq} : Les résistances selon l'axe D et l'axe Q des amortisseurs.

$L_s(\theta)$: Matrice des inductances propre de la première étoile.

$L_s(\theta - \gamma)$: Matrice des inductances propres de la deuxième étoile.

M_{ss} : Matrice des inductances mutuelles entre les deux étoiles.

$M_{SR}(\theta)$: Matrice des inductances mutuelles entre la première étoile et le rotor.

$M_{SR}(\theta - \gamma)$: Matrice des inductances mutuelles entre la deuxième étoile et le rotor.

L_f : Inductance propre rotorique

L_D, L_Q : Inductances propres selon les axes D et Q des amortisseurs.

M_{fd} : Inductance mutuelle entre le circuit d'excitation et l'amortisseur D.

f : Circuit d'excitation.

k_d, k_q : Représentent les amortisseur des axes D et Q.

p : Nombre de pair de pôles.

ω_r : La vitesse de rotation.

J : Moment d'inertie.

Cr : Le couple résistant.

fr : Coefficient des frottements visqueux.

ϕ_{d1}, ϕ_{d2} : Représentent les flux statorique suivant l'axe d.

ϕ_{q1}, ϕ_{q2} : Représentent les flux statorique suivant l'axe q.

ϕ_f : Flux d'excitation.

ϕ_{kd}, ϕ_{kq} : Les flux d'amortisseur suivant l'axe d et q.

X_{abc1} : Représente d'une grandeur exprimé dans le repère $a_1b_1c_1$.

X_{dq0} : Représente d'une grandeur exprimé dans le repère dq0.

C_{em}^* ou Γ_{em}^* : Couple électromagnétique.



INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERAL :

Dans les applications de fortes puissances comme la propulsion navale et la traction ferroviaire, les actionneurs multi-phases sont très utilisés. En effet, les machines à grand nombre de phases présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées telles que les ondulations du couple électromagnétique ont une fréquence plus élevée et amplitude plus faible, le courant par phase a une amplitude plus faible sans augmentation de la tension par phase, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance, [MER03].

Un des exemples les plus courants des machines multi-phases est la MACHINE SYNCHRONE DOUBLE ETOILE (MSDE). Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques, se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à aimant permanent, soit bobiné. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes.

L'alimentation de la MSDE par onduleurs de tension provoque l'apparition des courants harmoniques de circulation d'amplitude importante au stator, impliquant des pertes statoriques supplémentaires et un surdimensionnement des semi-conducteurs. Cela constitue une contradiction avec le concept de segmentation de puissance, lui faisant perdre beaucoup de son intérêt, [HAD 01].

La technologie moderne des systèmes d'entraînements exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

Avec le progrès de l'électronique de puissance, lié à l'apparition des composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande, câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée.

La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu. La commande est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique du couple peut être très rapide. Cependant cette structure nécessite la connaissance plus au moins précise des paramètres de la machine. De plus, dans cette structure, la position rotorique doit être connue.

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

La stratégie du contrôle direct du couple est basée sur la commande directe de l'amplitude et de la vitesse de rotation du flux statorique. La connaissance du flux statorique est donc très importante. Une méthode simple et efficace consiste à calculer le flux statorique à partir de la tension, du courant et de la résistance statorique indépendamment des autres paramètres de la machine.

La DTC connaît un développement important ces dernières années notamment avec l'évolution de l'intégration des techniques nouvelles de l'intelligence artificielle telles que, les réseaux de neurones, la logique floue, [AME 03].

Notre travail est basé sur, la modélisation de la MSDE, son alimentation et sa commande par la DTC .qui font les quatre chapitres qui constituent ce mémoire tel que :

Il nous apparaît nécessaire de consacrer le premier chapitre à la modélisation de la MSDE. Après une mise en équation classique, nous développons dans un premier temps le modèle classique de la machine, ensuite un modèle pour l'étude des régimes dynamiques et pour la simulation numérique est établi. Enfin une nouvelle matrice de transformation, permettant de diagonaliser la matrice des inductances statoriques, est développée dans le but d'écrire les équations de la MSDE dans un système d'axes orthogonaux.

L'alimentation par les onduleurs de tension à multi-niveaux de la MSDE et les techniques de modélisations des onduleurs suivant leurs commandes, font l'objet de second chapitre.

Dans le chapitre trois, sur la base de la matrice de transformation proposée au chapitre I, nous développons la commande de la MSDE par DTC alimentée par onduleurs à deux niveaux, avec toutes les stratégies possibles. Nous terminons en exposant les résultats de simulations et une comparaison entre les performances des différentes stratégies proposées.

Enfin Pour le dernier chapitre, nous développons la DTC, dans le cas de l'alimentation de la MSDE par onduleurs à trois niveaux.

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



CHAPITRE I

Modélisation de la machine synchrone double étoile

I.1 INTRODUCTION :

Les machines triphasées à courant alternatif dominant très largement le domaine industriel, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phase supérieur à trois appelées machines multiphasées. Elles peuvent être classées en deux types, le premier type où les machines ont un nombre impair de phases reliés à un seul neutre, décalée d'un angle régulier entre phases adjacentes (pentaphasée, 7-phases...), les machines poly-étoile représentent le deuxième type.

Les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance, les machines multiphasées ont par la suite fait l'objet d'un intérêt grandissant, pour différentes raisons [HAD 01] :

- Segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur machine de fortes puissances avec des composants de calibres plus réduits.
- Diminuer les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques.
- Améliorer la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes)

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la machine synchrone double étoile à rotor bobiné.

Après une brève description de sa structure générale, son modèle mathématique dans le repère naturel sera établi. Étant donné que le rotor de ce type de machine est similaire à celui d'une machine classique. La contribution du rotor pour ces machines est similaire à celle d'une machine classique. L'intérêt de cette étude est porté sur les interactions des deux étoiles entre elles. Ainsi, de ce point de vue, la machine synchrone double étoile n'est achevée qu'une fois l'étude stator rotor sera introduite.

Dans le cas de notre machine l'étude n'est pas aussi évidente, car plusieurs phénomènes complexes interviennent lors de son fonctionnement comme par exemple la saturation, l'effet de peau...etc. Pour réduire cette complexité, on a effectué un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui nous permettent d'obtenir des équations simples et qui traduisent le fonctionnement de la machine. [MER 03].

I.2 DESCRIPTION ET HYPOTHESES DE TRAVAIL :

I.2.1 Description de la machine :

Comme dans toutes les machines tournantes, on distingue :

➤ *la partie fixe :*

Appelée stator qui comporte deux enroulements triphasés décalés entre eux par un angle (γ),

Comme le montre la **figure I.1**.

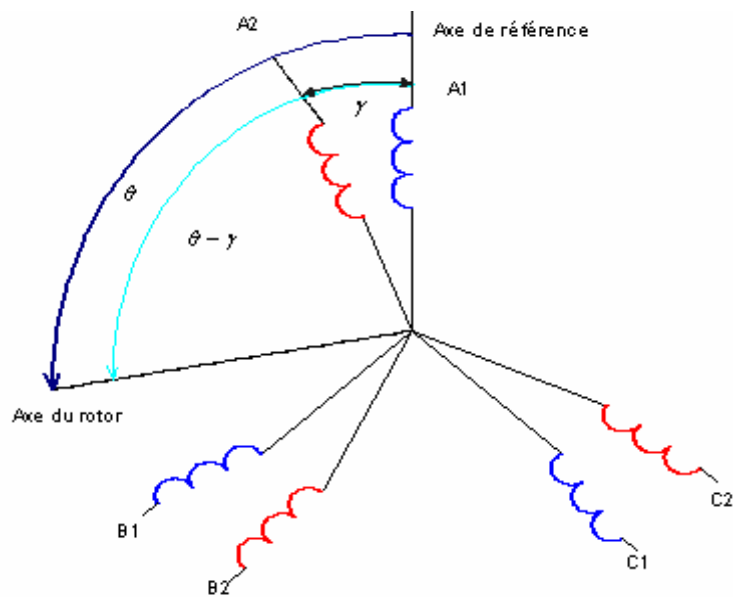


Figure I.1 : les enroulements statoriques d'une machine double stator

A1, B1, C1 : phases du premier stator

A2, B2, C2 : phases du second stator

γ : Angle entre chaque stator

θ : Angle électrique entre la phase A1 et la position du rotor

➤ *La partie tournante*

Appelée rotor. Le rotor comprend le circuit d'excitation F et les amortisseurs qui sont modélisés par deux bobines court-circuitées D et Q. L'axe de la bobine D est confondu avec celui de l'excitation et celui de la bobine Q est en quadrature. Comme la montre la figure I.2

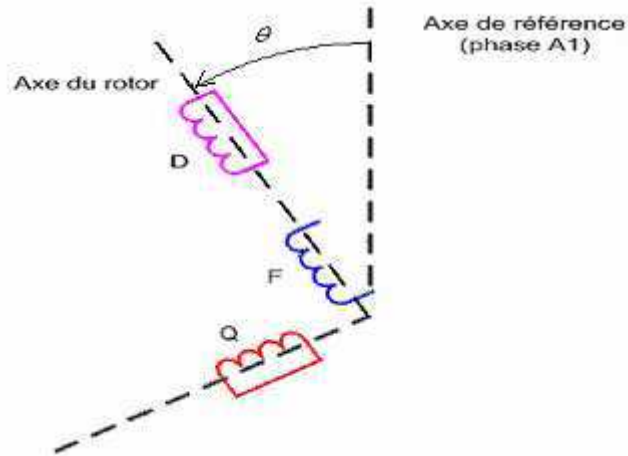


Figure I.2 : Enroulement rotorique de la machine synchrone

I.2.2 Les hypothèses de travail :

Les modèles développés par la suite reposent sur les hypothèses suivantes :

- Les forces magnétomotrices ont une répartition sinusoïdale;
- Les mutuelles inductances ne sont caractérisées que par leur fondamental;
- La saturation magnétique est négligée ;
- Les deux étoiles sont strictement identiques, isolées électriquement et décalées d'un angle γ .
- L'effet de peau et les pertes fer sont négligés.

I.3 MODELE MATHEMATIQUE DE LA MSDE DANS LE REPERE NATUREL:

La machine double étoile (MSDE) peut être modélisée par deux modèles qui la définissent d'une part, comme une machine double étoile (encore appelée double triphasée) et d'autre part comme une machine hexaphasée [HAD01].

En considérant la machine comme deux systèmes triphasés et en tenant compte du couplage magnétique et du décalage entre les deux étoiles, l'équation électrique de la MSDE s'écrit :

$$\begin{bmatrix} [V_{s1}] \\ [V_{s2}] \\ [V_{s3}] \end{bmatrix} = [R] \cdot \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_{s3}] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \left([L] \cdot \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_{s3}] \end{bmatrix} \right) \quad (I.1)$$

Les vecteurs courant et tension sont définis comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_{s1}] = [V_{a1} \quad V_{b1} \quad V_{c1}]^t \\ [V_{s2}] = [V_{a2} \quad V_{b2} \quad V_{c2}]^t \\ [V_R] = [V_F \quad 0 \quad 0]^t \\ [I_R] = [I_R \quad I_D \quad I_Q]^t \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} [I_{s1}] = [I_{a1} \quad I_{b1} \quad I_{c1}]^t \\ [I_{s2}] = [I_{a2} \quad I_{b2} \quad I_{c2}]^t \end{array} \right.$$

La matrice résistance est diagonale et les termes la constituant sont les valeurs des résistances des différents enroulements :

$$[R] = \begin{bmatrix} r_s \cdot [I]_{3 \times 3} & [0]_{3 \times 3} & [0]_{3 \times 3} \\ [0]_{3 \times 3} & r_s \cdot [I]_{3 \times 3} & [0]_{3 \times 3} \\ [0]_{3 \times 3} & [0]_{3 \times 3} & [R_R]_{3 \times 3} \end{bmatrix} ; [R_R] = \begin{bmatrix} r_F & 0 & 0 \\ 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix}$$

La matrice inductance peut se décomposer sur sa diagonale par, la matrice propre des différents systèmes d'enroulement, respectivement ceux de la première et de la deuxième étoile, ainsi que ceux du rotor.

Les autres matrices sont introduites par le couplage magnétique de ces systèmes d'enroulement, l'un par rapport à l'autre. En tenant compte des hypothèses de travail, il en résulte la représentation matricielle suivante :

$$[L] = \begin{pmatrix} [L_{s1}] & [M_{s1s2}] & [M_{s1R}] \\ [M_{s1s2}] & [L_{s2}] & [M_{s2R}] \\ [M_{s1R}] & [M_{s2R}] & [L_R] \end{pmatrix} \quad (I.2)$$

Les matrices $[L_{s1}]$ et $[L_{s2}]$ représentent les matrices inductances respectives de la première et la seconde étoile. Chaque matrice d'une matrice variant en fonction de la position du rotor, Cette dernière traduit la saillance de la machine :

$$[L_{sx}] = [L_{ss0}] + [L_{ss}(\beta_x)]$$

L'indice x symbolise l'étoile considérée (1 ou 2) et l'angle β_x est un angle dépendant de la position électrique θ . Pour l'étoile 1, l'angle est de $\beta_1 = \theta$ et pour l'étoile 2, il est de $\beta_2 = \theta - \gamma$.

Les deux matrices composantes de cette matrice inductance sont définies comme suit :

$$[L_{ss0}] = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix}$$

$$[L_{ss}(\beta_x)] = M_{sfm} \cdot \begin{pmatrix} \cos(2\beta_x) & \cos(2\beta_x - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta_x + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\beta_x - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta_x + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta_x) \\ \cos(2\beta_x + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta_x) & \cos(2\beta_x - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

Le couplage magnétique entre les deux étoiles du stator est caractérisé par la matrice inductance $[M_{s1s2}]$, elle se met sous la forme suivante

$$[M_{s1s2}] = [M_{ss0}] + [M_{ss}(\theta)]$$

$$[M_{ss0}] = M_{ss} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma) & \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma) \end{pmatrix}$$

$$[M_{ss}(\theta)] = M_{sfm} \cdot \begin{pmatrix} \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma) \\ \cos(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

Il est à noter que la matrice $[M_{ss0}]$ est une matrice constante, elle ne dépend que de l'angle de décalage des deux étoiles.

Le terme M_{ss} peut s'exprimer directement à partir de M_s , Les bobinages de chaque étoile étant identiques. La mutuelle entre deux enroulements de n'importe quelle étoile est égale au produit d'une mutuelle d'amplitude $M_{s0}=M_{ss}$ et du cosinus de l'angle de décalage des deux enroulements considérés. Dans le cas des phases d'une même étoile, cet angle est de 120° . Dans le cas de phases de différentes étoiles, l'angle est l'un de ceux qui constituent la

matrice $[M_{ss0}]$. On établit alors cette relation $M_{ss} = -2.M_s$.

De plus l'inductance propre L_s peut s'écrire comme la somme d'une inductance de fuites statorique et de d'une inductance M_{ss} .

$$L_s = L_{fs} + M_{ss}$$

Le couplage entre le stator et le rotor est caractérisé par les deux matrices $[M_{s1r}]$ et $[M_{s2r}]$ La matrice mutuelle s'écrit

$$[M_{ssR}] = [M_{sR}(\beta_x)] = \begin{pmatrix} M_{SF} \cos(\beta_x) & M_{SD} \cos(\beta_x) & -M_{SQ} \sin(\beta_x) \\ M_{SF} \cos(\beta_x - \frac{2\pi}{3}) & M_{SD} \cos(\beta_x - \frac{2\pi}{3}) & -M_{SQ} \cos(\beta_x - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{SF} \cos(\beta_x + \frac{2\pi}{3}) & M_{SD} \cos(\beta_x + \frac{2\pi}{3}) & -M_{SQ} \cos(\beta_x + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

Comme le rotor est identique à celui d'une machine triphasée classique, alors la matrice inductance rotor reste inchangée. Elle s'écrit

$$[L_R] = \begin{pmatrix} L_F & M_{FD} & 0 \\ M_{FD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{pmatrix}$$

D'après les expressions (I.1), (I.2) on aura les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} [V_{s1}] &= [R_s][I_{s1}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s(\theta)][I_{s1}] + [M_{ss}][I_{s2}] + [M_{sr}(\theta)][I_r] \} \\ [V_{s2}] &= [R_s][I_{s2}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{ss}]^t [I_{s1}] + [L_s(\beta)][I_{s2}] + [M_{sr}(\beta)][I_r] \} \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}(\theta)]^t [I_{s1}] + [M_{sr}(\beta)][I_{s2}] + [L_r][I_r] \} \end{aligned}$$

L'équation du couple électromagnétique est :

$$C_{em} = \frac{P}{2} \cdot [I]^t \cdot \left(\frac{d}{d\theta} [L] \right) [I]$$

Donc nous avons un système de neuf équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients qui sont en fonction des fonctions sinusoïdales dues au

mouvement de rotor d'où la complexité de la résolution analytique.

A cet effet, nous considérons une transformation qui offre le passage d'un système triphasé à un système biphasé équivalent.

I.4 Modèle de la MSDE dans le plan de Concordia et Park :

De la même manière que pour les machines triphasées classiques. Il est possible de travailler dans un repère diphasé.

I.4.1 Modèle de la machine dans le plan de Concordia :

En considérant que la machine est constituée de deux étoiles, on peut la représenter dans le plan de Concordia par deux repères $(\alpha_1-\beta_1)$ et $(\alpha_2-\beta_2)$ liés respectivement à la phase a1 et la phase a2, voir figure.I.3. Dans ce cas chaque étoile voit la même transformation. D'où les expressions suivantes :

$$\begin{pmatrix} X_{\alpha_1} \\ X_{\beta_1} \\ X_{01} \end{pmatrix} = [T_{33}]^{-1} \begin{pmatrix} X_{a_1} \\ X_{b_1} \\ X_{c_1} \end{pmatrix} \quad ; \quad \begin{pmatrix} X_{\alpha_2} \\ X_{\beta_2} \\ X_{02} \end{pmatrix} = [T_{33}]^{-1} \begin{pmatrix} X_{a_2} \\ X_{b_2} \\ X_{c_2} \end{pmatrix} \quad (I.3)$$

Avec

$$[T_{33}]^{-1} = [T_{33}]^t = \begin{bmatrix} [T_{32}] & [T_{31}] \end{bmatrix} \quad \text{Où } [T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \\ 2 & 2 \end{bmatrix} \quad ; \quad [T_{31}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 1 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}$$

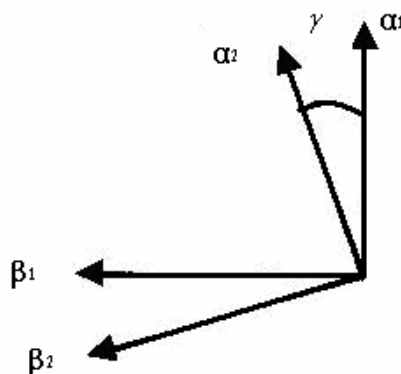


Figure I.3. Représentation de la MSDE dans le repère $(\alpha_1-\beta_1)$ et $(\alpha_2-\beta_2)$

Les deux transformations ci-dessus sont exprimées dans deux référentiels différents $(\alpha_1\beta_1, \alpha_2\beta_2)$ décalé d'un angle électrique γ . Cependant, pour éviter le couplage magnétique entre ces deux repères et afin d'exprimer dans le même référentiel les différentes grandeurs associées aux deux étoiles, on fait une rotation d'un angle γ identique au décalage entre les deux étoiles pour l'étoile 2 (figure .I. 4).

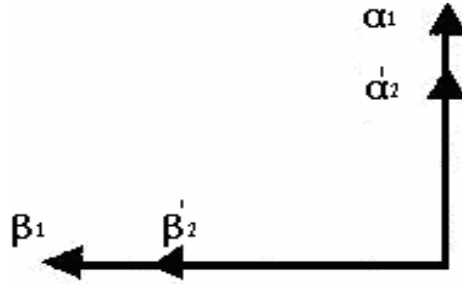


Figure.I.4. Représentation de la MSDE dans le repère $(\alpha_1-\beta_1)$

D'où cette nouvelle transformation pour l'étoile 2.

$$\begin{pmatrix} X'_{\alpha 2} \\ X'_{\beta 2} \\ X'_{02} \end{pmatrix} = [P_{33}(\gamma)] \begin{pmatrix} X_{\alpha 2} \\ X_{\beta 2} \\ X_{02} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [T_{32}(\gamma)] \\ [T_{31}] \end{bmatrix}^t \begin{pmatrix} X_{a2} \\ X_{b2} \\ X_{c2} \end{pmatrix} \quad (I.4)$$

Avec

$$P(\gamma) = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix}, \quad P_{33}(\gamma) = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) & 0 \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } [T_{32}(\gamma)] = [T_{32}] [P(\gamma)]$$

Le système d'équation (I.1) peut se réécrire dans le nouveau plan $\alpha_1\beta_1$:

▪ **Tensions statoriques :**

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha\beta 01} \\ V_{\alpha\beta 02} \end{bmatrix} = [R_s] \times \begin{bmatrix} I_{\alpha\beta 01} \\ I_{\alpha\beta 02} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \times \begin{bmatrix} [T_{33}] & [0]_{3 \times 3} \\ [0]_{3 \times 3} & [T_{33}(\gamma)] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} [L_{s1}] & [M_{s1s2}] \\ [M_{s1s2}] & [L_2] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} [T_{33}] & [0]_{3 \times 3} \\ [0]_{3 \times 3} & [T_{33}(\gamma)] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{\alpha\beta 01} \\ I_{\alpha\beta 02} \end{bmatrix} \\ + \frac{d}{dt} \times \begin{bmatrix} [T_{33}] & [0]_{3 \times 3} \\ [0]_{3 \times 3} & [T_{33}(\gamma)] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} M_{s1F} \\ M_{s2F} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

▪ **Tensions Rotoriques :**

$$\begin{bmatrix} V_F \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [R_R] \times \begin{bmatrix} i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \left[[M_{s1R}]^t [M_{s2R}]^t \right] \begin{bmatrix} [T_{3 \times 3}] & [0]_{3 \times 3} \\ [0]_{3 \times 3} & [T_{3 \times 3}(\gamma)] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} [I_{\alpha\beta 01}] \\ [I'_{\alpha\beta 02}] \end{bmatrix} \right\} + [R_R] \times \begin{bmatrix} i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

D'où le nouveau modèle dynamique du stator exprimé dans le nouveau repère $(\alpha_1\beta_1)$:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \\ V_{01} \\ V'_{\alpha 2} \\ V'_{\beta 2} \\ V'_{02} \end{bmatrix} = R_s \times \begin{bmatrix} I_{\alpha 1} \\ I_{\beta 1} \\ I_{01} \\ I'_{\alpha 2} \\ I'_{\beta 2} \\ I'_{02} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_\alpha & 0 & 0 & M_{ss\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & L_\alpha & 0 & 0 & M_{ss\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & L_0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{ss\alpha} & 0 & 0 & L_\alpha & 0 & 0 \\ 0 & M_{ss\alpha} & 0 & 0 & L_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{\alpha 1} \\ I_{\beta 1} \\ I_{01} \\ I'_{\alpha 2} \\ I'_{\beta 2} \\ I'_{02} \end{bmatrix} + M_{msf} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \cos(2\theta) & \frac{2}{3} \sin(2\theta) & 0 & \frac{2}{3} \cos(2\theta) & \frac{2}{3} \sin(2\theta) & 0 \\ \frac{2}{3} \sin(2\theta) & -\frac{2}{3} \cos(2\theta) & 0 & \frac{2}{3} \sin(2\theta) & -\frac{2}{3} \cos(2\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2}{3} \cos(2\theta) & \frac{2}{3} \sin(2\theta) & 0 & \frac{2}{3} \cos(2\theta) & \frac{2}{3} \sin(2\theta) & 0 \\ \frac{2}{3} \sin(2\theta) & -\frac{2}{3} \cos(2\theta) & 0 & \frac{2}{3} \sin(2\theta) & -\frac{2}{3} \cos(2\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{\alpha 1} \\ I_{\beta 1} \\ I_{01} \\ I'_{\alpha 2} \\ I'_{\beta 2} \\ I'_{02} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \\ e_{01} \\ e'_{\alpha 2} \\ e'_{\beta 2} \\ e'_{02} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \\ e_{01} \\ e'_{\alpha 2} \\ e'_{\beta 2} \\ e'_{02} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} M_{sF} \cos(\theta) & M_{sD} \cos(\theta) & -M_{sQ} \sin(\theta) \\ M_{sF} \sin(\theta) & M_{sD} \sin(\theta) & M_{sQ} \cos(\theta) \\ 0 & 0 & 0 \\ M_{sF} \cos(\theta) & M_{sD} \cos(\theta) & -M_{sQ} \sin(\theta) \\ M_{sF} \sin(\theta) & M_{sD} \sin(\theta) & M_{sQ} \cos(\theta) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

$$L = l_{fs} + \frac{3}{2} M_{ss} \quad ; \quad L_o = l_{fs} \quad ; \quad M_{ss\alpha} = \frac{3}{2} \cdot M_{ss}$$

▪ *Expression du couple électromagnétique*

En utilisant la dérivée de la co-énergie, l'expression du couple est donnée par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot p \cdot [I]^T \cdot \left(\frac{\partial}{\partial \theta} [L] \right) \cdot [I]$$

D'où

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot p \cdot [(I_{s1})^t \quad (I_{s2})^t \quad i_F] \cdot \left(\frac{\partial}{\partial \theta} [L] \right) \cdot \begin{bmatrix} (I_{s1}) \\ (I_{s2}) \\ i_F \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Dans le plan de Concordia, elle s'écrit :

$$C_{em} = \left(\frac{p}{\omega} \right) \cdot (e_{\alpha 1} i_{\alpha 1} + e_{\beta 1} i_{\beta 1} + e_{\alpha 2} i_{\alpha 2} + e_{\beta 2} i_{\beta 2}) + C_{ems}$$

C_{ems} Représente le couple dû à la saillance, il est donné par expression suivante :

$$C_{ems} = \left(\frac{p}{2\omega} \right) \cdot M_{sfm} \cdot [(i_{\alpha\beta 01})^t \quad (i_{\alpha\beta 02})^t] \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \cos(2\theta) & \frac{3}{2} \sin(2\theta) \\ \frac{3}{2} \sin(2\theta) & -\frac{3}{2} \cos(2\theta) \\ 0 & 0 \\ \frac{3}{2} \cos(2\theta) & \frac{3}{2} \sin(2\theta) \\ \frac{3}{2} \sin(2\theta) & -\frac{3}{2} \cos(2\theta) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 1} + i_{\beta 2} \end{bmatrix}$$

On remarque que ce sont ces deux machines (α_1, β_1) et (α_2, β_2), couplées magnétiquement, qui produisent le couple.

Pour une machine double étoile à f.e.m. sinusoïdales, on a vu que :

$$\begin{cases} e_{\alpha 1} = e'_{\alpha 2} \\ e_{\beta 1} = e'_{\beta 2} \\ e_{01} = e_{02} = 0 \end{cases}$$

D'où

$$C_{em} = \left(\frac{p}{\omega} \right) \cdot (e_{\alpha_1} (i_{\alpha_1} + i'_{\alpha_2}) + e_{\beta_1} (i_{\beta_1} + i'_{\beta_2})) + C_{ems} \quad (I.7)$$

Nous remarquons que c'est uniquement la somme des courants, selon les deux axes α_1 et β_1 qui contribue à la génération du couple.

I.4.2 Modèle de la machine dans le plan de Park :

Pour résoudre le problème posé par la dépendance des inductances de l'angle de rotation, une grande simplification peut être obtenue par transformation de Park aux grandeurs statoriques X_i aux composantes d'axe direct et en quadrature X_{dq} . D'où les transformations suivantes :

$$\begin{bmatrix} X_{dq\ 01} \\ X_{dq\ 02} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [[T_{33}][P_{33}(\theta)]]^{-1} & 0 \\ 0 & [[T_{33}][P_{33}(\theta - \gamma)]]^{-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{abc\ 1} \\ X_{abc\ 2} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Le modèle de la machine dans le repère (d, q) lié au rotor est présenté sur la figure.I.5.

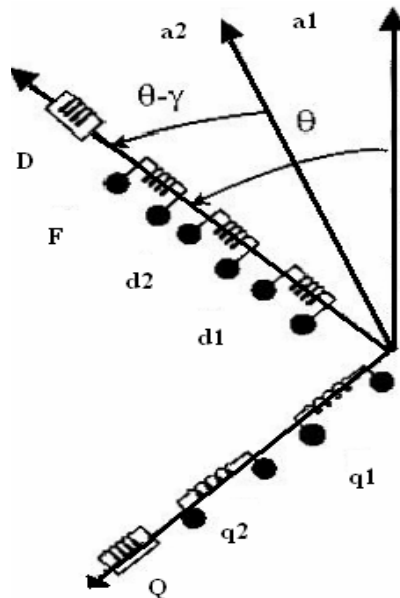


Figure I.5 : Représentation de la machine dans le repère dq.

En appliquant les transformations définies ci-dessus au système d'équation (I.1).

On obtient le modèle électrique de la machine synchrone à pôles saillants écrit dans le plan dq.

$$\begin{bmatrix} [V_{dq1}] \\ [V_{dq2}] \\ [V_R] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{dq}] & [R_{dqm}] & [R_{dqs}] \\ [R_{dqm}] & [R_{dq}] & [R_{dqs}] \\ [0]_{3 \times 2} & [0]_{3 \times 2} & [R_{sG}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{dq1}] \\ [I_{dq2}] \\ [I_R] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_{dq}] & [M_{dqm}] & [L_{dqs}] \\ [M_{dqm}] & [L_{dq}] & [L_{dqs}] \\ [L_{dqs}] & [L_{dqs}] & [L_R] \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I_{dq1}] \\ [I_{dq2}] \\ [I_R] \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Chacune des matrices est définie comme suit :

$$\begin{aligned} [R_{dq}] &= \omega \begin{bmatrix} r_s & -L_q \\ L_d & r_s \end{bmatrix} & ; & [R_{dqm}] = \omega \begin{bmatrix} 0 & -L_{qm} \\ L_{dm} & 0 \end{bmatrix} \\ [R_{dqs}] &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -M_{qQ} \\ M_{dF} & M_{dD} & 0 \end{bmatrix} & ; & [R_{sG}] = \begin{bmatrix} r_F & & \\ & r_D & \\ & & r_Q \end{bmatrix} \\ [L_{dq}] &= \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} & ; & [M_{dqm}] = \begin{bmatrix} L_{dm} & 0 \\ 0 & L_{qm} \end{bmatrix} & ; & [L_{dqs}] = \begin{bmatrix} M_{dF} & M_{dD} & 0 \\ 0 & 0 & M_{qQ} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{cases} L_d = L_s - M_s + \frac{3}{2} M_{sfm} \\ L_q = L_s - M_s - \frac{3}{2} M_{sfm} \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} L_{dm} = -3 M_s + \frac{3}{2} M_{sfm} \\ L_{qm} = -3 M_s - \frac{3}{2} M_{sfm} \end{cases}$$

$$M_{dF} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sF} \quad ; \quad M_{dD} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sD} \quad ; \quad M_{dQ} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sQ}$$

En introduisant l'inductance de fuites on a

$$\begin{cases} L_d = l_{fs} + \frac{3}{2} M_{ss} + \frac{3}{2} M_{sfm} \\ L_q = l_{fs} + \frac{3}{2} M_{ss} - \frac{3}{2} M_{sfm} \\ L_{dm} = \frac{3}{2} M_{ss} + \frac{3}{2} M_{sfm} \\ L_{qm} = \frac{3}{2} M_{ss} - \frac{3}{2} M_{sfm} \end{cases}$$

D'où

$$\begin{cases} L_d = l_{fs} + L_{dm} \\ L_q = l_{fs} + L_{qm} \end{cases}$$

Le modèle de la machine, représenté par le système d'équation (I.9). Permet d'étudier séparément chacune des deux étoiles en tenant compte de l'interaction qui existe entre elles. Ce modèle est fortement couplé d'une part, nous retrouvons un couplage entre les variables d'état caractérisées par l'existence des matrices $[R_{dqm}]$, $[R_{dqs}]$ non nulles et $[R_{dq}]$ est non diagonale. D'autre part, nous retrouvons le couplage entre les dérivées des variables d'état caractérisées par l'existence des matrices $[M_{dqm}]$ et $[L_{dqs}]$ non nulles. 'Vus ces problèmes de couplage, qui ont pour conséquences l'utilisation d'algorithmes de commandes compliqués. Nous recherchons à obtenir par la suite un autre modèle en vue de la commande plus simple et découplé.

▪ *Expression du couple électromagnétique dans le repère dq*

En appliquant à l'expression du couple électromagnétique, les transformations de Concordia et Park et en tenant compte des factorisations de la matrice inductance, l'expression du couple dans le plan dq s'écrit :

$$C_{em} = p(\phi_{d1} \cdot i_{q1} - \phi_{q1} \cdot i_{d1} + \phi_{d2} \cdot i_{q2} - \phi_{q2} \cdot i_{d2}) \quad (I.10)$$

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - fr \cdot \Omega$$

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p}$$

Les flux sont définis comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{d1} = L_d \cdot I_{d1} + L_{dm} \cdot I_{d2} + M_{dF} \cdot I_F + M_{dD} \cdot I_D \\ \phi_{d2} = L_d \cdot I_{d2} + L_{dm} \cdot I_{d1} + M_{dF} \cdot I_F + M_{dD} \cdot I_D \\ \phi_{q1} = L_q \cdot I_{q1} + L_{qm} \cdot I_{q2} + M_{dQ} \cdot I_Q \\ \phi_{q2} = L_q \cdot I_{q2} + L_{qm} \cdot I_{q1} + M_{dQ} \cdot I_Q \end{cases} \quad (I.11)$$

Sachant que :

$$(L_d - L_q) = (L_{dm} - L_{qm}) = \frac{3}{2} M_{sfm}$$

En substituant les flux par leurs expressions données par (I.11) dans l'équation (I.10), on déduit l'expression du couple en fonction des courants

$$C_{em} = P \left\{ \left[M_{dF} i_F + M_{dD} i_D + \frac{1}{2} [(L_d - L_q) + (L_{dm} - L_{qm})] (i_{d1} + i_{d2}) \right] (i_{q1} + i_{q2}) - M_{qQ} I_Q (i_{d1} + i_{d2}) \right\} \quad (I.12)$$

L'expression (I.12) du couple peut se réécrire comme suit

$$C_{em} = C_{em1} + C_{em2} + C_{em12} \quad (I.13)$$

$$\begin{cases} C_{em1} = P \left(M_{dF} i_F i_{q1} + \frac{1}{2} [(L_d - L_q) + (L_{dm} - L_{qm})] \cdot i_{d1} i_{q1} + M_{dD} I_D i_{q1} - M_{qQ} I_Q i_{d1} \right) \\ C_{em2} = P \left(M_{dF} i_F i_{q2} + \frac{1}{2} [(L_d - L_q) + (L_{dm} - L_{qm})] \cdot i_{d2} i_{q2} + M_{dD} I_D i_{q2} - M_{qQ} I_Q i_{d2} \right) \\ C_{em12} = \frac{P}{2} [(L_d - L_q) + (L_{dm} - L_{qm})] (i_{d1} i_{q2} + i_{d2} i_{q1}) \end{cases}$$

Nous retrouvons le même résultat vu précédemment : ce sont les sommes des courants, selon les deux axes d et q qui participent à la génération du couple. Nous constatons aussi, que le couple est la somme de trois termes C_{em1} , C_{em2} et C_{em12} , générés respectivement par l'étoile une, l'étoile deux et l'interaction entre elles. Pour une machine synchrone à pôles lisses et sans amortisseurs, l'expression du couple se déduit directement de l'expression (I.12) et s'écrit :

$$C_{em} = P \cdot M_{dF} \cdot I_F (I_{q1} + I_{q2})$$

I.5 MODELE DE LA MACHINE DANS LE NOUVEAU REPERE $\alpha^+, \beta^+, \alpha^-, \beta^-$:

L'expression du couple (I.7) montre que c'est la somme des courants qui contribue à la génération du couple. Pour cela, nous proposons de réécrire le modèle (I.5) en faisant un changement de variables utilisant la somme des courants, pour des raisons de bijection, leurs différences, aussi. Pour cela, nous utilisons la transformation normée suivante

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha}^+ \\ X_{\beta}^+ \\ X_0^+ \\ X_{\alpha}^- \\ X_{\beta}^- \\ X_0^- \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X_{\alpha 1} \\ X_{\beta 1} \\ X_{01} \\ X'_{\alpha 2} \\ X'_{\beta 2} \\ X'_{02} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

L'expression du couple (I.9) peut s'écrire comme suit

$$C_{em} = \left(\frac{P}{\omega} \right) \cdot (e_{\alpha 1} \sqrt{2} \cdot i_{\alpha}^+ + e_{\beta 1} \sqrt{2} \cdot i_{\beta}^+) + C_{ems} \quad (\text{I.15})$$

En appliquant la transformation (I.14) au système d'équation (I.5). On obtient un autre modèle de la machine exprimé dans le référentiel $\alpha^+, \beta^+, \alpha^-, \beta^-$:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{\alpha}^+ \\ V_{\beta}^+ \\ V_0^+ \\ V_{\alpha}^- \\ V_{\beta}^- \\ V_0^- \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha}^+ \\ i_{\beta}^+ \\ i_0^+ \\ i_{\alpha}^- \\ i_{\beta}^- \\ i_0^- \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} l_{fs} + 3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{fs} + 3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{\alpha}^+ \\ i_{\beta}^+ \\ i_0^+ \\ i_{\alpha}^- \\ i_{\beta}^- \\ i_0^- \end{bmatrix} \\
 + M_{sfm} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 3 \cos 2\theta & 3 \sin 2\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 \sin 2\theta & -3 \cos 2\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^+ \\ i_{\beta}^+ \\ i_0^+ \\ i_{\alpha}^- \\ i_{\beta}^- \\ i_0^- \end{bmatrix} &+ \sqrt{2} \begin{bmatrix} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \\ e_{01} \\ e_{\alpha 2} \\ e_{\beta 2} \\ e_{02} \end{bmatrix} \tag{I.16}
 \end{aligned}$$

En introduisant l'inductance de fuites et en faisant un changement de variable à l'aide de la transformation (I.14). On obtient un modèle de la machine synchrone double étoile qui est composé de trois sous-systèmes parfaitement découplés :

- le premier sous-système, exprimé dans le repère $\alpha^+ \beta^+$, est composé de tous les facteurs prépondérant pour la production du couple telle que : les f.e.m. rotoriques. La saillance et les inductances statoriques. Donc cette partie de la machine contribue à la génération du couple électromagnétique ;
- le deuxième sous-système, exprimé dans le repère $\alpha^- \beta^-$, a une dynamique qui est déterminée uniquement par les inductances de fuites statoriques. Ses courants sont nuls en l'absence des tensions V_{α}^- , V_{β}^- . Donc ce sous-système ne participe pas à la génération du couple ;
- le troisième sous-système est classique, il est formé par les composantes homopolaires qui sont nulles lorsque le neutre n'est pas connecté.

1.6 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE d^+, q^+, d^-, q^- :

Le modèle de la machine exprimé dans le repère d^+, q^+, d^-, q^- peut être obtenu de deux façons différentes. Soit directement à partir du modèle (I.9) ou du modèle (I.16) en utilisant la transformation de Park. Après développement des calculs, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_d^- \\ V_q^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^+ \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & L_q^+ \\ L_d^+ & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d^+ & 0 \\ 0 & L_q^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{bmatrix} + M_d \cdot \omega \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} j_F$$

$$\begin{bmatrix} V_d^- \\ V_q^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{fs} & 0 \\ 0 & l_{fs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -l_{fs} \\ l_{fs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Avec

$$L_d^+ = l_{fs} + 3M_{ss} + 3M_{sfm} \quad L_q^+ = l_{fs} + 3M_{ss} - 3M_{sfm} \quad M_d = \sqrt{3}M_{ss}$$

Ce modèle (I.17) est similaire à celui d'une machine synchrone triphasée classique dont on maîtrise bien la commande.

1.7 MODELISATION DE LA MSDE DANS L'ESPACE $\alpha \beta z_1 z_2 z_3 z_4$:

Après avoir appliqué les classiques transformés de Concordia puis de Park, à une machine « double-triphasée », il est apparu que les équations de la machine étaient encore couplées.

Une analyse a permis ensuite de trouver une troisième transformation simple menant au découplage.

Une autre approche, issue d'une étude générale des systèmes polyphasés, consiste à se baser sur une propriété vérifiée par toutes les matrices inductances statoriques, à savoir la symétrie. Cette propriété implique que la matrice est diagonalisable et qu'il existe une base orthogonale de vecteurs propres. Par conséquent. On sait qu'il existe un repère au sein duquel les équations de la machine sont découplées.

Cette base a été obtenue dans le cas d'une machine régulièrement construite (les bobinages statoriques sont déphasés de $2\pi/n$ pour une machine à n phases), [MER03]. Or la machine double étoile étudiée dans ce chapitre peut être considérée lorsque $\gamma=30^\circ$ (cas le plus fréquent) comme une machine à douze phases régulièrement déphasés de 30° . On obtient alors la base recherchée.

Pour un angle γ quelconque, on peut également chercher directement les valeurs propres (analytiquement ou par un logiciel de calcul formel) puis, obtenir une base orthogonale de vecteurs propres. La matrice de changement de base $[T_s]$. Constituée à partir des vecteurs propres, n'est autre que la matrice de transformation au sens

électrotechnique du terme.

Aussi, nous nous attachons dans ce chapitre à expliciter la démarche qui mène à la synthèse de ces matrices plutôt qu'au développement des calculs mathématiques.

On exprime donc, à partir du système d'équations (I.2), le modèle dynamique statorique de la machine à six phases :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r]) \quad (I.18)$$

Où $[V_s] = [V_{a1} \ V_{a2} \ V_{b1} \ V_{b2} \ V_{c1} \ V_{c2}]^t$

Et $[I_s] = [I_{a1} \ I_{a2} \ I_{b1} \ I_{b2} \ I_{c1} \ I_{c2}]^t$

L'inductance statorique $[L_{ss}]$ s'écrit sans la saillance comme suit :

$$[L_{ss}] = l_{fs} \cdot [I_{6 \times 6}] + M_{ss} [M_0]$$

La matrice $[L_{ss}]$ possède une valeur propre d'ordre deux ;

$$\lambda_2 = l_{fs} + 3 M_{ss}$$

Et une valeur propre d'ordre quatre ; $\lambda_4 = l_{fs}$

Nous proposons de réécrire le modèle (I.18) dans une nouvelle base orthogonale formée par six vecteurs propres liés à ces valeurs propres et qui sont tous orthogonaux entre eux. Les différentes lignes de la matrice de transformation $[T_s]$ seront constituées des coordonnées de ces différents vecteurs propres.

L'expression globale de la matrice de transformation est donnée par $[T_s]$

$$[T_s] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\gamma) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3} + \gamma) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3} + \gamma) \\ \sin(0) & \sin(\gamma) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3} + \gamma) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3} + \gamma) \\ \cos(0) & \cos(\pi - \gamma) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\frac{\pi}{3} - \gamma) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{5\pi}{3} - \gamma) \\ \sin(0) & \sin(\pi - \gamma) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\frac{\pi}{3} - \gamma) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{5\pi}{3} - \gamma) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

On peut définir les nouvelles variables de la machine exprimées dans le référentiel

α - β - z_1 - z_2 - z_3 - z_4 en utilisant les transformations suivantes :

$$\begin{aligned} [V_{\alpha s} \ V_{\beta s} \ V_{z1} \ V_{z2} \ V_{z3} \ V_{z4}]^t &= [T_s] \cdot [V_s] \\ [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{z1} \ i_{z2} \ i_{z3} \ i_{z4}]^t &= [T_s] \cdot [I_s] \end{aligned} \quad (I.20)$$

En substituant (I.21) dans (I.18), on obtient :

$$[T_s] \cdot [V_s] = [T_s] \cdot [R_s] [T_s]^{-1} \cdot [T_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} \left([T_s] \cdot [L_s] [T_s]^{-1} \cdot [T_s] \cdot [I_s] + [T_s] \cdot [M_{sR}] [I_R] \right) \quad (I.21)$$

$$[T_s] \cdot [L_s] [T_s]^{-1} = [T_s] \cdot [l_{fs}] \cdot [I]_{6 \times 6} + M_{ss} \cdot [M_0] + M_{sfm} [M_2] [T_s]^{-1}$$

$$[T_s] \cdot [L_s] [T_s]^{-1} = l_{fs} \cdot [I]_{6 \times 6} + M_{ss} \cdot \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + M_{sfm} \begin{bmatrix} 3 \cos(2\theta) & 3 \sin(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 \sin(2\theta) & -3 \cos(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[T_s] \cdot [M_{sR}] = \sqrt{3} \begin{bmatrix} M_{sF} \cos(\theta) & M_{sD} \cos(\theta) & M_{sQ} \sin(\theta) \\ M_{sF} \sin(\theta) & M_{sD} \sin(\theta) & -M_{sQ} \cos(\theta) \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En remplaçant les produits matriciels par leurs valeurs. Le modèle de l'équation (I.21) se réécrit comme présenté dans l'équation (I.22).

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ V_{z1} \\ V_{z2} \\ V_{z3} \\ V_{z4} \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{z1} \\ I_{z2} \\ I_{z3} \\ I_{z4} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} l_{fs} + 3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{fs} + 3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{z1} \\ I_{z2} \\ I_{z3} \\ I_{z4} \end{bmatrix} + \sqrt{3}M_{sF} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_F \\
 &+ M_{sfm} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 3\cos(2\theta) & 3\sin(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3\sin(2\theta) & 3\cos(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{z1} \\ I_{z2} \\ I_{z3} \\ I_{z4} \end{bmatrix} \\
 &+ \sqrt{3}M_{sD} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_D + \sqrt{3}M_{sQ} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ -\sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_Q \tag{I.22}
 \end{aligned}$$

I.8 LES RESULTATS DE SIMULATIONS DE LA MSDE :

La figure I.6 donne les résultats de simulation pour une MSDE alimentée par un onduleur parfait, on constat un fort courant lors du démarrage à vide,

En appliquant un charge de $C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t = 1.5\text{s}$, on remarque que le couple électromagnétique augmente jusqu'à 10N.m , pour compenser le couple de charge la vitesse chute.

Le flux statorique est affectés ce qui montre le fort couple entre le flux et le couple

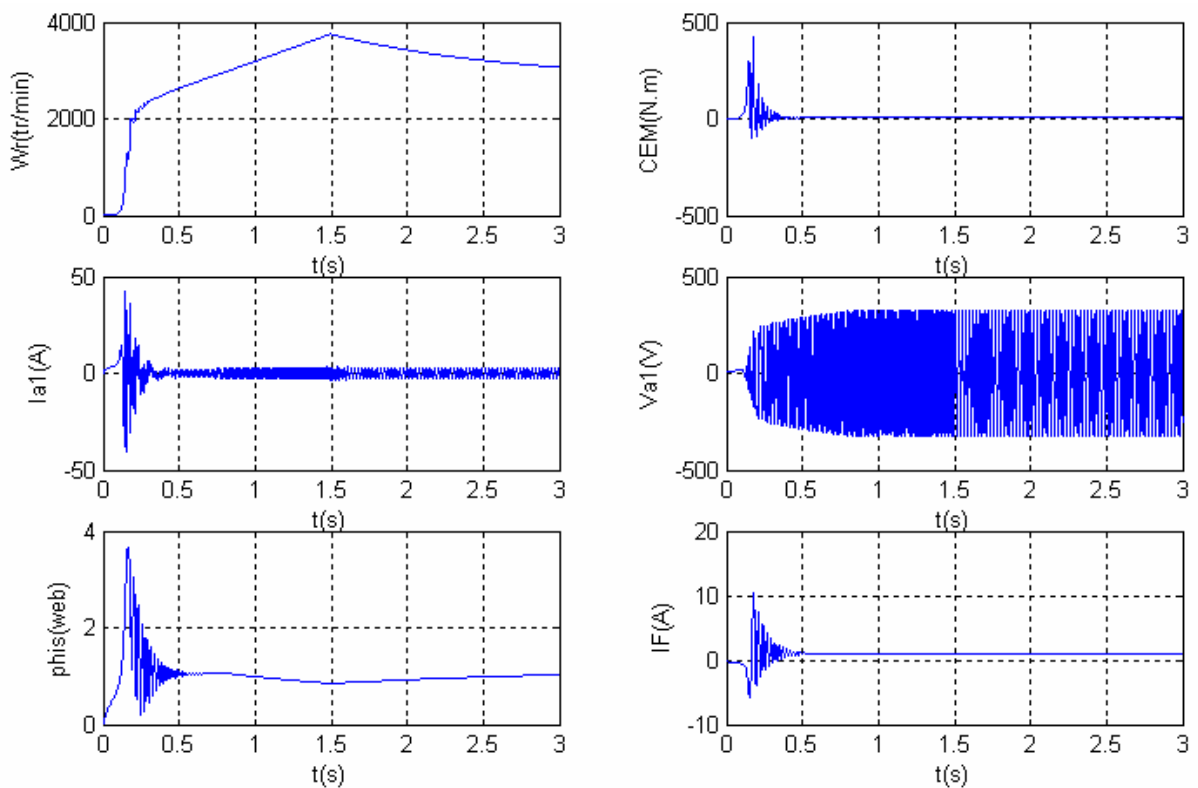


Figure I.6 : Fonctionnement de la MSDE en autopiloté

I.9 CONCLUSION :

L'objectif de ce chapitre, consacrée à la modélisation de la machine synchrone double étoile, est de faire une synthèse des méthodes de modélisation. Différents modèles de la MSDE ont été développés en se basant sur deux techniques de modélisation qui consistent à considérer la MSDE, d'une part comme une machine double étoile et, d'autre

part, comme une machine hexaphasée.

On a montré que l'application de la transformée de Concordia puis de Park à chaque étoile aboutit à un modèle fortement couplé. Il nécessite l'utilisation d'algorithmes de découplages spécifiques ou des commandes compliquée.

Le premier modèle découplé est obtenu en se basant sur un changement de variables utilisant la somme et la différence des variables d'état. Cette technique de modélisation peut facilement s'étendre au cas des machines multi-étoile.

Le deuxième modèle découplé est issu d'une méthodologie de modélisation des machines polyphasées se basant sur la diagonalisation de la matrice inductance. Cette méthode de modélisation a été étendue au cas de la machine synchrone à deux étoiles déphasées d'un angle γ .

Il est intéressant de remarquer que bien que les deux approches de départ soient différentes, on arrive au même modèle découplé qui permet de simplifier les algorithmes de commande.



CHAPITRE II

Alimentation de la machine synchrone double étoile

II.1 INTRODUCTION :

En forte puissance, les semi-conducteurs constituant les convertisseurs statiques subissent des contraintes importantes en tension et en courant, ce qui limite leur fréquence de découpage. La structure segmentée des machines double étoile autorise l'utilisation de composants de calibre inférieur pour une fréquence plus élevée, mais cette dernière reste tout de même relativement faible. Par conséquent, et compte tenu de l'éventuelle existence des courants de circulation entre les deux étoile de la MSDE, les onduleurs de tension alimentant la MSDE doivent être contrôlés convenablement pour garantir un fonctionnement sain. Les séquences d'ouverture et de fermeture des interrupteurs doivent être strictement contrôlées. Plus encore que pour les machines triphasées, le contrôle du convertisseur va représenter la partie essentielle de la commande des machines double étoile, [HAD01].

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

II. 2 SYSTEME D'ALIMENTATION :

Le convertisseur qui assure l'alimentation de la MSDE est constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau triphasé symétrique, et de fréquence constante, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et deux onduleurs qui permettent d'alimenter la machine par un système de tensions alternatives, [GAY00].

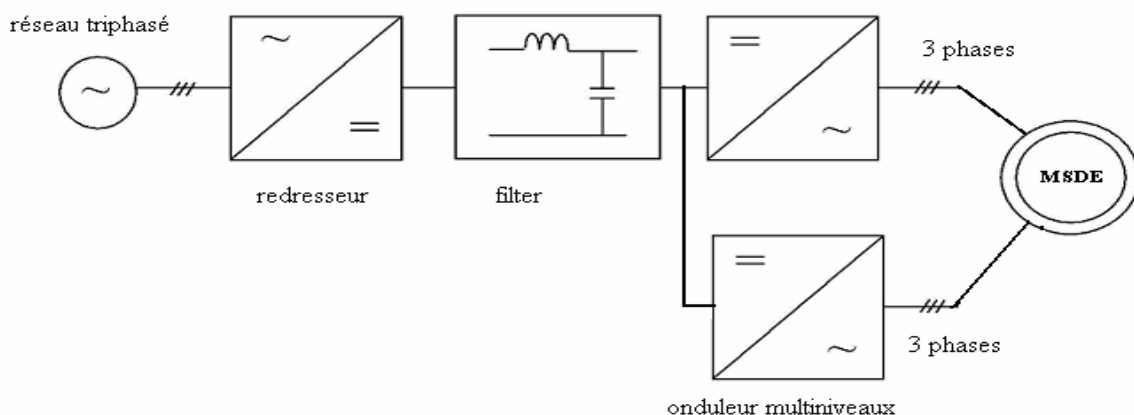


Figure II.1 : le schéma synoptique d'un MSDE et de son alimentation.

II.3 MODELISATION DU REDRESSEUR :

Le redresseur est un pont de Graëtz à six diodes figure (II.2), où la tension de sortie U_d est définie comme suit:

$$\text{Où : } U_d = \max(V) - \min(V) \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Avec : } V = [v_1 \ v_2 \ v_3]^T$$

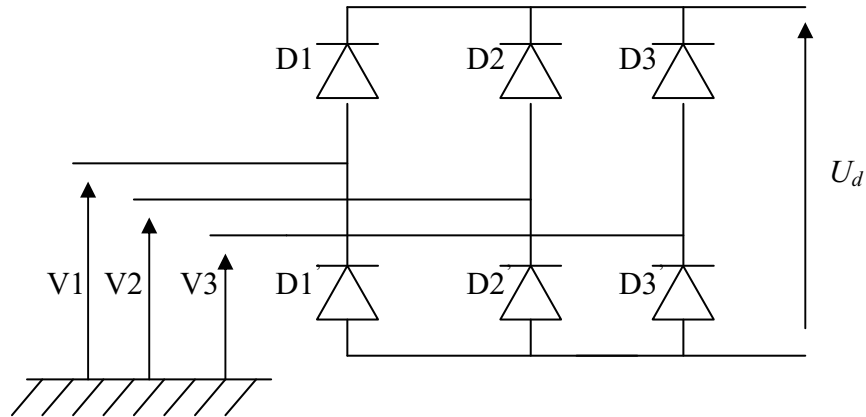


Figure (II.2) : Modélisation Du Redresseur

II.4 MODELISATION DU FILTRE :

Le filtre est constitué d'une inductance montée en parallèle avec un condensateur. La figure (II.3) le schématisé.

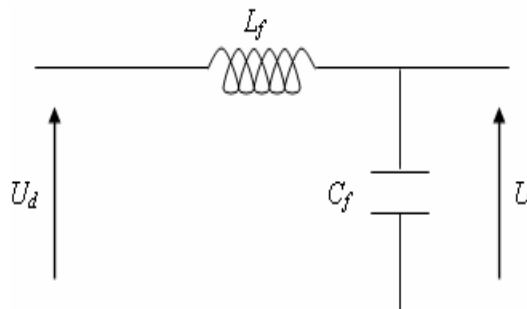


Figure (II.3) : Modélisation Du Filtre.

- Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
- L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant.

Les équations du filtre sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f}(U - U_d) \\ \frac{dU}{dt} = \frac{1}{C_f}(i_d - i) \end{array} \right. \quad (\text{II.2})$$

Pour dimensionner le filtre, les paramètres sont choisis tel que sa pulsation de résonance est nettement supérieure à la pulsation d'utilisation, afin de minimiser l'influence des harmoniques d'ordre supérieur provoqués par l'onduleur : $\omega_f > \omega$

D'où la condition au choix de L_f et C_f : $\omega \sqrt{L_f \cdot C_f} < 1$.

II.5 MODELISATION DE L'ONDULEUR :

Les onduleurs de tension font la patrie essentielle de système d'alimentation, ils constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robuste et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de « modulation de largeur d'impulsion » (MLI ou Pulse Width Modulation, PWM, dans le jargon anglo-saxon), ces dernières s'appuyant sur les performances en fréquence de découpage permises par les premiers. Au caractère « noble » de cette fonction (convertisseurs entièrement réversibles, forme sophistiquée de la conversion d'énergie) correspondent des applications particulièrement intéressantes, [D3176].

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

II.5.1 Cas de l'onduleur de tension à deux niveaux :

L'onduleur de tension à deux niveaux est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs $K1$ et $K1'$, $K2$ et $K2'$, $K3$ et $k3'$ doivent être contrôlés de manière complémentaire [OMA 01]. Figure (II.4)

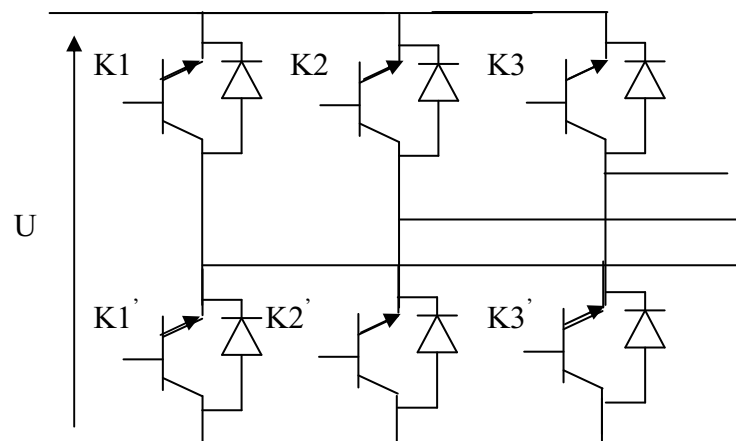


Figure (II.4): Onduleur Triphasé à Deux Niveaux.

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur multi niveaux, on supposera que :

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

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

D'où on présente chaque paire transistore-diode par un seul interrupteur bidirectionnel, on aura une structure générale simple de l'onduleur, présentée par la figure suivante :

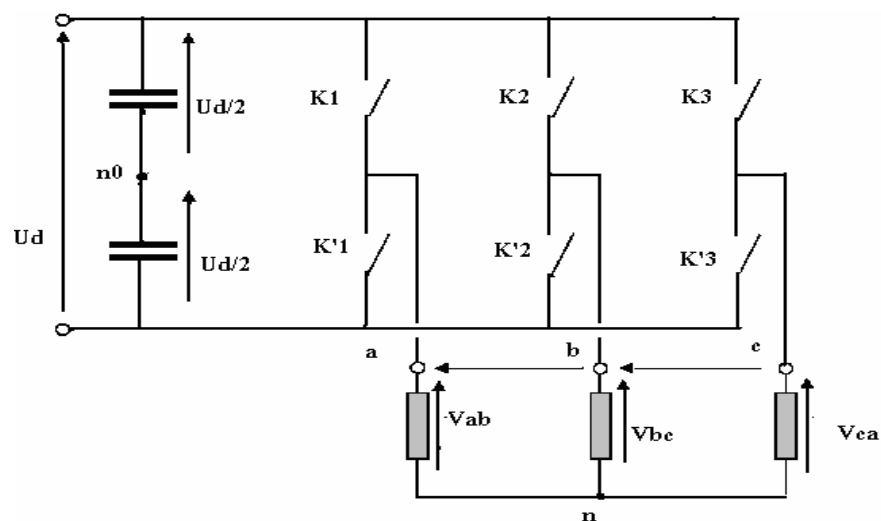


Figure II.5 : représentation de l'onduleur avec des interrupteurs

L'état des interrupteurs de l' onduleur est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs booléennes de commande S_i ($i=1, 2, 3$), où S_i est l'état de l'interrupteur K_i , supposé parfait, tel que pour le i éme bras de l'onduleur ($i=1, 2,3$):

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

Les tensions simples appliquées à la machine se déduisent en fonction de la tension d'entrée de l'onduleur U_d et les grandeurs booléennes de commande S_i ($i=1, 2, 3$).

Les tensions simples de la machine sont :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{an0} - V_{nn0} \\ V_{bn} = V_{bn0} - V_{nn0} \\ V_{cn} = V_{cn0} - V_{nn0} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

En admettant que les tensions de phases sont équilibrées

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$$

$$V_{nn0} = \frac{1}{3}(V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}) \quad (\text{II.4})$$

On aura donc

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{an0} \\ V_{bn0} \\ V_{cn0} \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Les tensions simples de la machine par rapport au point n_0 sont :

$$\begin{cases} V_{an0} = S_1.U_d - \frac{U_d}{2} \\ V_{bn0} = S_2.U_d - \frac{U_d}{2} \\ V_{cn0} = S_3.U_d - \frac{U_d}{2} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

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

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \cdot U_d \quad (\text{II.7})$$

II.5.1.1 Fonctionnement et séquences de l'onduleur deux niveaux :

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

$$V_s = V_\alpha + jV_\beta = k_T (V_{an} + a \cdot V_{bn} + a^2 \cdot V_{cn}) \quad (\text{II.8})$$

Avec:

$$a = e^{j \cdot 2\pi/3}$$

$$k_T = \sqrt{\frac{2}{3}} : \text{coefficient pour assurer une transformation qui conserve la puissance.}$$

On aura donc le vecteur tension V_s en fonction des séquences S_i et la source continue U_d

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \cdot (S_1 + a \cdot S_2 + a^2 \cdot S_3) \quad (\text{II.9})$$

$$V_s = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \cdot e^{j \frac{(k-1)\pi}{3}} & \text{pour } k=1,..6 \\ 0 & \text{pour } k=0,7 \end{cases}$$

Les relations précédentes montrent qu'il existe huit combinaisons (2^3) possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur dont six sont des séquences actives alimentant la machine. Celles-ci définissent six vecteurs de tension à la sortie de l'onduleur : V_i ($i= 1,2,..,6$). Les deux séquences restantes sont des séquences de roue libre et définissent deux vecteurs de tensions nuls V_0 et V_7 . La table de vérité peut être résumée dans la table suivante

Vecteur	$S1$	$S2$	$S3$	Va	Vb	Vc
$V0$	0	0	0	0	0	0
$V1$	1	0	0	$2Ud/3$	$-Ud/3$	$-Ud/3$
$V2$	1	1	0	$Ud/3$	$Ud/3$	$-2Ud/3$
$V3$	0	1	0	$-Ud/3$	$2Ud/3$	$-Ud/3$
$V4$	0	1	1	$-2Ud/3$	$Ud/3$	$Ud/3$
$V5$	0	0	1	$-Ud/3$	$-Ud/3$	$2Ud/3$
$V6$	1	0	1	$Ud/3$	$-2Ud/3$	$Ud/3$
$V7$	1	1	1	0	0	0

Table.II.1 : Table de vérité pour un onduleur.

II.5.1.2 Projection des vecteurs de tension dans le plan de tension (α - β)

La figure suivante représente la projection des vecteurs de tension V_s dans le plan (α - β)

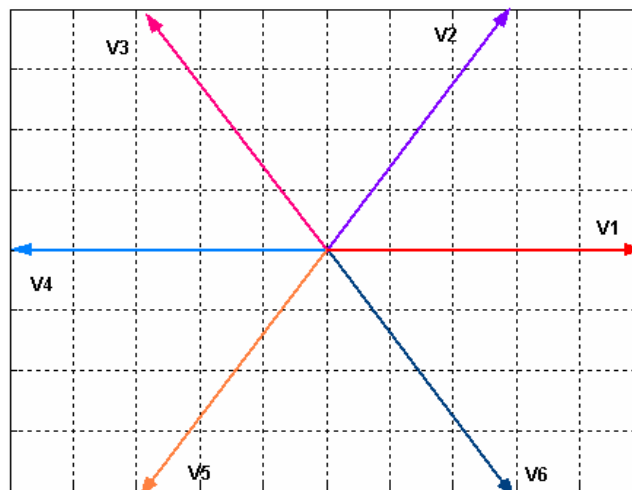


Figure (II.6) : Représentation vectorielle du vecteur de tension de l'onduleur

II.5.1.3 Association de l'onduleur deux niveaux à la MSDE :

La commande des séquences des deux onduleurs est effectuée de telle manière, qu'on aura les vecteurs de tension à la sortie du deuxième onduleur décalés d'un angle de $\pi/6$, par rapport aux vecteurs de tension à la sortie du deuxième onduleur figure IV.7.

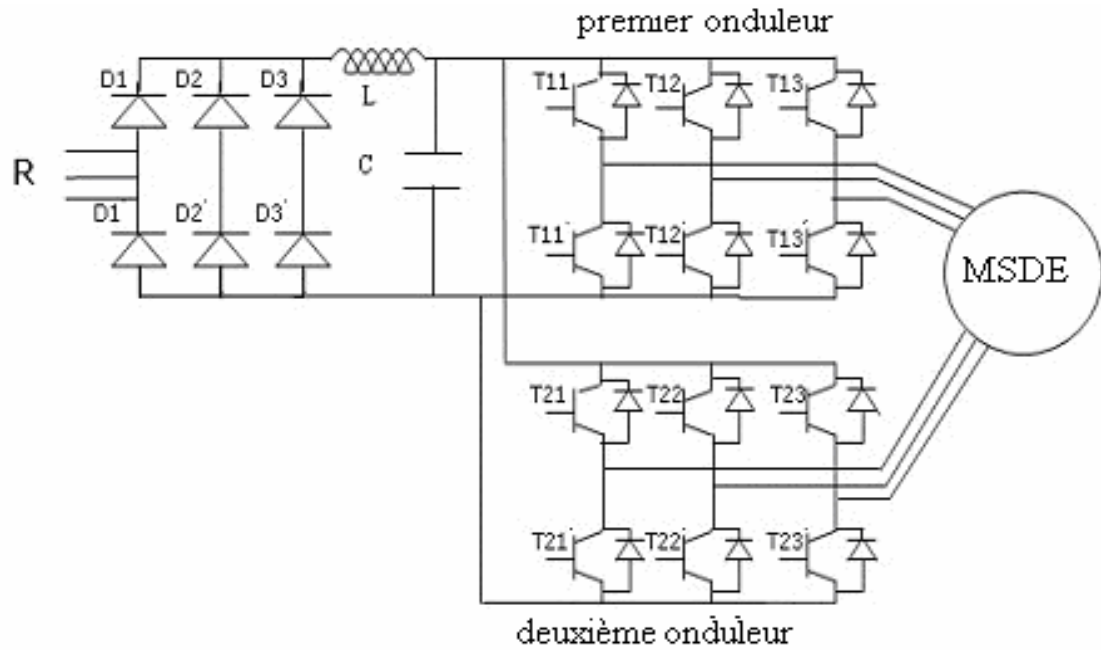


Figure IV.7 : association l'onduleur 2-niveaux à la MSDE

En utilisant la forme vectorielle des vecteurs de tension à la sortie des deux onduleurs, on peut écrire le vecteur V_s

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{a1n} + a.V_{b1n} + a^2.V_{c1n} + e^{j\cdot\gamma}.V_{a2n} + a.e^{j\cdot\gamma}.V_{b2n} + a^2.e^{j\cdot\gamma}.V_{c2n}) \tag{II.10}$$

Avec :

γ : C'est angle de décalage entre les deux étoiles de a machines, qui est égale à $\pi/6$.

On aura donc le vecteur tension des deux onduleurs V_s en fonction des séquences S_i des deux onduleurs et la source continue U_d :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d. (S_1 + a.S_2 + a^2.S_3 + e^{j\cdot\gamma}.S'_1 + a.e^{j\cdot\gamma}.S'_2 + a^2.e^{j\cdot\gamma}.S'_3) \tag{II.11}$$

Une analyse combinatoire de l'état des interrupteurs des deux onduleurs donne de $2^6 = 64$ modes de commutation, autrement dit 64 vecteurs V_s différents possibles. D'où il existe soixante quatre combinaisons possibles pour commander les interrupteurs des deux onduleurs. Table II.2

II.5.1.4 Choix des modes de commutation :

La projection des vecteurs de tension V_s dans les deux plans orthogonaux (α - β) et (Z_1 - Z_2) de la transformation T_s , ou les vecteurs de tension V_s projetés sur le plan (α - β) sont associés à la conversion électromécanique de l'énergie, et sur le plan (Z_1 - Z_2) sont associés uniquement aux pertes, il est naturel de penser que la stratégie de contrôle des interrupteurs des deux onduleurs alimentés la MSDE doit permettre de générer le maximum de tension sur le plan (α - β), tout en maintenant les tensions sur le plan (Z_1 - Z_2) à un minimum. On choisit donc, les modes de commutation qui génèrent les vecteurs de tension (α - β) d'amplitude maximale et les vecteurs de tension (Z_1 - Z_2) d'amplitude minimale [HAD 01]. On aura donc parmi les soixante quatre séquences, douze séquences actives. Celles-ci définissent douze vecteurs de tensions à la sortie des deux onduleurs V_{si} ($i= 1,2,..,12$) figure (II.8). Et quatre séquences ($S_i=000000,000111, 111000, 111111$) sont des séquences de roue libre et définissent quatre vecteurs de tensions nuls. La table de vérité pour les séquences actives peut être résumée dans la table suivante :

Premier étoile			Deuxième étoile			Tensions du Premier étoile			Tensions du 2 ième étoile			V_s
S1	S2	S3	S'1	S'2	S'3	Va1n	Vb1n	Vc1n	Va2n	Vb2n	Vc2n	
1	0	0	1	0	0	$2U_d/3$	$-U_d/3$	$-U_d/3$	$2U_d/3$	$-U_d/3$	$-U_d/3$	V1
1	1	0	1	0	0	$U_d/3$	$U_d/3$	$-2U_d/3$	$2U_d/3$	$-U_d/3$	$-U_d/3$	V2
1	1	0	1	1	0	$U_d/3$	$U_d/3$	$-2U_d/3$	$U_d/3$	$U_d/3$	$-2U_d/3$	V3
0	1	0	1	1	0	$-U_d/3$	$2U_d/3$	$-U_d/3$	$U_d/3$	$U_d/3$	$-2U_d/3$	V4
0	1	0	0	1	0	$-U_d/3$	$2U_d/3$	$-U_d/3$	$-U_d/3$	$2U_d/3$	$-U_d/3$	V5
0	1	1	0	1	0	$-2U_d/3$	$U_d/3$	$U_d/3$	$-U_d/3$	$2U_d/3$	$-U_d/3$	V6
0	1	1	0	1	1	$-2U_d/3$	$U_d/3$	$U_d/3$	$-2U_d/3$	$U_d/3$	$U_d/3$	V7
0	0	1	0	1	1	$-U_d/3$	$-U_d/3$	$2U_d/3$	$-2U_d/3$	$U_d/3$	$U_d/3$	V8
0	0	1	0	0	1	$-U_d/3$	$-U_d/3$	$2U_d/3$	$-U_d/3$	$-U_d/3$	$2U_d/3$	V9
1	0	1	0	0	1	$U_d/3$	$-2U_d/3$	$U_d/3$	$-U_d/3$	$-U_d/3$	$2U_d/3$	V10
1	0	1	1	0	1	$U_d/3$	$-2U_d/3$	$U_d/3$	$U_d/3$	$-2U_d/3$	$U_d/3$	V11
1	0	0	1	0	1	$2U_d/3$	$-U_d/3$	$-U_d/3$	$U_d/3$	$-2U_d/3$	$U_d/3$	V12

Table (II.2) : table de vérité pour les deux vecteurs V_s des deux onduleurs

II.5.1.5 Projection des vecteurs de tension des deux onduleurs dans plan de tension (α - β)

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

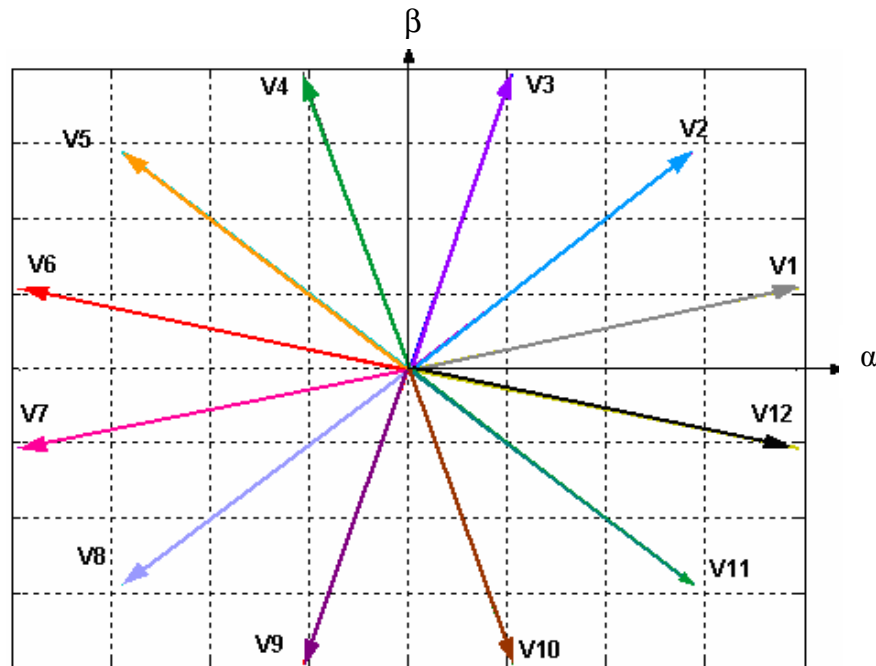


Figure II.8. Représentation vectorielle du vecteur de sortie V_s des deux onduleurs

II.5.2. Cas de l'onduleur de tension à trois niveaux

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

II.5.2.1 Modélisation du fonctionnement de l'onduleur de tension à trois niveaux

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé, se décompose en trois bras. Chaque bras est composé de quatre interrupteurs en série et deux diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice $U_{d1}+U_{d2}$. Ces deux générateurs U_{d1} , U_{d2} étant connectés entre eux en un point noté M. Le point M est connecté avec les deux diodes. La figure II.9 fournit une représentation schématique de cet onduleur, [ALI 06].

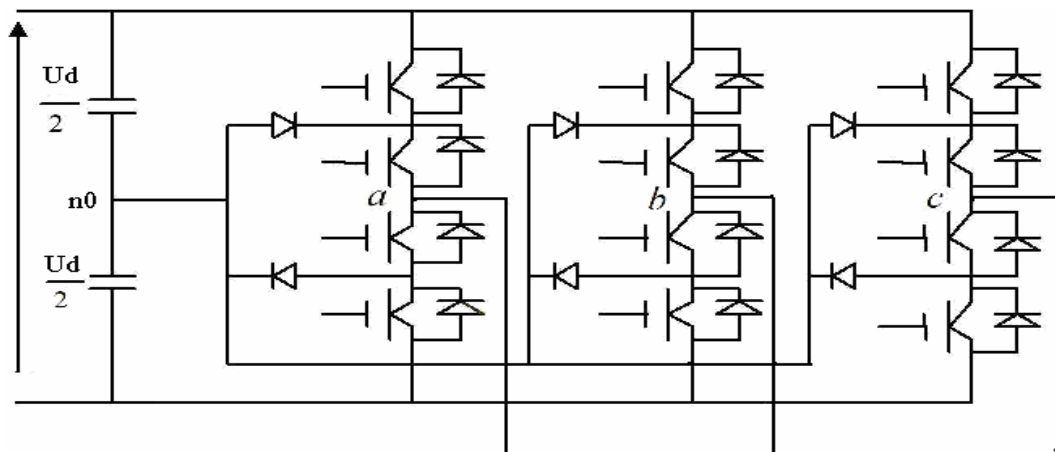


Figure II.9 : Onduleur triphasé à trois niveaux.

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur multi niveaux, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable;

On aura donc une structure simplifier, tel qu'on présente chaque paire transistore-diode par un seul interrupteur bidirectionnel comme la montre la figure suivante Figure (II.10)

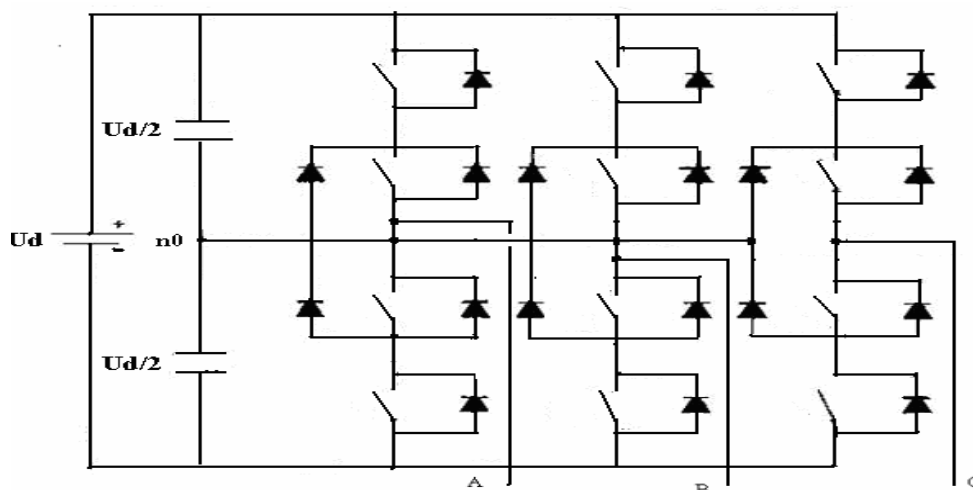


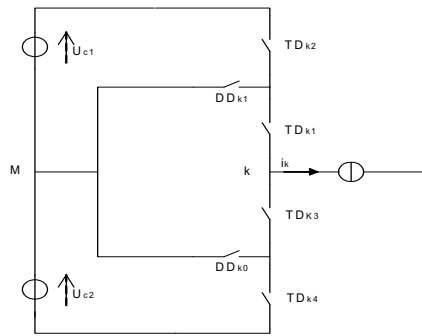
Figure (II.10) structure simplifier pour l'onduleur trois niveaux

IV.5.2.2 Modélisation du Fonctionnement d'un Bras D'onduleur à Trois Niveaux

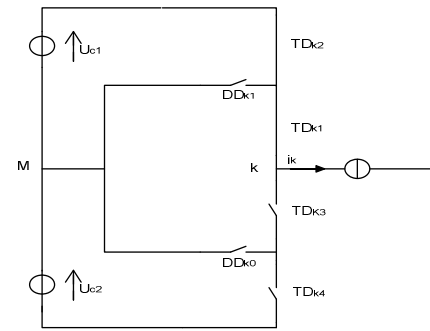
Chaque bras est équivalent à un interrupteur à trois positions permettant d'obtenir en sortie trois niveaux de tension $U_d/2$, 0 et $-U_d/2$.

La structure de cet onduleur de tension consiste à créer un point sur l'étage de tension continue U_d , permettant de générer des créneaux d'amplitudes $-U_d/2$, 0 et $U_d/2$ dont la combinaison de ces niveaux permet d'avoir un fondamental plus proche de la sinusoïde qu'avec la structure classique à deux niveaux.

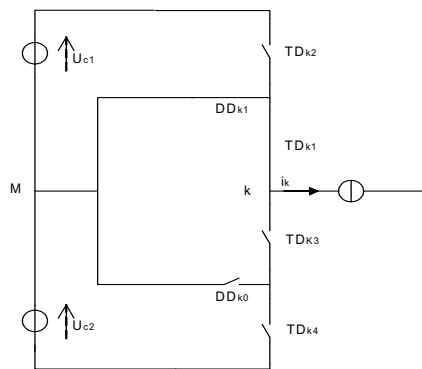
Le bras d'un onduleur présente cinq configurations possibles, comme le montre la figure II.11.



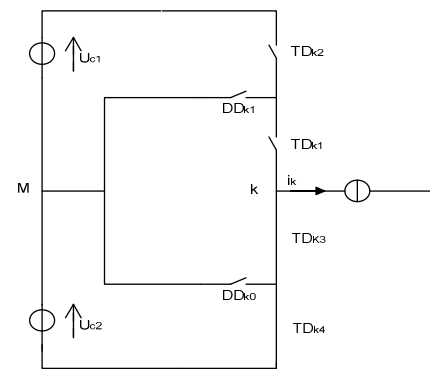
La configuration E_0



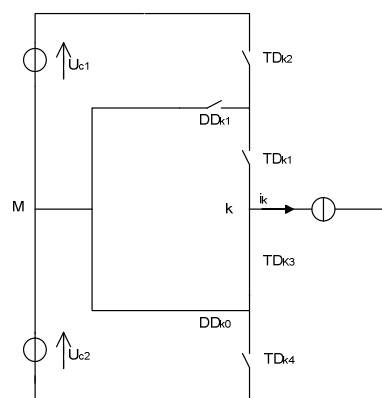
La configuration E_1



La configuration E_2



La configuration E_3



La configuration E_4

Figure II.11 : Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux.

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans la table II.3 (V_k potentiel au nœud k par rapport à l'origine des potentiels n_0).

La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
E_0	$I_k=0$
E_1	$V_k=U_d/2$
E_2	$V_k=0$
E_3	$V_k=-U_d/2$
E_4	$V_k=0$

Table II.3 : *Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras k de l'onduleur triphasé à trois niveaux.*

Suivant le tableau, l'état des interrupteurs des bras de l'onduleur à trois niveaux est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs booléennes de commande S_i ($i=1, 2, 3$), où S_i de chaque bras, peuvent prendre trois états différents (0, 1, -1). On peut simplifier la structure précédente de l'onduleur par la figure suivante:

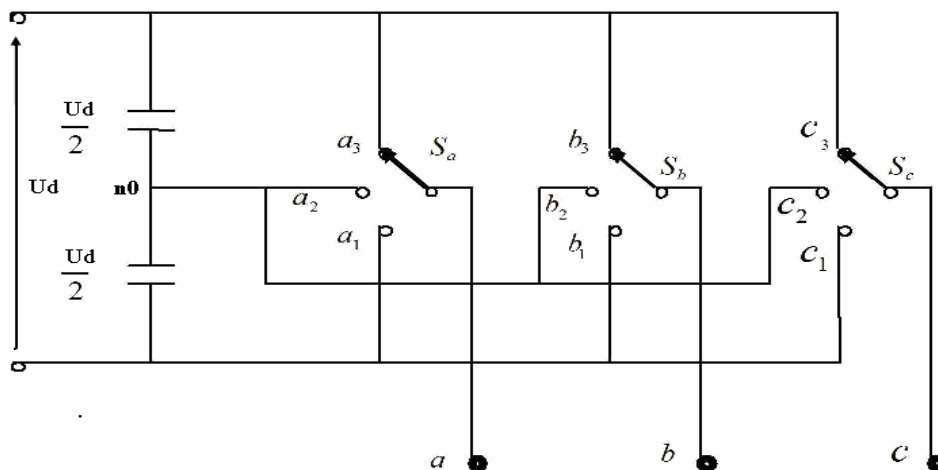


Figure II.12: *Schéma simplifié d'un onduleur à trois niveaux*

Avec

1. (a_1, a_2, a_3), pour (S_1),
2. (b_1, b_2, b_3) pour (S_2),
3. (c_1, c_2, c_3) pour (S_3).

- $S_i=1$ si S_i dans la position (a1, b1, c1) ;
- $S_i=0$ si S_i dans la position (a2,b2,c2) ;
- $S_i=-1$ si S_i dans la position (a3, b3, c3).

Les tensions simples appliquées à la machine se déduisent en fonction de la tension continue de l'entrée de l'onduleur U_d et les grandeurs booléennes de commande S_i ($i=1, 2, 3$).
Les tensions simples de la machine

$$\begin{cases} V_{an} = V_{an0} - V_{nn0} \\ V_{bn} = V_{bn0} - V_{nn0} \\ V_{cn} = V_{cn0} - V_{nn0} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

En admettant que les tensions de phases sont équilibrées

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

$$V_{nn0} = \frac{-1}{3}(V_a + V_b + V_c) \quad (\text{II.13})$$

On aura donc

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{an0} \\ V_{bn0} \\ V_{cn0} \end{pmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Les tensions simples de la machine par rapport au point n_0 sont :

$$\begin{cases} V_{an0} = S_1.U_d - \frac{U_d}{2} \\ V_{bn0} = S_2.U_d - \frac{U_d}{2} \\ V_{cn0} = S_3.U_d - \frac{U_d}{2} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

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

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \cdot U_d \quad (\text{II.16})$$

IV.5.2.3 Fonctionnement des séquences de l'onduleur de tension à trois niveaux

La technique de chaque commande est basée directement sur l'état de commutation de chaque configuration de l'onduleur tenant compte que l'alimentation de la machine synchrone est assurée par un onduleur de tension, il est possible donc de déterminer la valeur du vecteur de tension de sortie V_s de l'onduleur au moyen de la connaissance de l'état de commutation de l'onduleur, comme rapporté dans les relations :

$$V_s = V_\alpha + j \cdot V_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{an} + e^{j.2\pi/3} \cdot V_{bn} + e^{j.4\pi/3} \cdot V_{cn}) \quad (\text{II.17})$$

On aura donc le vecteur tension V_s en fonction des séquences S_i et la source continue U_d

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \cdot (S_1 + e^{j.2\pi/3} \cdot S_2 + e^{j.4\pi/3} \cdot S_3) \quad (\text{II.18})$$

Les relations précédentes montrent qu'il existe vingt sept combinaisons ($3^3 = 27$) possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux dont vingt-quatre sont des séquences actives alimentant la machine.

Celles-ci définissent vingt-quatre vecteurs de tensions à la sortie de l'onduleur. Les trois séquences restantes sont des séquences de roue libre et définissent trois vecteurs de tensions nuls.

IV.5.2.4. Projection des vecteurs de tension V_s à la sortie de l'onduleur dans le plan (α - β) :

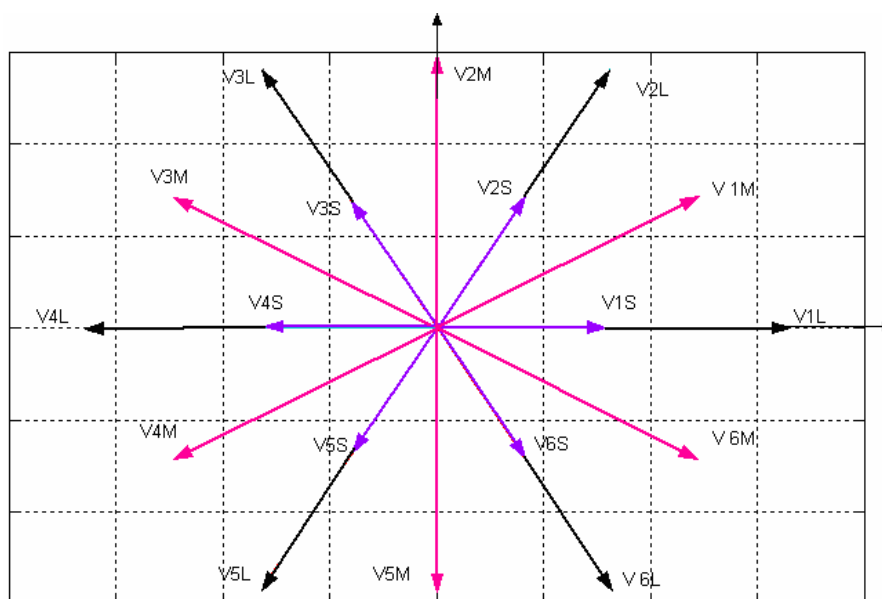


Figure II.13 : Le vecteur V_s dans le repère (α - β)

A partir de la projection de vecteur tension de la sortie de l'onduleur dans le plan (α - β) ,on distingue que les vecteurs V_s peuvent être classes dans quatre groupes suivant leurs amplitudes dan le plan (α - β) .la table II.3

Groupe de vecteur	Vecteur de tension V_{si}
Grand vecteurs	$V_{1L} (1,-1,-1)$; $V_{2L} (1, 1,-1)$; $V_{3L} (- 1, 1,- 1)$; $V_{4L} (-1, 1, 1)$; $V_{5L} (-1,-1, 1)$; $V_{6L} (1,-1, 1)$.
Moyens vecteurs	$V_{1M} (1, 0,-1)$; $V_{2M} (0, 1,-1)$; $V_{3M} (-1, 1,0)$; $V_{4M} (-1, 0, 1)$; $V_{5M} (0,-1, 1)$; $V_{6M} (1,-1, 0)$.
Petits vecteurs	$V_{1s}[(1,0,0) (0,-1,-1)]$; $V_{2s}[(1,1,0) (0,0,-1)]$; $V_{3s}[(0,1,0) (-1,0,-1)]$; $V_{4s}[(0,1,1) (-1,0,0)]$; $V_{5s}[(0,0,1) (-1,-1,0)]$; $V_{6s}[(1,0, 1) (0,-1,0)]$;
Vecteurs nulls	$V_0 [(1, 1, 1) (0, 0, 0) (-1,-1,-1)]$.

La table II. 4: Groupes des vecteurs tension

II.6 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons présenté, la structure du système de l'alimentation, qui fait l'organe essentiel pour contrôler la MSDE

En premier temps, nous avons développé la structure de l'onduleur à deux niveaux associé à la MSDE, traitant directement le choix adéquat des modes de commutations des interrupteurs des deux onduleurs alimentés la MSDE, qui ce fait sur la base de minimiser la distorsion harmonique du courants de circulation entre les deux étoiles de la MSDE

En second temps, nous avons présenté la structure de l'onduleur à trois niveaux et les différentes configurations présentées par son chaque bras, sur la quelles en définissant les tables de commutations qui définissent les états des interrupteurs

.

CHAPITRE III

**Commande directe du couple de la
MSDE alimentée par deux onduleurs
de tension à deux niveaux**

III.1 Introduction :

La méthode de contrôle direct du couple (DTC, ou DTFC) venu de la nomination anglo-saxonne «*Direct Torque (and Flux) Control*», a été introduite en 1985 par Takahashi et Depenbrock spécialement pour les machines asynchrones [YAN 06], ensuite, plusieurs études ont permis de développer plus précisément la connaissance de cette commande, cette technique de commande a été appliquée aussi sur les machines synchrones, cette technique relativement nouvelle et concurrentielle des méthodes classiques [FOR 03], basées sur une alimentation par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage du flux et de couple par orientation du champ magnétique.

Le contrôle scalaire bien adapté à certains types de variateurs, ne permet pas d'obtenir des performances très élevées, surtout dans les basses vitesses et forts couples [FOR 03].

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique a été développé pour supprimer le couplage interne de la machine, provoquant des variations du flux liées à celles du couple. Beaucoup de travaux ont été effectués sur le contrôle vectoriel et de nombreux variateurs avec cette commande sont réalisés et utilisés pour multiples applications, dans des domaines de puissance et de vitesse très variés, adaptés aux exigences industrielles comme la traction ferroviaire, le domaine des machines-outils et la robotique [YAN 06]. Cependant, bien qu'il donne des performances élevées, le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients [FOR 03]:

- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celle de la résistance rotorique, qui est délicate à identifier en cours de fonctionnement [AIS 05] ;
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction ;
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimation de cette vitesse dégradent les performances du variateur.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle estimé ;

Avec les progrès de l'électronique de puissance, liée à l'apparition de composants interrupteurs rapides, et le développement des technologies numériques de commande, câblées et programmées, il est possible de choisir une structure de commande évoluée et d'atteindre des performances de contrôle du couple équivalentes à celles obtenues avec la machine à courant continu.

La DTC présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis à vis des écarts de paramètres du moteur. Elle semble notamment bien adaptée aux applications de traction, véhicule électrique ou la propulsion navale.

Il existe deux principales structures dans la DTC, connues sous l'appellation de ST-DTC où des tables de commutation et des correcteurs à hystérésis sont utilisés, et la PMW-DTC est la commande vectorielle de la DTC qui offre de bien meilleurs résultats mais en compliquant la structure.

Dans ce qui suit, on s'intéressera spécialement à la commande directe de couple et de flux et plus exactement à la ST-DTC (switching table DTC). Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en oeuvre une structure de commande de la MSDE par DTC. Ensuite, des résultats de simulations de la DTC alimenté par un onduleur de tension de deux niveaux, seront présentés et discutés. En fin on introduit une boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI.

III.2 Principe de la commande directe du couple :

La commande DTC d'une machine synchrone à double étoile est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension de deux niveaux délivre douze positions distinctes dans le plan de phase. La commande par DTC de la MSDE, peut être schématisée par la figure III.1.

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, en plus [AIS 05] :

expression dans le référentiel (α, β) est [FOR 03],[RAB 06],[BEN 06] :

$$\overline{\phi}_s = \int (\overline{V}_s - R_s \overline{i}_s) dt \quad (\text{III.1})$$

Entre deux commutations de l'onduleur, est fixe et constant. Si l'instant initial (0) correspond à l'instant de la commutation précédente, l'évolution du vecteur flux à partir de cet instant initial est, selon la figure (III.2) :

$$\overline{\phi}_s(t) = \overline{\phi}_s(0) + \overline{V}_s t - R_s \int_0^t \overline{i}_s dt \quad (\text{III.2})$$

Si on néglige le terme correspondant à la résistance statorique, on trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, à partir de son état initial, une droite parallèle au vecteur tension appliqué (figure III.2), on trouve l'expression du flux :

$$\overline{\phi}_s(T) \approx \overline{\phi}_s(0) + \overline{V}_s T \quad (\text{III.3})$$

$$\Delta \phi_s \approx V_s T \quad (\text{III.4})$$

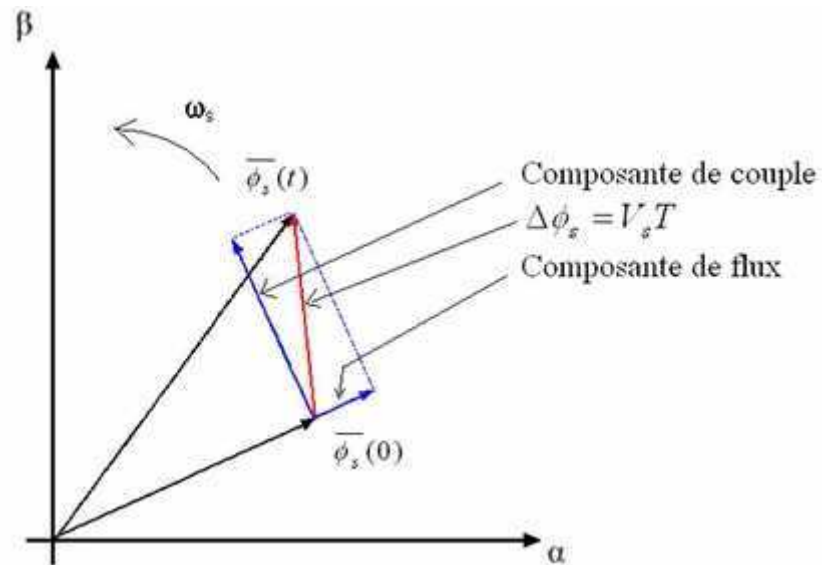


Figure III.2 : exemple d'évolution de l'extrémité de ϕ_s

« La composante de flux » de vecteur tension (composante radiale), change l'amplitude de vecteur flux et sa « composante de couple », (composante tangentielle), change la position du vecteur flux.

Théoriquement, en appliquant successivement et de manière appropriée les différents vecteurs tensions, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire

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

III.4 Contrôle du couple :

Le principe de la DTC est basé sur le contrôle direct du couple électromagnétique, ainsi son expression dans le référentiel (d,q) est :

$$\Gamma_{em} = \frac{P|\varphi_s|}{2L_d L_q} [2M_d i_f L_q \sin \gamma + |\varphi_s|(L_d - L_q) \sin 2\gamma] \quad (\text{III.5})$$

Les couples principaux dans les machines synchrones sont le couple synchrone, et le couple de réluctance [BEN 06],[AIS 05],[BAD 05].

Le couple synchrone résulte de l'interaction entre deux champs tournants, l'un crée par les courants statoriques et l'autre par les courants rotoriques, dans le cas des machines à inducteur bobiné.

Le couple de réluctance est dû à la tendance à l'alignement des matériaux ferromagnétiques dans la direction du champ magnétique. Ainsi un rotor à pôles saillants aura tendance isotrope [RAB 06].

III.4.1 Contrôle du couple synchrone :

Pour exposer qualitativement les principes de contrôle du couple synchrone, on suppose pour simplifier que la vitesse de rotation de la machine et l'amplitude du flux rotorique sont constantes. On suppose en plus que l'amplitude du vecteur flux statorique est constante, et que sa vitesse moyenne de rotation ω_{s0} est la même que celle du flux rotorique. L'équation du couple synchrone peut s'écrire comme suit :

$$\Gamma_{sym} = \frac{P}{L_d} \phi_s \phi_r \sin \gamma \quad (\text{III.5})$$

Avec

$$\gamma = \theta_s - \theta_r \quad (\text{III.6})$$

Si à l'instant t_0 , on pose :

$$\begin{cases} \phi_s(t_0) = \phi_{s0} e^{j\theta_{s0}} \\ \phi_r(t_0) = \phi_{r0} e^{j\theta_{r0}} \\ \gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Et si on applique un vecteur adéquat pendant un intervalle de temps de durée T assez petite vis-à-vis des constantes de temps de la machine.

A l'instant t_0+T on a :

$$\begin{cases} \phi_s(t_0 + T) = \phi_{s0} e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \\ \phi_r(t_0 + T) = \phi_{r0} e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

$$\Gamma_{sym}(t_0 + T) = \frac{P}{L_d} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \quad (\text{III.9})$$

Avec

$$\begin{cases} \Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s)T \\ \Delta\theta_r = \omega_{r0}T \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Et par conséquent

$$\Delta\gamma = \Delta\omega_s T \quad (\text{III.12})$$

$$\Delta\Gamma_{sym} \approx \left(\frac{P}{L_d} \phi_{s0} \phi_{r0} \cos \gamma_0 \right) \Delta\gamma \quad (\text{III.13})$$

C'est-à-dire que les variations du couple sont contrôlées à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux statorique. Comme on la vu $\Delta\omega_s$ est maximale si la composante tangentielle du vecteur tension appliqué est maximale, c'est la raison pour laquelle on l'appelle la composante de couple.

III.4.2. Contrôle du couple de reluctance :

On utilise les mêmes hypothèses simplificatrices que pour le couple synchrone.

Donc on suppose que la vitesse de rotation de la machine est constante et que l'amplitude du flux statorique pendant l'intervalle $[t_0, t_0+T]$ est invariante. De plus la vitesse moyenne de rotation du flux statorique est la même que celle du rotor.

L'équation du couple de réluctance peut être réécrite :

$$\Gamma_{rel} = \frac{p}{2} \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) |\phi_s|^2 \sin(2\gamma) \quad (\text{III.14})$$

A l'instant $t = t_0$ on pose les équations (III.7) :

En appliquant un vecteur tension adéquat pendant l'intervalle de temps de durée T assez petit, à l'instant t_0+T on a :

$$\phi_s(t_0 + T) = \phi_{s0} e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \quad (\text{III.15})$$

$$\Gamma_{rel}(t_0 + T) = \frac{p}{2} \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \phi_{s0}^2 \sin(2(\gamma_0 + \Delta\gamma)) \quad (\text{III.16})$$

Par conséquent :

$$\Delta\Gamma_{rel} = \left(P \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \phi_{s0}^2 \cos(2\gamma_0) \right) \Delta\gamma \quad (\text{III.17})$$

Ce qui montre que, comme pour le couple synchrone, les variations du couple résultant sont contrôlées à partir de la vitesse de rotation du flux statorique.

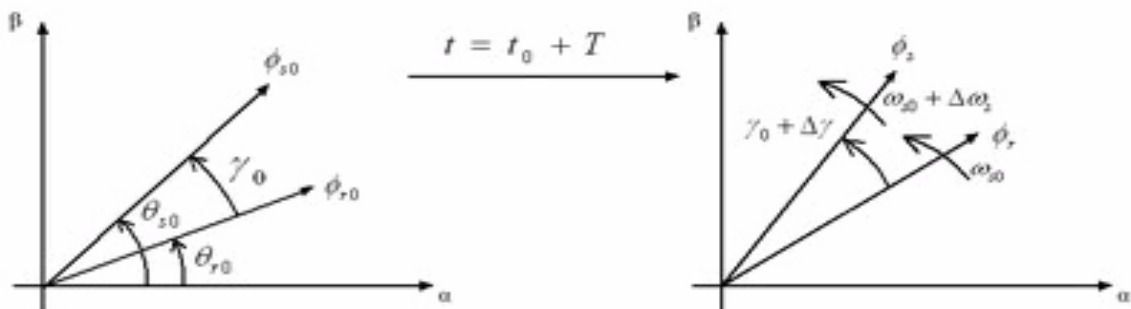


Figure III.3 : évolution du flux statorique et rotorique après l'application d'un vecteur tension.

III.4.3 Limite de contrôle du couple :

Pour augmenter le couple, le vecteur tension appliqué doit être capable de créer une pulsation statorique plus grande que la vitesse de rotation, la pulsation statorique est maximale lorsque la composante de flux du vecteur tension est nulle.

Dans ce cas on a :

$$\operatorname{tg}(\Delta\theta_s) = \frac{V_s T}{\phi_{s0}} \quad (\text{III.18})$$

Pendant une période d'échantillonnage assez petite, on peut utiliser l'approximation sur la tangente et écrire :

$$\Delta\theta_s \approx \frac{V_s T}{\phi_{s0}} \quad (\text{III.19})$$

Par conséquent, pour un $\Delta\omega_s$ positif, il faut que le déplacement du flux statorique $\Delta\theta_s$ soit plus grand que le déplacement du flux rotorique $\omega_{s0} T$.

$$\frac{V_s}{\phi_{s0}} > \omega_{s0} \quad (\text{III.20})$$

Si on fixe l'amplitude de flux et si on augmente trop la vitesse de rotation de la machine le système n'est plus capable de suivre le couple de consigne. Alors si la vitesse de rotation dépasse la vitesse nominale, le couple doit être contrôlé à haute vitesse avec une machine défluxée.

Mais, avec une machine défluxée le même vecteur tension peut provoquer une rotation de flux statorique plus importante, si l'amplitude du flux est moins grande figure (III.4).

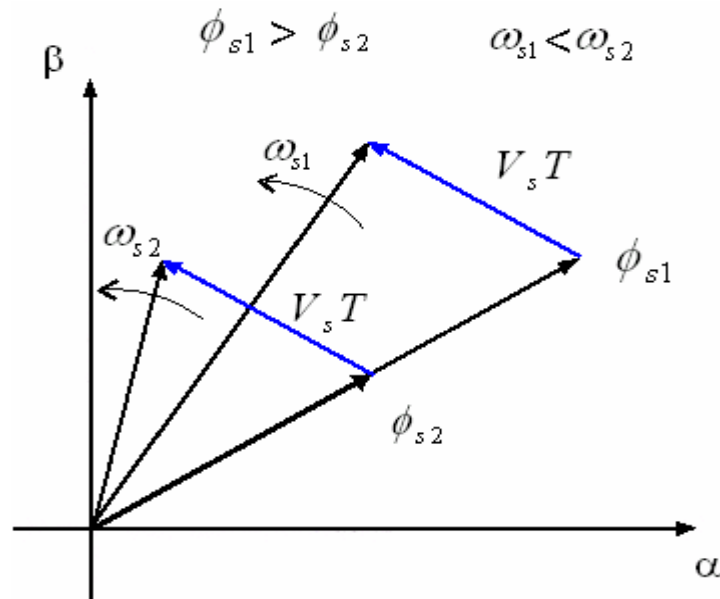


Figure III.4 : effet de défluxage sur la pulsation statorique.

III.5 Sélection du vecteur tension :

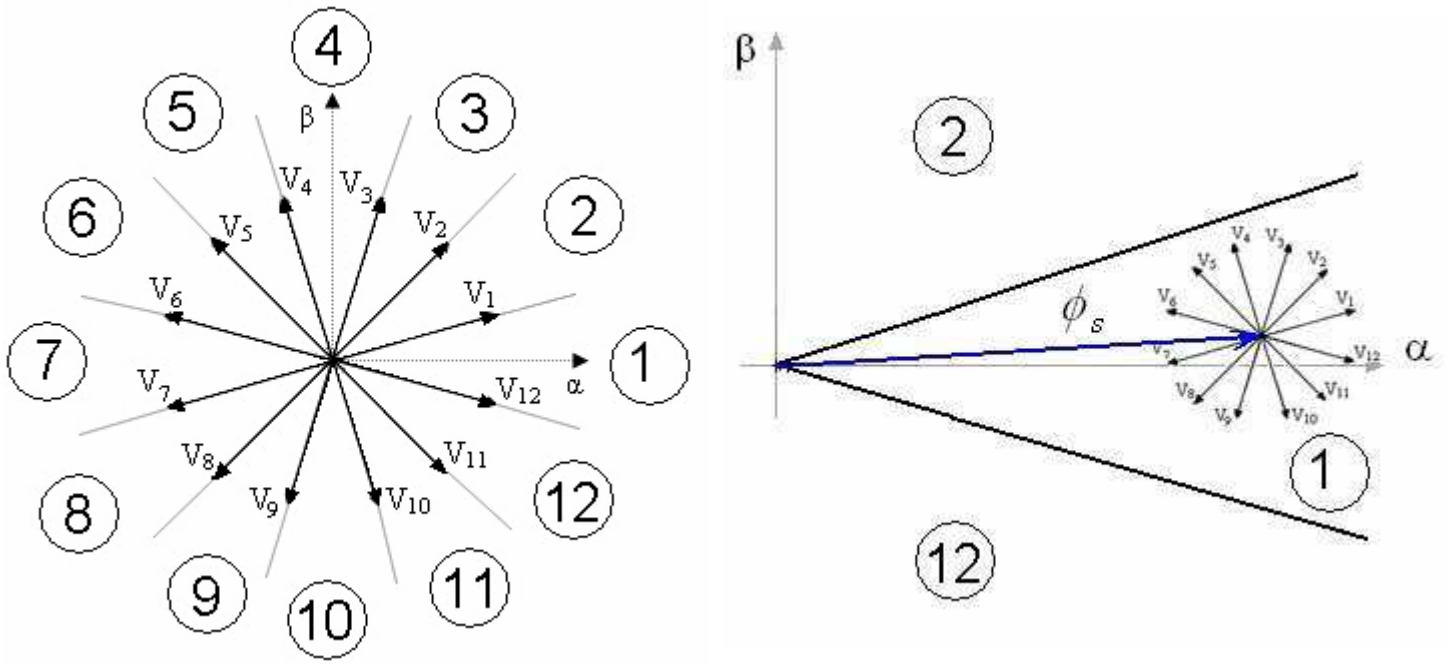
Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux, mais comme on a toujours un nombre limité de vecteurs tension, que ce soit avec un onduleur à deux niveaux ou à trois niveaux, on est obligé d'accepter une certaine variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée.

En fonction des sorties des correcteurs, on sélectionne un vecteur tension statorique à appliquer à la machine, et ainsi l'extrémité du vecteur flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine bande.

Le choix de V_s , dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

On délimite généralement l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel fixe lié au stator, en le décomposant en douze zones symétriques. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes.

Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des vecteurs. Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (III.5.b)



a : Secteurs du plan complexe.

b : Choix du vecteur.

Figure III.5 : Sélection du vecteur tension

III.6 Structure de la commande directe du couple [BEN 06],[AIS 05]:

III.6.1 Estimation du flux statorique :

Essentiellement, la structure DTC exige l'estimation du flux et du couple. Le flux statorique, peut être estimé par différentes techniques.

Dans la structure de la DTC le modèle en tension est couramment utilisé. Ainsi l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivants les axes (α, β) .

$$\overline{\phi}_s = \phi_\alpha + j\phi_\beta \tag{III.21}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_\alpha^2 + \phi_\beta^2} \tag{III.22}$$

$$\phi_\alpha(t) = \int_0^t (V_\alpha - R_s i_\alpha) dt + \phi_\alpha(0) \tag{III.23}$$

$$\phi_{\beta}(t) = \int_0^t (V_{\beta} - R_s i_{\beta}) dt + \phi_{\beta}(0) \quad (\text{III.24})$$

Et

$$\theta_s = \arctg \frac{\phi_{\beta}(t)}{\phi_{\alpha}(t)} \quad (\text{III.25})$$

Les composantes de courants i_{α} et i_{β} sont obtenues par l'application de la transformation Ts aux courants i_{a1} , i_{a2} , i_{a3} , i_{b1} , i_{b2} et i_{b3} .

On construit les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension d'entrée U à l'entrée de l'onduleur et des états des interrupteurs S_{a1} , S_{a2} , S_{a3} , S_{b1} , S_{b2} et S_{b3} , à l'aide de l'équation (II.11)

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. Cette méthode d'estimation du flux présente l'avantage de la simplicité et de la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la machine, elle exige seulement la connaissance de la valeur de résistance statorique R_s .

En vitesses moyennes et élevées la résistance statorique est négligée. Cependant, pour les basses vitesses, la chute de tension ohmique devient le terme prépondérant et des problèmes de dérive et d'instabilité de l'intégral peuvent se produire [RAB 06].

III.6.2 Elaboration du correcteur de flux :

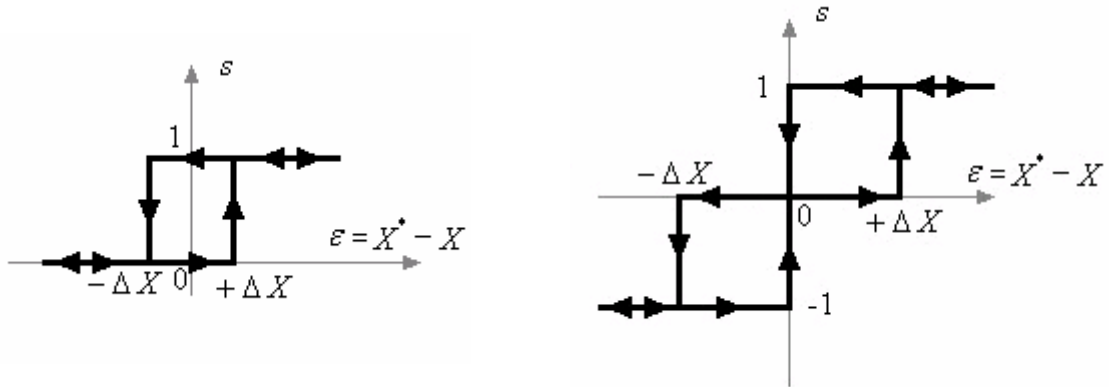
Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone i, les vecteurs tensions V_{i-3} , V_{i-2} , V_{i-1} , V_i , V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et les vecteurs tensions V_{i+3} , V_{i+4} , V_{i+5} , V_{i-4} , V_{i-5} et V_{i-6} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux (figure III.5).

Pour un correcteur à hystérésis à deux bandes, le choix du vecteur tension dépend quasiment du signe de l'erreur du flux et ne dépend pas de l'amplitude de l'erreur. Cependant, on ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite. Donc la sortie du correcteur de flux est une variable logique, voir figure (III.6.a) [AIS 05][, BAD 05],[BEN 06]:

$$\begin{cases} 1: \text{lorsque l'erreur de flux est positive.} \\ 0: \text{lorsque l'erreur de flux est négative.} \end{cases}$$

Concernant le correcteur à trois niveaux, la sortie peut être -1,0 ou +1, (figure III.6.b).

- 1: La grandeur est plus petite que la limite inférieure de la bande.
- 0: La grandeur est à l'intérieur de la bande.
- +1: La grandeur est plus grande que la limite supérieure de la bande.



a : A deux bandes.

b : A trois bandes.

Figure III.6 : fonction de sortie du correcteur à hystérésis.

On utilisera les deux types de correcteur pour le contrôle du flux.

Malgré la simplicité de ce type de correcteur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire.

III.6.3. Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux, et les grandeurs mesurés des courants de lignes, par l'équation:

$$\Gamma_{em} = p(\phi_{\alpha} i_{\beta} - \phi_{\beta} i_{\alpha}) \quad (\text{III.26})$$

On peut remarquer que l'exactitude de l'expression du couple dépend de la précision de la mesure des courants et celle de l'estimation des flux.

III.6.4 Elaboration du correcteur de couple :

Dans un premier temps. Nous utiliserons un correcteur à deux niveaux, car la structure de la DTC dite classique (DTCc), ne nous permet pas d'avoir de correcteurs de niveaux impairs, parce qu'il n'y a pas de vecteurs tensions pour une valeur intermédiaire du correcteur qui soient sans incidence sur l'amplitude du flux. Ainsi on utilise un correcteur de niveaux pairs.

Ensuite. Pour la DTC dite modifiée (DTCm), le choix du nombre de bandes se fait comme bon nous semble.

Grâce à la structure de l'onduleur-MSDE, la machine peut fonctionner dans les quatre quadrants et cela quelque soit le nombre de niveaux du correcteur.

II.6.5 Stratégie de commutation dans la commande directe du couple :

Notre objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire en choisissant la stratégie de commutation la plus optimale en terme d'ondulation du couple et des courants, et de fréquence de commutation.

D'après le principe de la structure de la commande directe du couple, la sélection d'un vecteur tension adéquat, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple le flux dans la limite des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple [AIS 05].

En considérant le vecteur flux dans la zone i ($i = 1, \dots, 12$) du plan (α, β) , qui est divisé en 12 secteurs, et la première zone s'étend de -15° à 15° .

- Pour augmenter l'amplitude du flux statorique, le vecteur $V_i, V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}, V_{i-2}$ ou V_{i-3} peut être sélectionné. Inversement, la décroissance du flux statorique est obtenue par le vecteur tension $V_{i+3}, V_{i+4}, V_{i+5}, V_{i-4}, V_{i-5}$ ou bien par V_{i-6} .
- Pour augmenter l'amplitude du couple, le vecteur $V_i, V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i+4}, V_{i+5}$ ou V_{i+6} peut être sélectionné. Inversement, pour sa décroissance, le vecteur tension $V_{i-1}, V_{i-2}, V_{i-3}, V_{i-4}, V_{i-5}$ ou bien V_{i-6} peut être appliqué.

Le tableau (III.1) résume l'action combinée de chaque vecteur tension sur l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur dans la région i . Dans cette table une flèche simple signifie une petite variation, deux flèches une moyenne variation et trois flèches une grande variation.

Avec des contrôleurs d'hystérésis à deux niveaux, il y a quatre conditions concernant le flux statorique et le couple exigé, pour chaque condition on peut trouver au moins un vecteur de tension délivré par l'onduleur. Ceci démontre qu'un vecteur tension peut régler d'une manière directe l'amplitude de flux statorique et du couple électromagnétique d'une machine.

	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂
Γ	↑	↑↑	↑↑↑	↑↑↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↓↓↓	↓↓↓	↓↓	↓
φ _s	↑↑↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↓↓↓	↓↓↓	↓↓	↓	↑	↑↑	↑↑↑

Tableau III.1 : Variation du flux et du couple due à l'application d'un vecteur V_i .

Du tableau ci-dessus, plusieurs tables de commutation peuvent être tirées pour contrôler le couple et le flux statorique. Chaque table influe différemment sur le comportement de la machine.

Dans le tableau suivant (III.2), trois stratégies de commutation sont proposées pour des correcteurs de deux niveaux pour le couple et le flux.

	Γ ↑ φ _s ↑	Γ ↑ φ _s ↓	Γ ↓ φ _s ↑	Γ ↓ φ _s ↓
1 ^{ère} stratégie	V _i	V _{i+5}	V _{i-1}	V _{i-6}
2 ^{ème} stratégie	V _{i+1}	V _{i+4}	V _{i-2}	V _{i-5}
3 ^{ème} stratégie	V _{i+2}	V _{i+3}	V _{i-3}	V _{i-4}

Tableau III.2 : Différentes stratégies de commutation pour la DTC classique.

III.7 Elaboration des tables de commutation :

III.7.1 La DTC classique :

Les différentes tables de commutation sont élaborées en fonction des sorties des correcteurs à hystérésis du couple (τ) et du flux (ϕ) [RAB 06].

La lettre i ($i = 1, \dots, 12$) indique la zone de position du flux statorique, elle est déterminée pour la DTC classique (DTCc) par la relation suivante figure (III.5.a) :

$$(2i - 3) \frac{\pi}{12} < \theta < (2i - 1) \frac{\pi}{12} \quad (\text{III.27})$$

D'où les différentes stratégies de la DTCc.

- Première stratégie de contrôle de la DTCC notée 'C1', elle est caractérisée par une forte composante de flux (fcf). D'où le tableau suivant :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\tau=0$	$\phi=0$	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂
	$\phi=1$	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
$\tau=1$	$\phi=0$	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁
	$\phi=1$	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆

Tableau (III.4) : première stratégie de contrôle (C1).

- Deuxième stratégie de contrôle de la DTCC notée 'C2', elle n'est caractérisée ni par une forte composante de flux, ni par une forte composante de flux. D'où le tableau suivant :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\tau=0$	$\phi=0$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁
	$\phi=1$	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
$\tau=1$	$\phi=0$	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀
	$\phi=1$	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇

Tableau (III.5) : deuxième stratégie de contrôle (C2).

- Troisième stratégie de contrôle de la DTCC notée (C3), elle caractérisée par une forte composante de couple (fcc). D'où le tableau suivant :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\tau=0$	$\phi=0$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂
	$\phi=1$	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃
$\tau=1$	$\phi=0$	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉
	$\phi=1$	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈

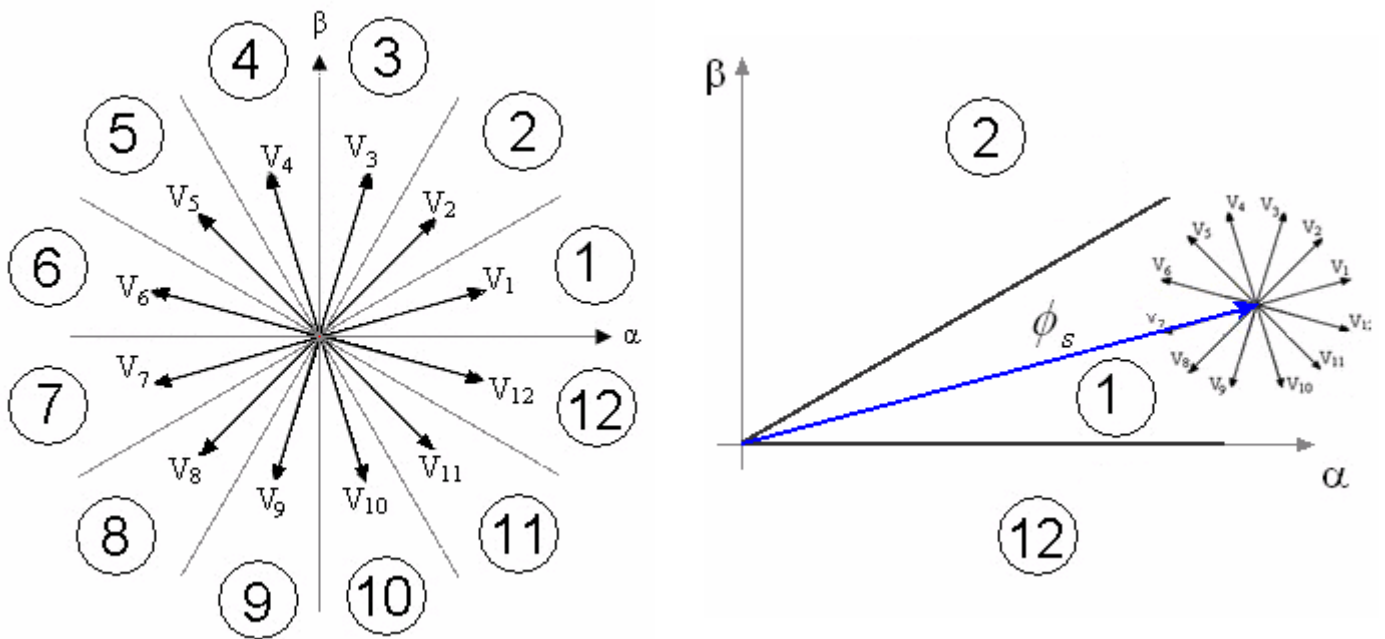
Tableau (III.6) : troisième stratégie de contrôle (C3).

III.7.2 La DTC modifiée :

L'idée est d'essayer d'améliorer la DTC par un changement de la table de commutation en utilisant toujours douze secteurs comme pour la DTC classique, mais cette fois en adaptant une nouvelle répartition des zones. Ainsi au lieu d'avoir le premier secteur de -15° à 15° , nous le décalons dans le sens antihoraire d'un angle de 15° , ce qui mène au choix de 0° à 30° pour la première zone [RAB 06].

D'une façon générale. La lettre i ($i = 1, \dots, 12$) indique la zone de position du flux statorique, les limites de chaque zone est donnée par la relation suivante :

$$(i-1)\frac{\pi}{6} < \theta < i\frac{\pi}{6} \quad (\text{III.28})$$



a : Secteurs du plan complexe.

b : Choix du vecteur.

Figure III.7 : découpage du plan de phase et sélection du vecteur de la DTCm.

On voit sur la figure (III.7.b) qu'il peut y avoir que deux stratégies pour des correcteurs de deux niveaux. Contrairement à la DTCC, dans la DTCm, on peut utiliser des correcteurs de trois niveaux.

Le tableau suivant représente l'action de chaque vecteur tension sur le vecteur flux dans la zone 1.

	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂
Γ	~	↑	↑↑	↑↑↑	↑↑	↑	~	↓	↓↓	↓↓↓	↓↓	↓
φ _s	↑↑↑	↑↑	↑	~	↓	↓↓	↓↓↓	↓↓	↓	~	↑	↑↑

Tableau III.7 : Variation du flux et du couple due à l'application d'un vecteur V_i .

Du tableau ci-dessus, plusieurs tables de commutation peuvent être tirées pour contrôler le couple et le flux statorique. Chaque table influe différemment sur le comportement de la machine.

Dans le tableau suivant (III.8), deux stratégies de commutation sont proposées pour des correcteurs de deux niveaux pour le couple et le flux.

	Γ ↑ φ _s ↑	Γ ↑ φ _s ↓	Γ ↓ φ _s ↑	Γ ↓ φ _s ↓
1 ^{ère} stratégie	V _{i+1}	V _{i+5}	V _{i-1}	V _{i-5}
2 ^{ème} stratégie	V _{i+2}	V _{i+4}	V _{i-2}	V _{i-4}

Tableau III.8 : Différentes stratégies de commutation pour la DTC modifiée.

D'où les tables des différentes stratégies de la DTC modifiée.

- Première stratégie de contrôle de la DTCm notée 'M1', elle est caractérisée par une forte composante de flux (fcf). D'où le tableau suivant :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
τ=0	φ=0	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁
	φ=1	V ₆	V ₇	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃
τ=1	φ=0	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁
	φ=1	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇

Tableau III.9 : première stratégie (M1).

- Deuxième stratégie de contrôle de la DTCm notée 'M2', elle caractérisée par une forte composante de couple (fcc). D'où le tableau suivant :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\tau=0$	$\phi=0$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂
	$\phi=1$	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
$\tau=1$	$\phi=0$	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀
	$\phi=1$	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈

Tableau (III.10) : deuxième stratégie (M2).

Maintenant, nous allons utiliser des correcteurs à hystérésis à trois bandes, nous reprenons les mêmes tableaux que ci-dessus.

Pour un premier lieu, dans les deux tableaux suivants, on utilise des comparateurs à trois bandes pour la correction du couple.

- Première stratégie de contrôle de la DTCm à 3 bandes pour le couple notée 'M1c'.

D'où le tableau suivant :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\tau=-1$	$\phi=0$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁
	$\phi=1$	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
$\tau=0$	$\phi=0$	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂
	$\phi=1$	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆
$\tau=1$	$\phi=0$	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁
	$\phi=1$	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇

Tableau (III.11) : première stratégie de contrôle de la DTCm à 3 bandes (M1c).

- Deuxième stratégie de contrôle de la DTCm à 3 bandes pour le couple notée 'M2c'.

D'où la table suivante :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\tau = -1$	$\phi = 0$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂
	$\phi = 1$	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
$\tau = 0$	$\phi = 0$	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂
	$\phi = 1$	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆
$\tau = 1$	$\phi = 0$	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀
	$\phi = 1$	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈

Tableau (III.12) : deuxième stratégie (M2c).

Et maintenant les deux tables qui suivent sont construites à partir des tableaux III.9 et III.10 avec des corrections de trois bandes pour le flux.

- Première stratégie de contrôle de la DTCm à 3 bandes pour le flux notée 'M1f'. D'où le tableau suivant :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\tau = 0$	$\phi = -1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁
	$\phi = 0$	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃
	$\phi = 1$	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
$\tau = 1$	$\phi = -1$	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁
	$\phi = 0$	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉
	$\phi = 1$	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇

Tableau (III.11) : première stratégie M1f.

- Deuxième stratégie de contrôle de la DTCm à 3 bandes pour le couple, notée 'M2f'.

D'où le tableau suivant :

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\tau=0$	$\phi=-1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂
	$\phi=0$	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃
	$\phi=1$	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
$\tau=1$	$\phi=-1$	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉	V ₁₀
	$\phi=0$	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈	V ₉
	$\phi=1$	V ₉	V ₁₀	V ₁₁	V ₁₂	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	V ₈

Tableau (III.11) : deuxième stratégie (M2f).

On a voulu modifier encore la structure, en s'engageant sur une autre voie, celle de l'augmentation du nombre de secteur, par exemple au lieu de douze, on divise le plan complexe en vingt-quatre zones. Cette approche n'apporte aucune amélioration dans les réponses du couple ou celle du flux, au contraire elle complique l'élaboration des tables de commutation.

III.8 Résultats de simulation en boucle ouverte :

Les résultats de simulation illustrent le comportement de l'association de la commande directe du couple deux onduleurs à deux niveaux machine synchrone double étoile.

Les paramètres de la machine sont indiqués à l'annexe.

Les différents résultats de simulation montre que le flux et le couple électromagnétique suivent bien leurs références respectives.

Pour le flux, on démarre la machine avec le rotor déjà alimenté, c'est pour ça que le flux ne démarre pas de zéro. La référence du flux est 2.15 Wb, ce chiffre est obtenu en multipliant le flux nominal de la machine par un facteur lié à la transformation T_s .

Concernant le couple, la référence est nulle de 0 à 0.01s. Puis, on applique un échelon de 5 N.m de 0.01 à 0.15s.

Sur les courbes qui suivent les taux d'ondulations de couple et de flux sont en pourcent et le temps de réponse en milliseconde. Et le s de « flux » représente 'statorique'.

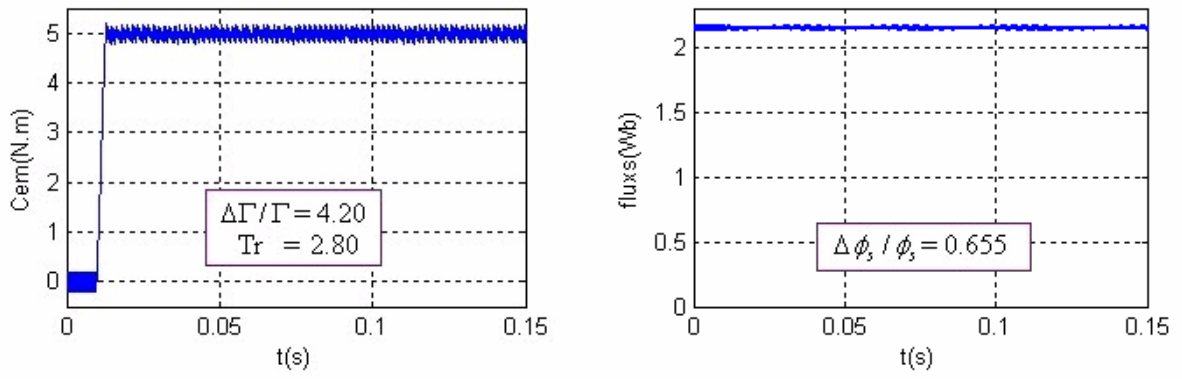


Figure III.8 : C1

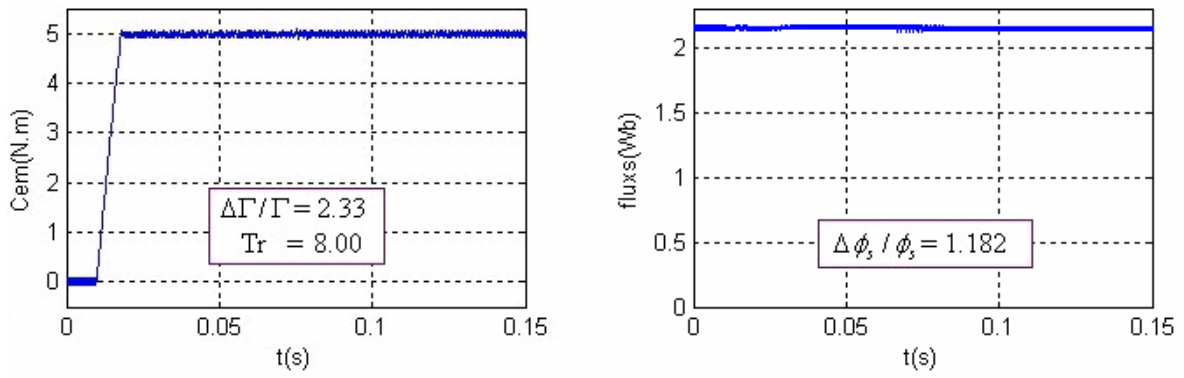


Figure III.9 : C2

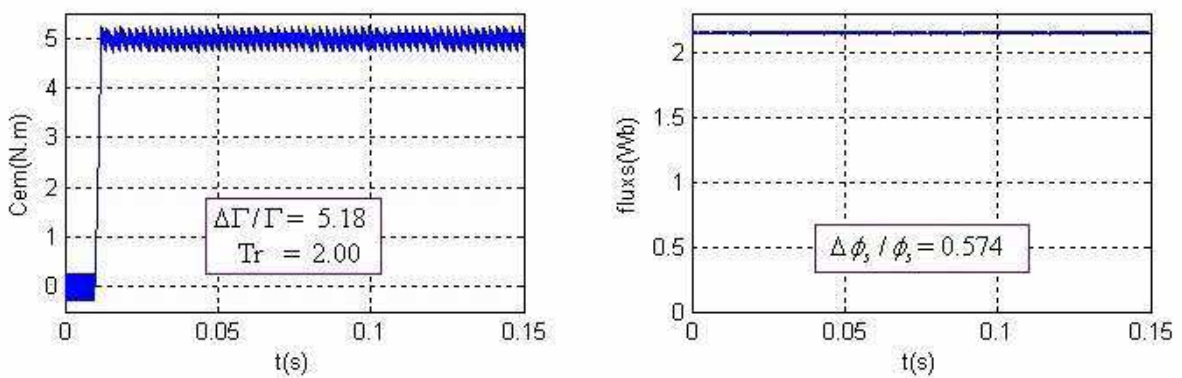


Figure III.10 : C3

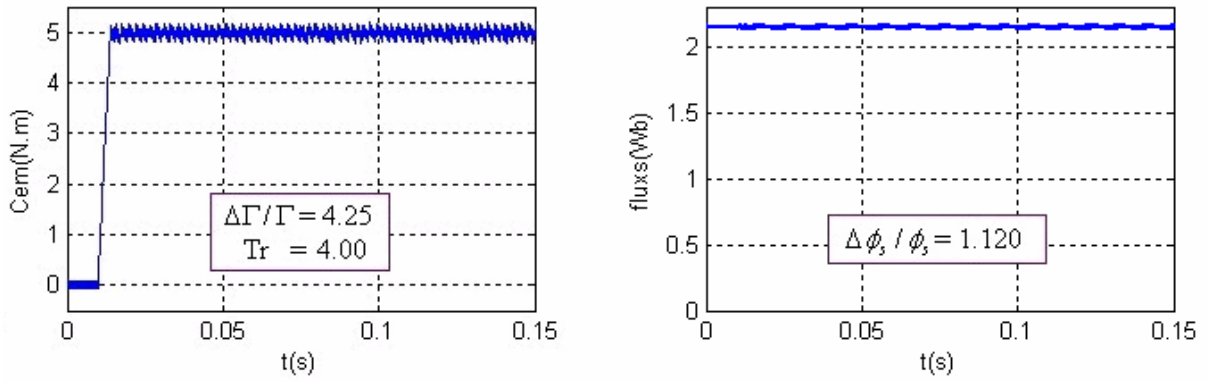


Figure III.11 : M1

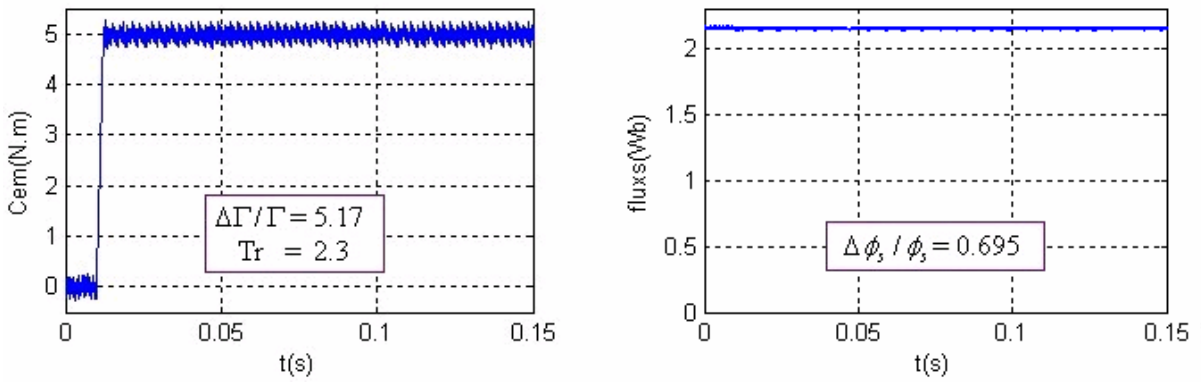


Figure III.12 : M2

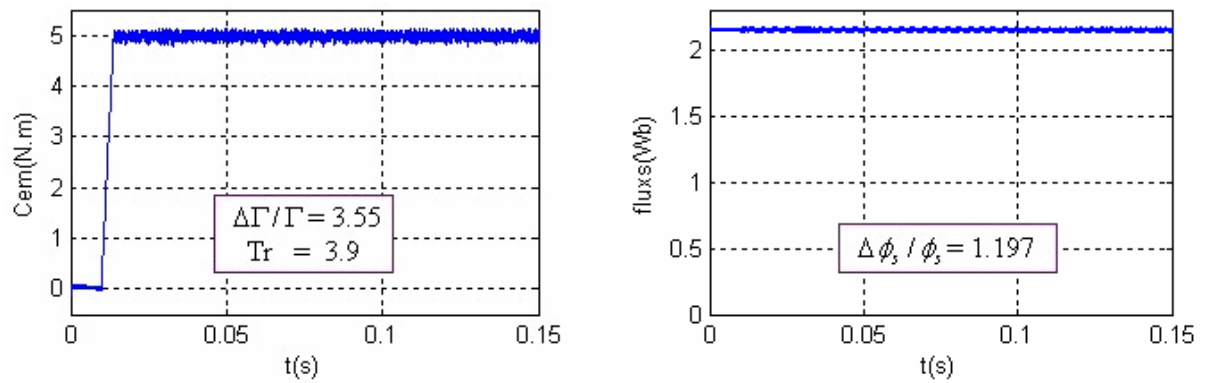


Figure III.13 : M1c

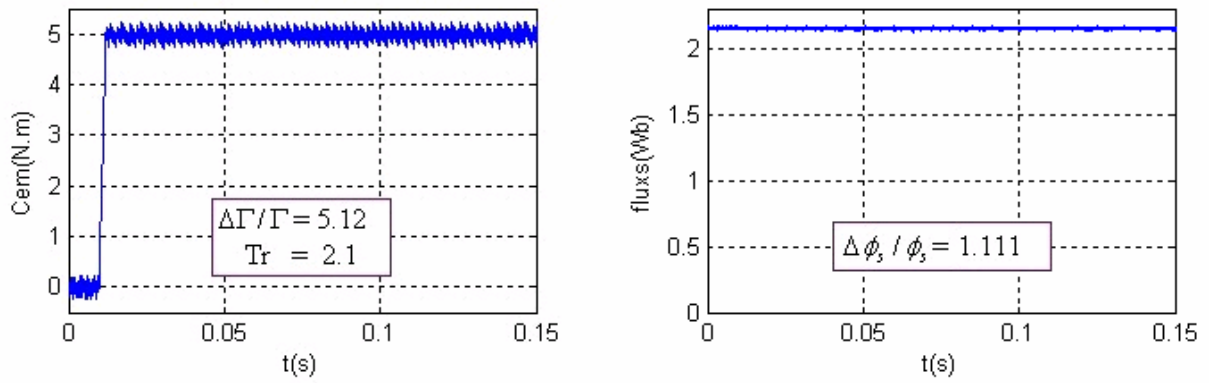


Figure III.14 : M2c

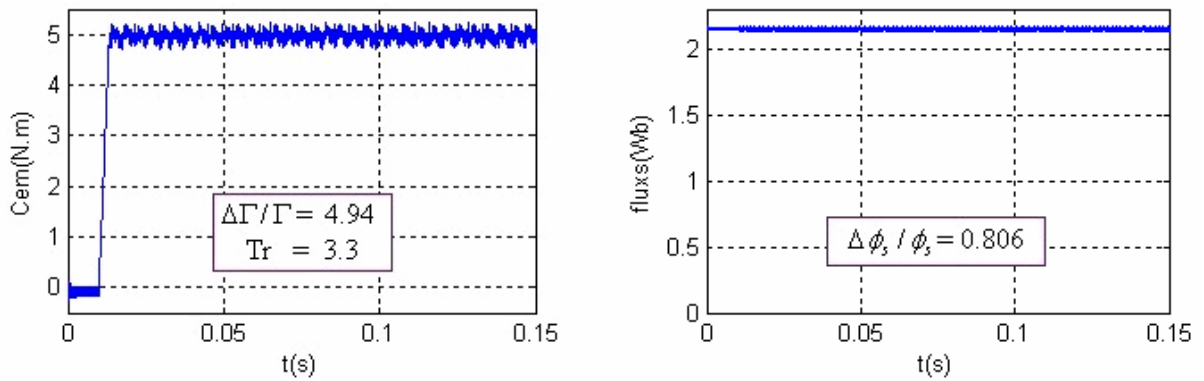


Figure III.15 : M1f

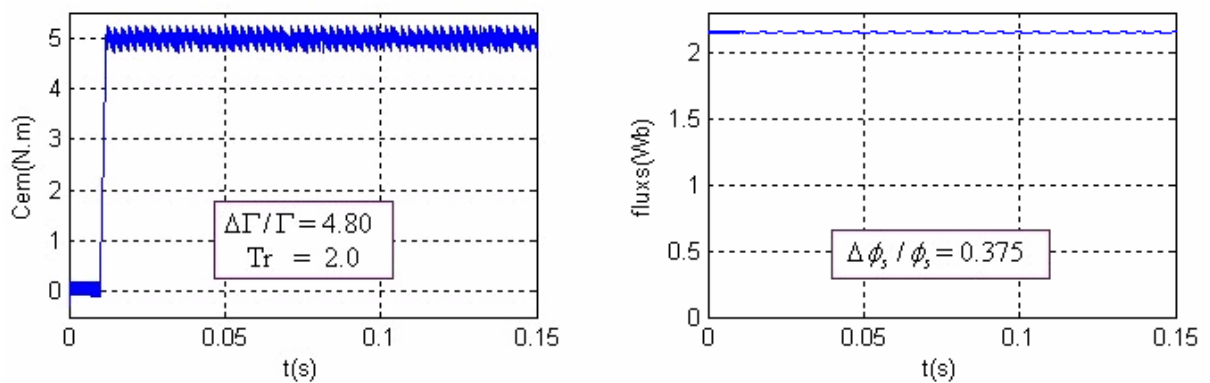


Figure III.16 : M2f

III.9 Comparaison entre la DTCC et DTCm :

Pour comparer entre les différentes stratégies de la DTC, on se réfère au tableau suivant.

		Le couple		Le flux
		T_r (ms)	$\Delta\Gamma/\Gamma$ (%)	$\Delta\phi_s/\phi_s$ (%)
DTCC	C1 (fcf)	2.8	4.20	0.655
	C2	8.0	2.33	1.182
	C3 (fcc)	2.0	5.18	0.574
DTCm	M1 (fcf)	4.0	4.25	1.12
	M2 (fcc)	2.3	5.17	0.695
DTCm 3 couple	M1c (fcf)	3.9	3.55	1.197
	M2c (fcc)	2.1	5.12	1.111
DTCm 3 flux	M1f (fcf)	3.3	4.94	0.806
	M2f (fcc)	2.0	4.80	0.375

Tableau (III.12) : Tableau comparatif

Les ondulations de flux ne varient pas trop d'une stratégie à une autre

A partir du tableau ci-dessous, on peut dire que la DTC classique est meilleur que la DTC modifiée (à comparateurs à deux bandes).

On peut constater aussi qu'il existe un compromis entre le taux d'ondulation de flux/réponse du couple et le taux d'ondulation du couple. Si le taux d'ondulation du flux et la réponse en couple sont bons, alors le taux d'ondulations du couple est mauvais, et vis versa.

Et si nous avons utilisé un comparateur à quatre niveaux pour le couple dans la DTCC (C2 et C3), nous aurions eu la meilleure stratégie.

Les stratégies à forte composante de couple (fcc) ont les meilleurs temps de réponse et les meilleurs taux d'ondulation de flux, concernant, les taux d'ondulation de couple, ils sont relativement grands avec des valeurs allant de 4.8 à 5.18 %.

La comparaison entre ces stratégies (fcc), nous a permis de choisir la 'M2f' car elle a le meilleur taux d'ondulation de flux et le meilleur taux d'ondulations de couple, et un très bon temps de réponse.

Quant aux stratégies à forte composante de flux (fcf), ils présentent de meilleurs taux d'ondulation de couple que les stratégies à forte composante de couple, ce qui est prévisible. Elles sont caractérisées par des temps de réponses de couple et des taux d'ondulations de flux relativement grands.

Et comparant entre ces stratégies, nous avons opté pour la 'C1', parce qu'elle a le meilleur temps de réponse de couple et le meilleur taux d'ondulation de flux pour l'un des bons taux d'ondulation du couple.

Il reste la stratégie C2 qui ne peut être classifiée ni dans l'une ni dans l'autre des deux groupes, car en faisant une projection dans le plan cylindrique, on trouve que la composante de couple est égale à celle du flux, et cela est juste dû au positionnement du vecteur tension dans le plan découpé.

En zoomant, sur c'est trois stratégies, qui sont C1, C2 et M2f, nous opterons pour la stratégie qui présente le moins d'ondulation de couple, c'est-à-dire C2 (figure III.17).

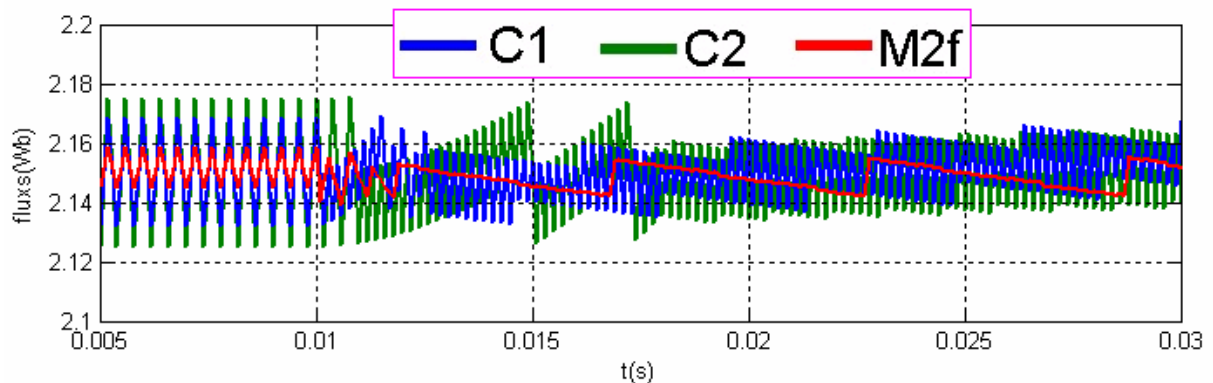


Figure III.17.a : Les flux de C1, C2 et M2f

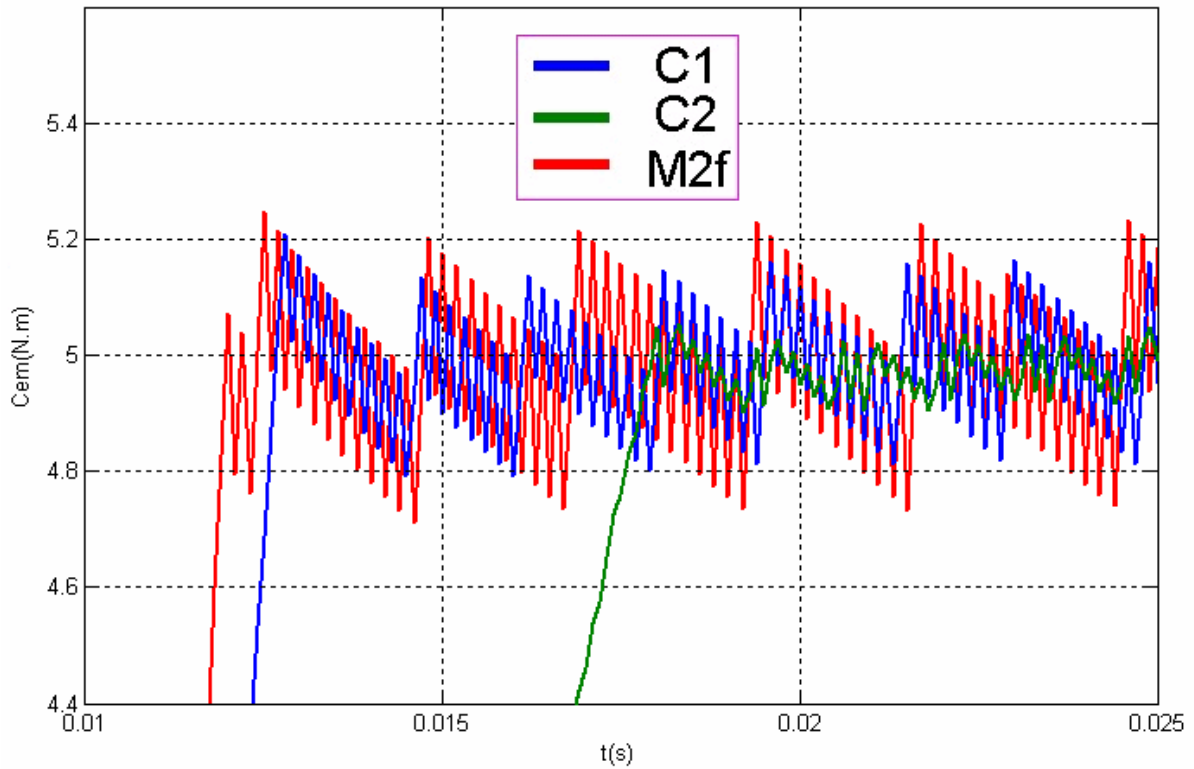


Figure III.17.b : Les couples de C1, C2 et M2f

III.10 Etude en boucle fermée:

Nous nous intéresserons dans cette partie au réglage de la vitesse de la machine synchrone double étoile. Pour se faire, on a ajouté deux blocs, un pour le défluxage et l'autre un régulateur proportionnel intégral (PI) [BOJ 05].

III.10.1 Bloc de défluxage :

On ajoute un bloc de défluxage pour rester à puissance constante au delà de la vitesse nominale, d'où le flux statorique en fonction de la vitesse de rotation est donné par l'équation suivante (figure III.18) [MAH 07] :

$$\phi_s = \begin{cases} \phi_{sn} & \text{si } |\omega_r| < \omega_n \\ \phi_{sn} \frac{\omega_n}{\omega} & \text{si } |\omega_r| > \omega_n \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

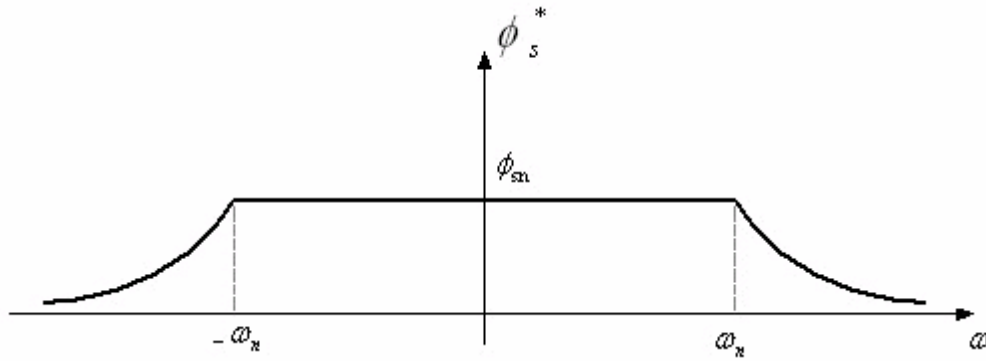


Figure III.18 : Défluxage

III.10.2. Régulateur PI :

La structure de réglage de vitesse est donnée par la figure (III.19).

Plusieurs types de réglage peuvent être appliqués. Le plus simple est le réglage classique avec un régulateur PI [MOU 06].

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 :

$$F_R(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (\text{III.30})$$

Et le processus à régler se définit à partir de l'équation mécanique [BEN 06] :

$$\omega_r(p) = \frac{1}{f + pJ} (\Gamma_{em}(p) - \Gamma_r) \quad (\text{III.31})$$

D'où le diagramme fonctionnel de réglage de vitesse (figure III.19).

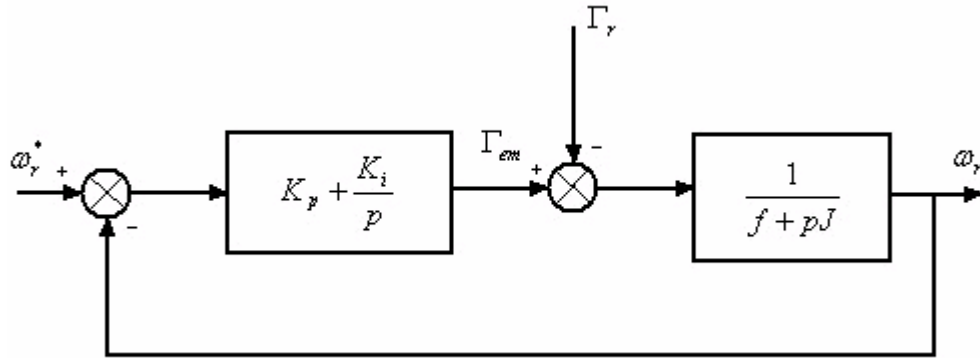


Figure III.19 : Diagramme fonctionnel de réglage de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{K_p p + K_i}{Jp^2 + (f + K_p)p + K_i} \quad (\text{III.32})$$

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés :

$$\begin{cases} P_1 = -\rho - j\rho \\ P_2 = -\rho + j\rho \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Par identification, on obtient :

$$\begin{cases} K_p = 2j\rho - f \\ K_i = 2j\rho^2 \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

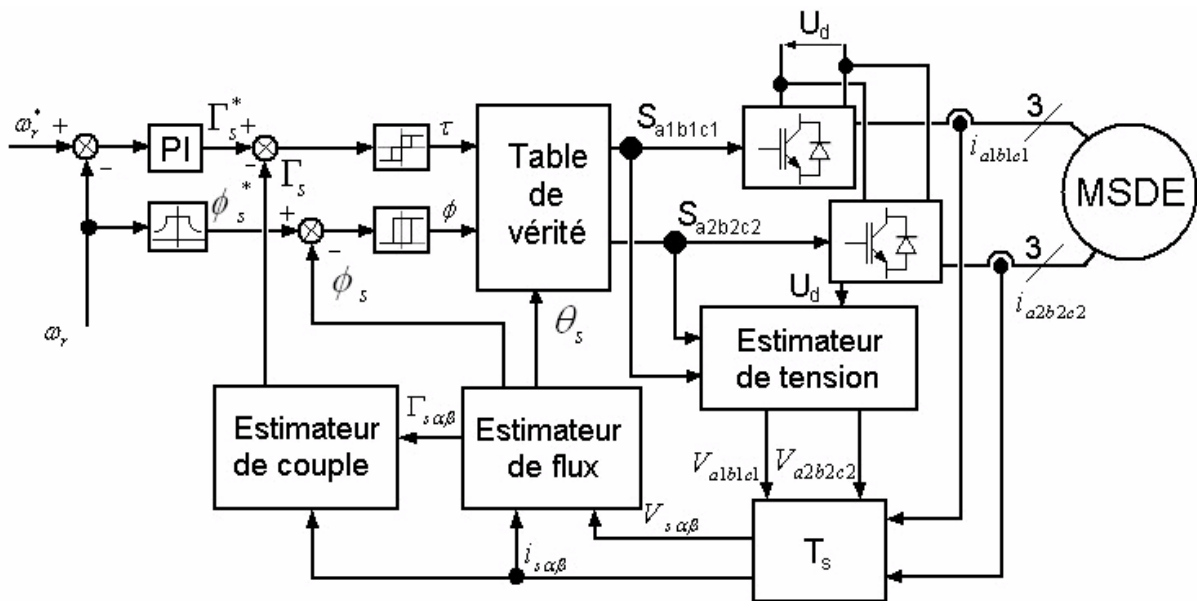


Figure III.20 : Structure de réglage de la vitesse.

La vitesse réelle ω_r peut être obtenue par un capteur de vitesse, ou par un estimateur vitesse.

III.11 Résultats de simulation en boucle fermée :

Pour évaluer les performances de la commande directe du couple de la MSDE muni du réglage de la vitesse, de courant d'excitation et un limiteur de couple, nous simulons le fonctionnement global de l'ensemble DTC-onduleurs-MSDE.

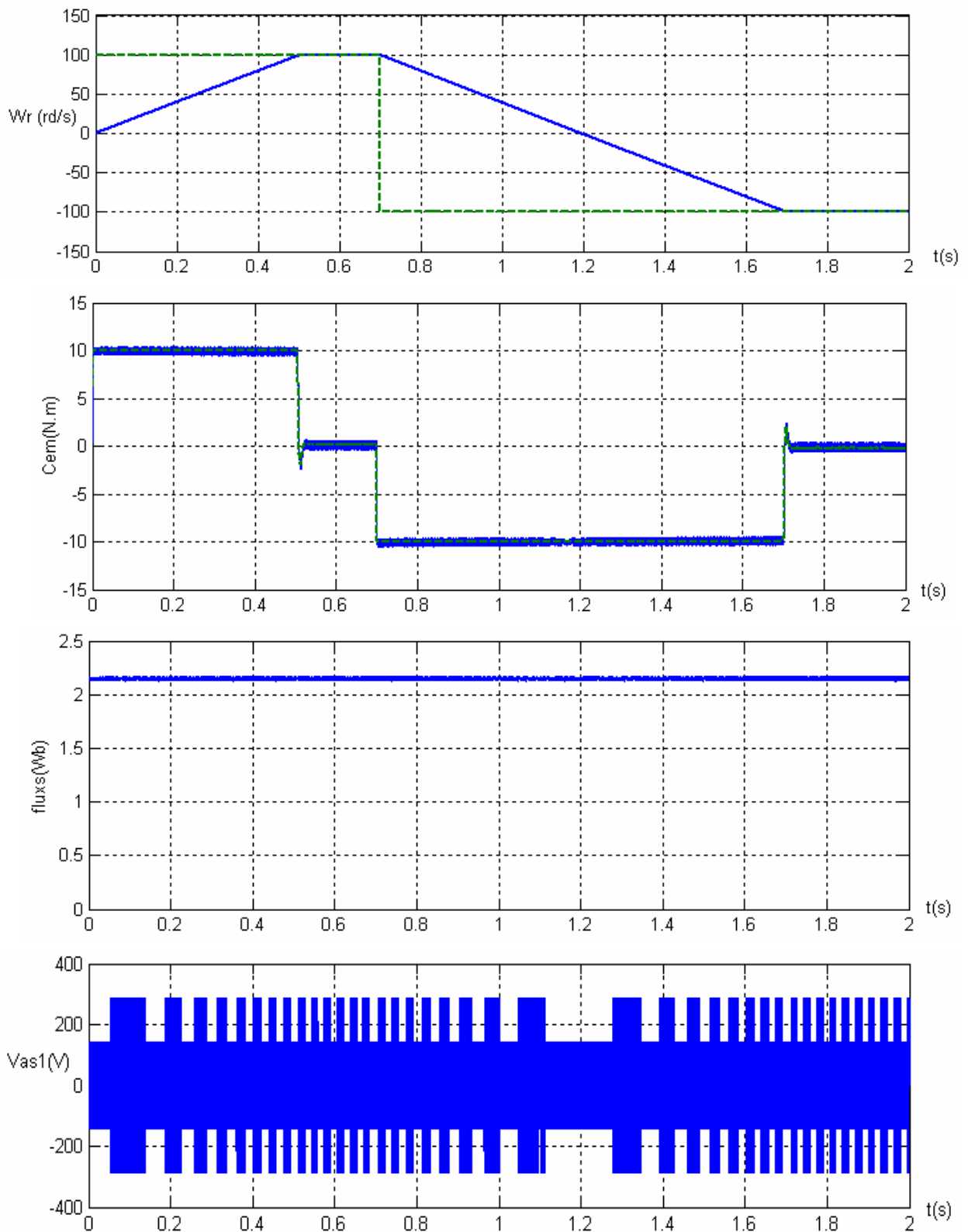
Figure (III.21) : En appliquant, un échelon de vitesse de 100rd/s de 0 à 0.7s, puis on inverse le sens de rotation à -100rd/s, sans charge.

Figure (III.22) : En appliquant, un échelon de vitesse de 100rd/s de 0 à 2s, un couple de charge nul de 0 à 0.6s, 8N.m de 0.6 à 0.8s, 3N.m de 0.8 à 1.2s, 5N.m de 1.2 à 1.3s et de -5N.m de 1.3 à 2s.

La machine répond à l'échelon de vitesse, que ce soit au démarrage, ou à l'inversion de sens de marche avec de très petits dépassements de l'ordre de 0.5 % au début du régime permanent.

Le découplage est maintenu dans tout le régime de fonctionnement.

Les fortes ondulations du courant de phase sont dus principalement aux courants de circulation.



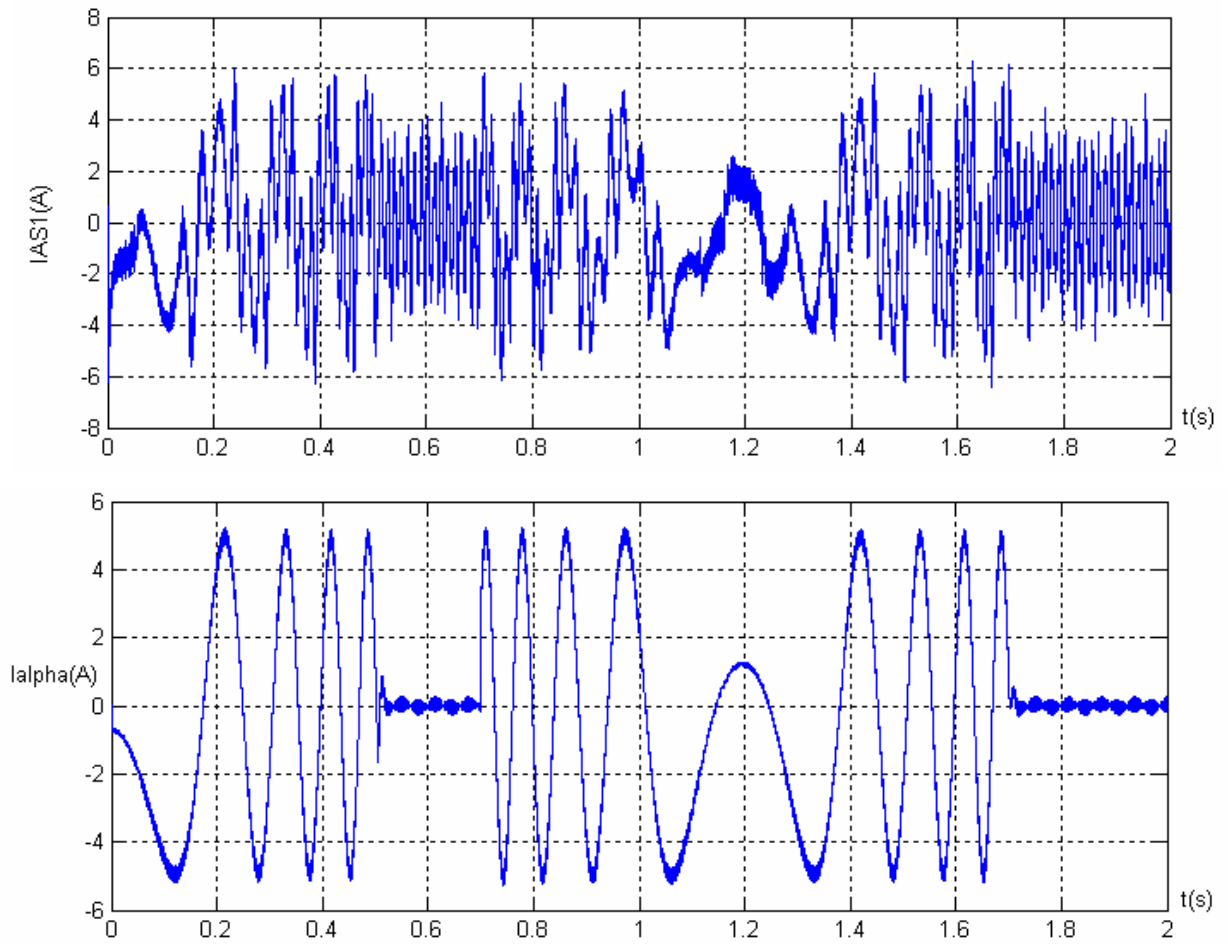


Figure III.18 : DTC en boucle fermé avec inversion de la vitesse.

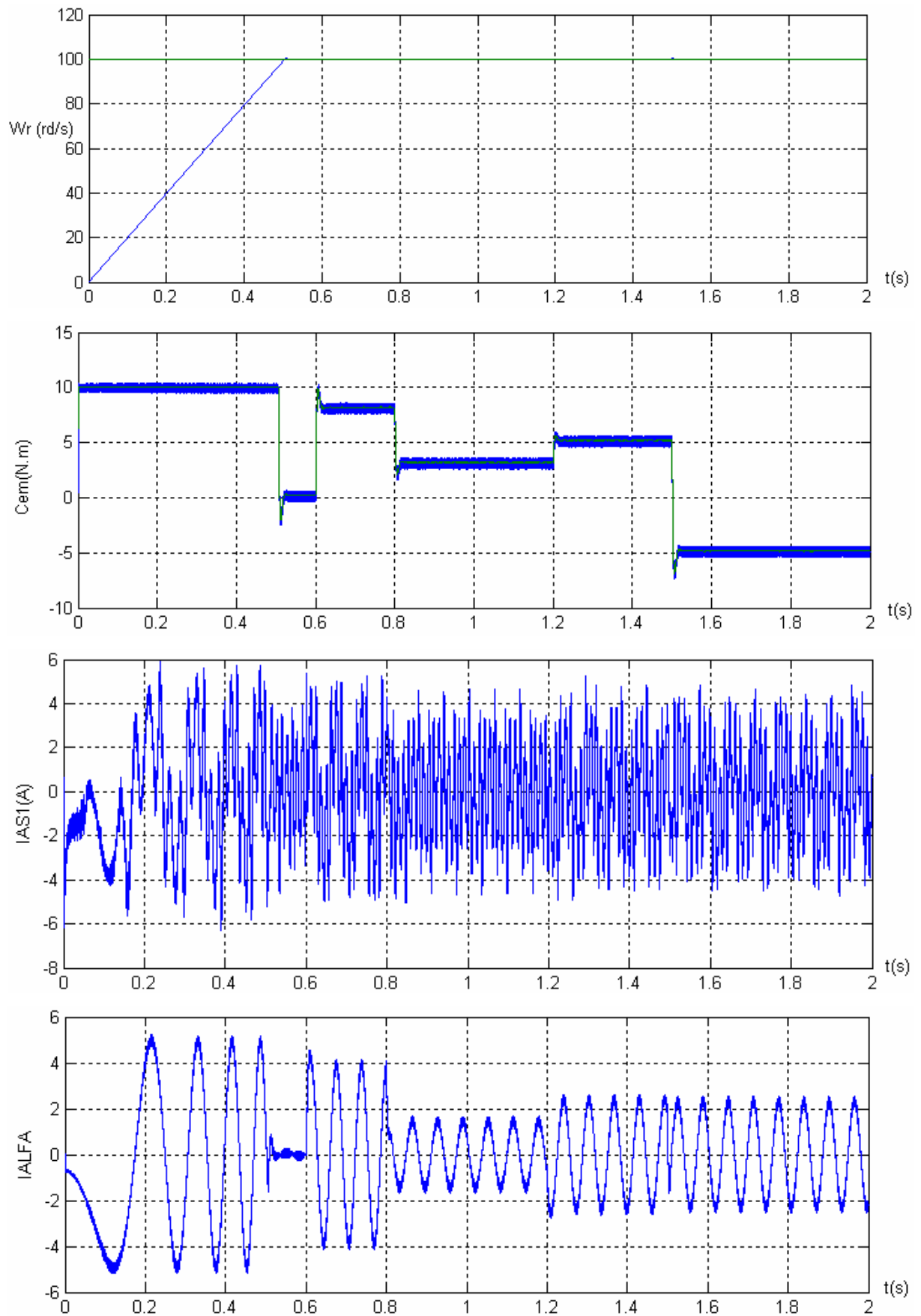


Figure III.19 : DTC en boucle fermé.

III.12 Conclusion :

L'application de la DTC avec ses différentes structures sur la MSDE apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique, rencontrés dans les autres stratégies de commande des machines alternative précisément la commande vectorielle. Le contrôle du couple obtenu est très performant. La dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardant une bonne précision de contrôle tout ça sans la nécessité d'un capteur mécanique pour la connaissance de la position du rotor, qui est l'avantage majeur de la DTC en plus de l'absence de bloc de modulateur de tension (MLI).

Cependant la DTC à quelque inconvénients : non maîtrise de la fréquence de commutation (compatibilité électromagnétique : CEM) fortes ondulations sur les courants, le flux et le couple (dégradation et donc diminution de l'espérance de vie de l'arbre). Et le plus important, c'est le problème lié à l'estimation du couple et du flux, qui implique l'identification exacte de la résistance statorique qui est le seul paramètre de la machine utilisé dans le système de contrôle, et qui peut avoir une grande influence sur la commande surtout aux basses vitesses, mais elle facilement identifiable en marche.

CHAPITRE IV

**Commande directe du couple de la
MSDE alimentée par deux onduleurs
à trois niveaux**

IV.1 INTRODUCTION :

Dans le chapitre trois, nous avons étudié la commande directe du couple (DTC) d'une machine synchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux, l'onduleur de tension à deux niveaux, comme l'avons présenté au chapitre deux, ne présente que huit combinaisons des interrupteurs générant sept vecteurs de tensions statoriques que le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique que doit être réalisé.

Dans la suite du présent chapitre, nous présentons l'application de la DTC à la MSDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux, cet onduleur permet des combinaisons de ses interrupteurs bien plus nombreuses que celle obtenues pour l'onduleur à deux niveaux de tension. On peut alors construire plusieurs table de commutation ayant chacune leurs avantages et inconvénients. On peut raisonner de différents façons selon la structure de l'onduleurs sur lequel on travail .dans de notre étude, nous nous somme intéressés a l'utilisation d'onduleur a structure NPC

Dans ce qui suit pour ce chapitre, consacré spécialement à la DTC de la MSDE alimentée par un onduleur à trois niveaux, présenter la structure et la stratégie de commande de la MSDE Ensuite, les résultats de simulations de la commande

IV.2 PRINCIPE DE LA DTC DE LA MSDE ALIMENTEE PAR DEUX ONDULEURS A TROIS NIVEAUX :

La DTC de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux, est basée directement sur la détermination directe du séquence de commande appliquées aux interrupteurs de l'onduleur de chaque étoile de la machine, qui est basé sur l'utilisation des comparateurs à hystérésis dont le but est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. L'onduleur de tension à trois niveaux délivre vingt sept vecteurs de tensions réparties sur douze positions distinctes dans le plan de phase de chaque étoile de la machine, [MOK06]

IV.2.1 Structure et la stratégie de la DTC appliquée a la MSDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux :

La présence de l'onduleur de tension à trois niveaux dans la D.T.C. appliquée à la MSDE. Exige un contrôleur d'hystérésis du couple à cinq niveaux et un contrôleur d'hystérésis du flux à deux niveaux, pour réduire ou minimiser le taux l'amplitude d'ondulation dans les formes d'onde du couple et flux statorique.

La détermination des séquences de fonctionnement de l'onduleur de tension à trois niveaux pour chaque étoile de MSDE, est basée sur l'algorithme suivant [AME03]:

- Le domaine temporel est divisé à des périodes de durée réduites inférieur ou égale à $T_e=50\mu s$;
- Pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de chaque étoile de la MSDE ;
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique ;
- On estime le couple électromagnétique, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes ;
- On détermine les séquences de fonctionnements pour chaque onduleur suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit

Le bloqe de diagramme La DTC appliquée à la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux, est schématisé par la figure IV.1 :

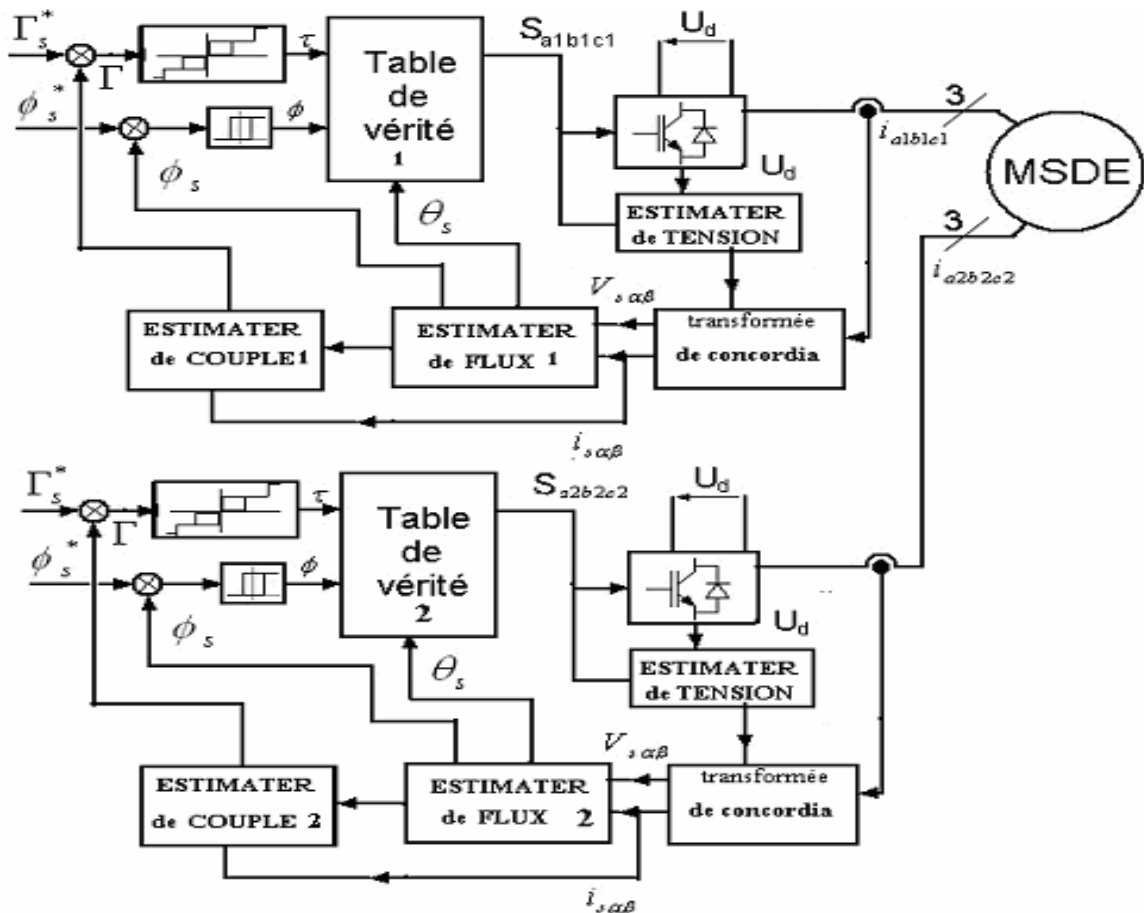


Figure IV.1 Bloque de diagramme d'une commande D.T.C pour une étoile de la MSDE

IV.2.2 Les vecteurs de tensions à la sortie de l'onduleur à trois niveaux :

À partir de la même stratégie de base de la DTC, on commande les séquences des deux onduleurs trois niveaux, on aura les tensions du deuxième onduleur décalées d'un angle de $\pi/6$. En utilisant la forme vectorielle des tensions de sorties pour chaque onduleur, on peut écrire donc V_s pour chaque onduleur sous la forme suivante :

- **Stator1** $V_{s1} = k_T (V_{a1n} + a.V_{b1n} + a^2.V_{c1n})$ (IV.1)

- **Stator2** $V_{s2} = k_T \cdot e^{j\gamma} (V_{a2n} + a.V_{b2n} + a^2.V_{c2n})$ (IV.2)

γ : C'est angle de décalage entre les deux étoiles de la machine, qui est égale à $\pi/6$.

$$a = e^{j.2\pi/3}$$

$$k_T = \sqrt{\frac{2}{3}} : \text{coefficient pour assurer une transformation qui conserve la puissance}$$

On aura donc le vecteur tension V_s de chaque onduleur en fonction des séquences S_i et la tension de la source continue U_d

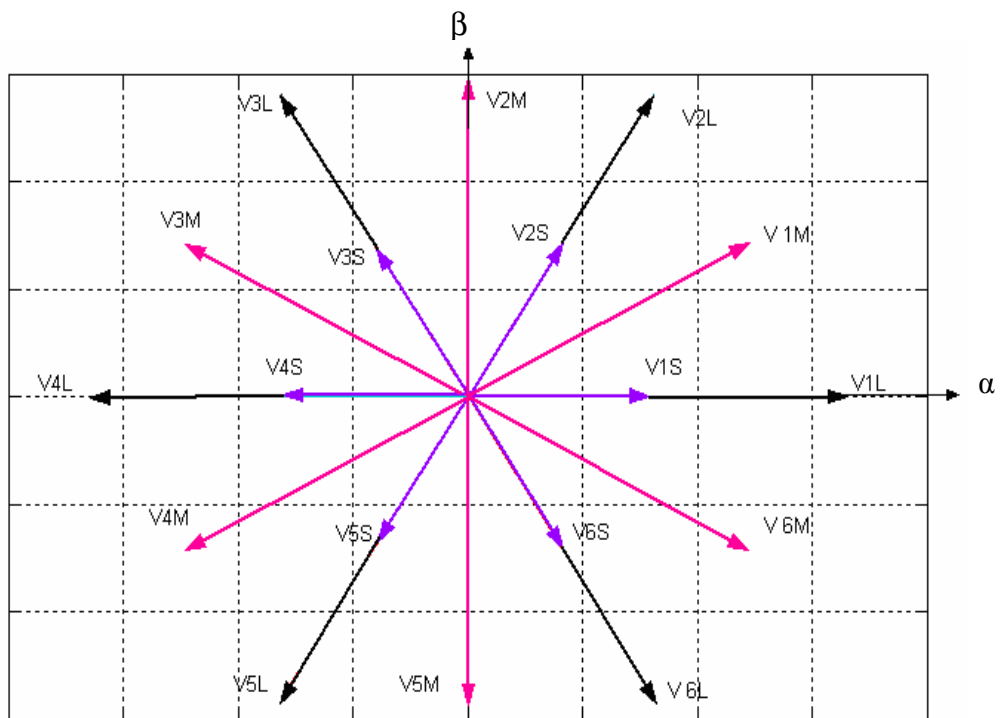
- **Stator 1:** $V_{s1} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \cdot (S_1 + a.S_2 + a^2.S_3)$ (IV.3)

- **Stator 2:** $V_{s2} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \cdot e^{j\pi/6} \cdot (S'_1 + a.S'_2 + a^2.S'_3)$ (IV.4)

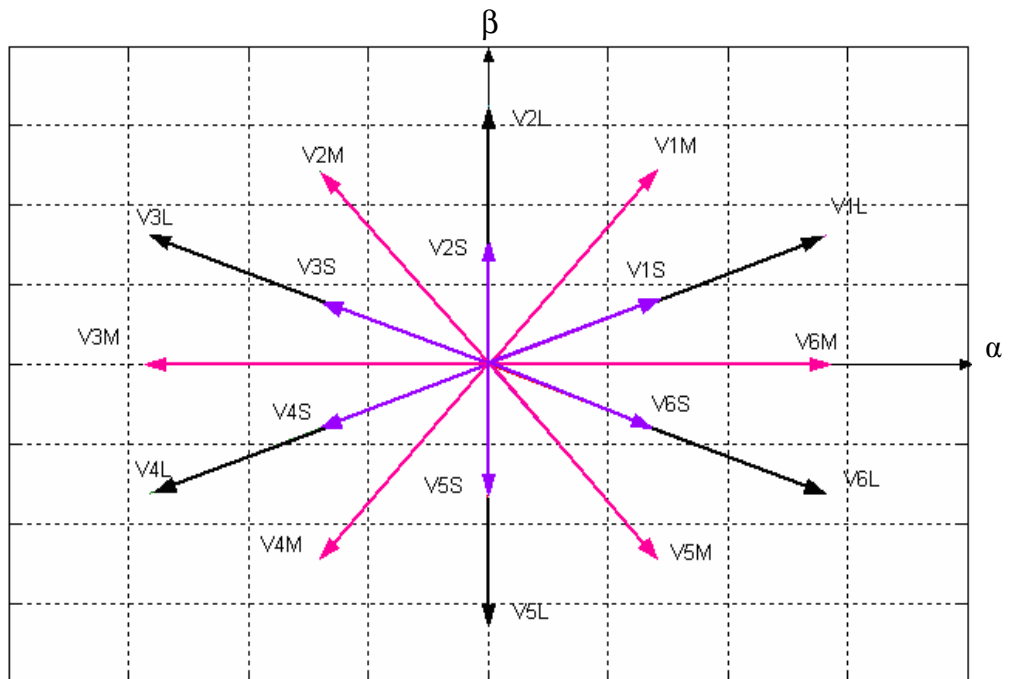
IV.2.3 Projection des vecteurs tension dans le repère (α - β) :

La représentation graphique des vecteurs de sortie est donnée à la Figure VI.2

Nous remarquons bien que le vecteur V_s du deuxième onduleur est décalé par rapport à V_s du premier onduleur d'un angle de $\gamma = \pi/6$.



Premier stator



Seconde stator

Figure VI.2 : Représentation les vecteurs de tension des deux onduleurs

Les différents vecteurs de tensions peuvent être classifié en trois catégories comme le montre le tableau VI.1

Groupe de vecteur	Vecteur de tension V_{si}
Grand vecteurs	V1L (1,-1,-1) ; V2L (1, 1,-1); V3L (- 1, 1,- 1); V4L (-1, 1, 1); V5L (-1,-1, 1); V6L (1,-1, 1).
Moyens vecteurs	V1M (1, 0,-1); V2M (0, 1,-1); V3M (-1, 1,0); V4M (-1, 0, 1); V5M (0,-1, 1); V6M (1,-1, 0).
Petits vecteurs	V1s[(1,0,0) (0,-1,-1)] ; V2s[(1,1,0) (0,0,-1)]; V3s[(0,1,0) (-1,0,-1)] ; V4s[(0,1,1) (-1,0,0)]; V5s[(0,0,1) (-1,-1,0)] ; V6s[(1,0, 1) (0,-1,0)];
Vecteurs nuls	V0 [(1, 1, 1) (0, 0, 0) (-1,-1,-1)].

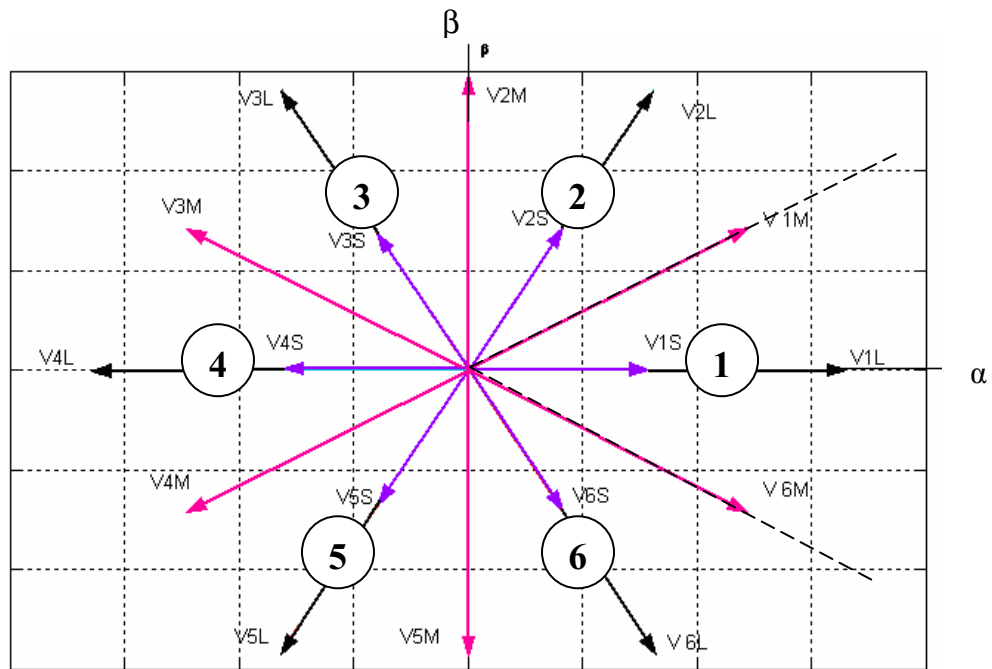
Tableau IV.1 : groupes de V_s

IV.2.4 Elaboration des secteurs de chaque étoile :

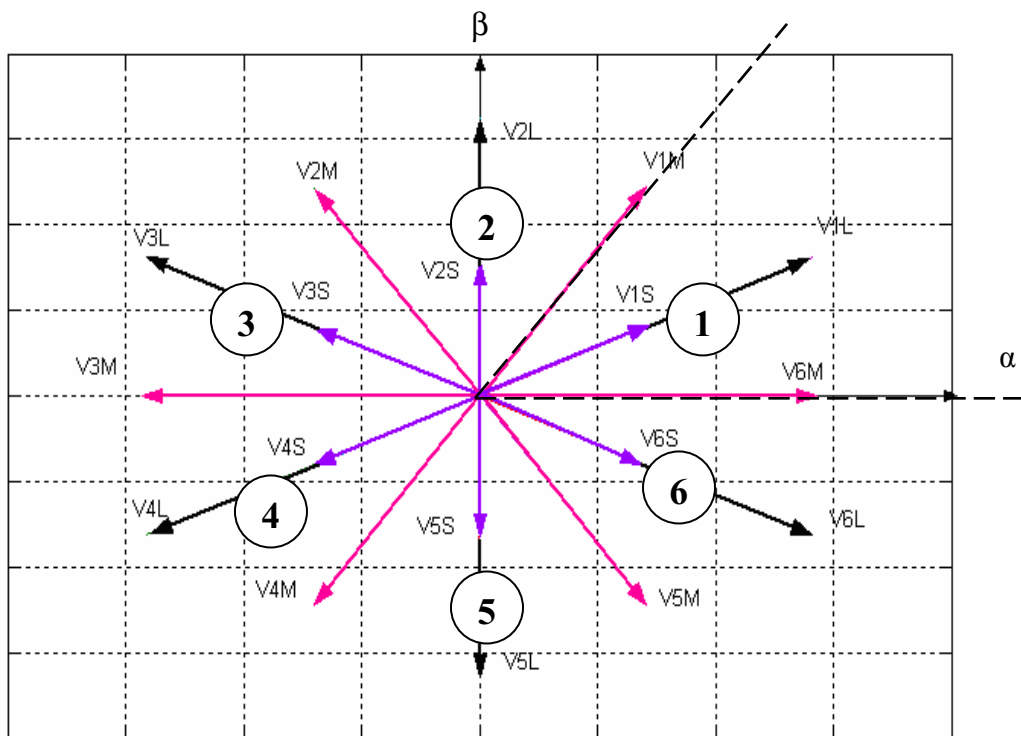
La projection des vecteurs tension V_{si} ($i=1...27$) de chaque étoile de la machine MSDE dans le repère $(\alpha-\beta)$, divisent la surface de chaque étoile de la machine en douze secteurs de phase, avec un angle de $\pi/6$. Les vecteur de tension V_{si} de la sortie de deuxième onduleur est décale par rapport aux vecteurs de tension V_{si} de la sortie du première onduleur d'un angle de $\gamma=\pi/6$.

Pour simplifier la sélection des vecteurs tension, Le même principe de la DTC d'une machine synchrone triphasée alimentée par un onduleur à deux niveaux s'applique à chaque onduleur de tension à 3 niveaux alimentant la MSDE [MOK 06]

En divisant donc, le plan de phase de la surface d'une étoile de la MSDE en six secteurs, où le premier secteur s'étend de -30° à 30° . suivant les figures suivantes



FigureIV.2 : Les secteurs de phases du *Premier stator*

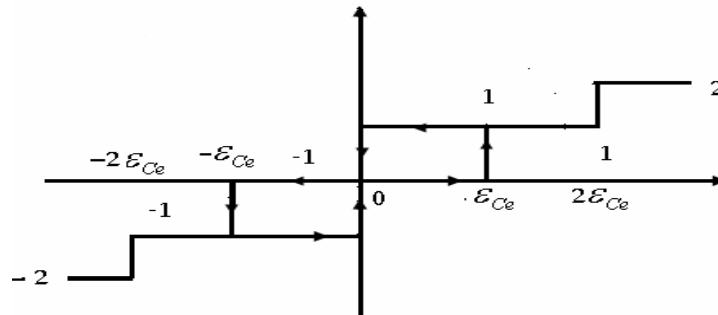


FigureIV.2 : Les secteurs de phases du *Second stator*

IV.2.5 Contrôle du flux et du couple

Dans la correction de flux, en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux, qui est simple dans son application. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique dans une couronne circulaire.

Pour la Correction de couple, en utilisant un comparateur à hystérésis de cinq niveaux à cause de la dynamique du couple et en général, plus rapide que celle du flux. L'utilisation d'un comparateur à d'hystérésis de plusieurs niveaux, est alors justifiée pour régler le couple et minimiser la fréquence de commutation moyenne. Un comparateur à hystérésis à cinq niveaux (-2,-1, 0, 1,2), permet de dégrader le taux des ondulations dans les formes d'ondes du couple. La figure IV.3



La figure IV. 3 : Comparateur à hystérésis à cinq niveaux

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 \text{si } \Delta C_e > 2\varepsilon_{C_e} \dots\dots\dots \text{alors} \dots\dots k_{C_e} = 2 \\
 \text{si } \varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq 2\varepsilon_{C_e} \dots\dots\dots \text{alors} \dots\dots k_{C_e} = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e < \varepsilon_{C_e} \text{ et } \frac{d(\Delta C_e)}{dt} < 0 \dots\dots\dots \text{alors} \dots\dots k_{C_e} = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e < \varepsilon_{C_e} \text{ et } \frac{d(\Delta C_e)}{dt} > 0 \dots\dots\dots \text{alors} \dots\dots k_{C_e} = 0 \\
 \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } \frac{d(\Delta C_e)}{dt} < 0 \dots\dots\dots \text{alors} \dots\dots k_{C_e} = 0 \\
 \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } \frac{d(\Delta C_e)}{dt} > 0 \dots\dots\dots \text{alors} \dots\dots k_{C_e} = -1 \\
 \text{si } -2\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} \dots\dots\dots \text{alors} \dots\dots k_{C_e} = -1 \\
 \text{si } \Delta C_e < -2\varepsilon_{C_e} \text{ et } \dots\dots\dots \text{alors} \dots\dots k_{C_e} = -2
 \end{array} \right. \quad (IV.5)$$

IV.2.6 La stratégie de commutation :

Le même principe de la commande DTC appliquée à la machine synchrone simple alimentée par un onduleur à deux niveaux NPC s'applique à la commande de chaque étoile de la MSDE alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux, la différence réside dans le choix des comparateurs à hystérésis, ou nous avons un comparateur à hystérésis de deux niveaux pour alimentation par l'onduleur à deux niveaux et un comparateur à hystérésis de cinq niveaux pour alimentation par un onduleur de tension à trois niveaux, ce qui fait on a augmenté le nombre des séquences à appliquer. Pour simplifier la sélection des vecteurs de tension dans le cas d'onduleur trois niveaux, on divise le plan complexe de la surface d'une étoile de la MSDE en six secteurs ou la première zone s'étend de -30° à 30° , [BRA].

Si en considérant le vecteur flux statorique dans la zone k ($k = 1, \dots, 6$) du plan complexe (α, β) , Les vecteurs sélectionnés pour augmenter et diminuer l'amplitude du flux statorique et du couple, sont illustrés respectivement dans le tableau IV.4

ϕ	↑	↓
V_{sk}	$V_k L, V_{k-1} L, V_{k+1} L$ $V_k M, V_{k+1} M, V_{k-1} M$ $V_k S, V_{k-1} S, V_{k+1} S$	$V_{k+2} L, V_{k+3} L, V_{k-2} L,$ $V_{k+2} M, V_{k+3} M$ $V_{k+2} S, V_{k+3} S, V_{k-2} S,$

τ	↑	↓
V_{sk}	$V_{k+1} L, V_{k+2} L,$ $V_k M, V_{k+1} M, V_{k+2} M$ $V_{k+1} S, V_{k+2} S,$	$V_k L, V_{k-1} L, V_{k-2} L,$ $V_{k-1} M, V_{k-2} M, (V_{k-3} M; V_{k+3} M)$ $V_k S, V_{k-1} S, V_{k-2} S,$

ϕ	1					0				
τ	2	1	0	-1	-2	2	1	0	-1	-2
V_s	$V_{k+1} L$	$V_k M$	$V_k S$	$V_{k-1} M$	$V_{k-1} L$	$V_{k+2} L$	$V_{k+2} M$	V_Z	$V_{k-2} M$	$V_{k-2} L$

Tableau IV.4 : La stratégie de la commande DTC appliquée à la MSDE alimentée par onduleur trois niveaux

IV.2.7 Elaboration de la table de commutation

L'élaboration de la table de vérité est basée sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\phi$ et ΔC_e , selon la position du vecteur de flux statorique dans le plan complexe

Si en divisant le plan complexe en douze secteurs angulaires ($N=1,\dots,12$) ou le premier s'étend de 0° à 30° . Selon la figure (IV.4). On peut permettre de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi$ et ΔC_e suivant la logique du comportement de flux et de couple vis à vis de l'application d'un vecteur de tension statorique la Table est donnée par :

La lettre N ($N=1,\dots,12$), indique le secteur, qui est déterminé par la position du flux statorique.

τ, ϕ sont respectivement correcteur à hystérésis du couple et du flux statorique de chaque étoile

N	$\tau=-2$		$\tau=-1$		$\tau=0$		$\tau=1$		$\tau=2$	
	$\phi=1$	$\phi=0$	$\phi=1$	$\phi=0$	$\phi=1$	$\phi=0$	$\phi=1$	$\phi=0$	$\phi=1$	$\phi=0$
1	V6L	V5L	V6M	V5M	V1S	Vz	V2M	V3M	V2L	V3L
2	V 1L	V 6L	V1M	V6M	V2S		V3M	V4M	V 3L	V 4L
3	V 2L	V 1L	V2M	V1M	V3S		V4M	V5M	V 4L	V 5L
4	V 3L	V 2L	V3M	V2M	V4S		V5M	V6M	V 5L	V 6L
5	V 4L	V 3L	V4M	V3M	V5S		V6M	V1M	V 6L	V 1L
6	V 5L	V 4L	V5M	V4M	V6S		V1M	V2M	V 1L	V 2L

Table IV.5 : Tableau de commutation de Premier étoile

IV.2.8 Elaboration des tables de commutation sur douze secteurs

L'élaboration des tables de commutation sur douze secteur, fait une bonne localisation de vecteur flux dans le plan complexe .Le premier s'étend de 0° à 30° , est résumé dans les deux tableaux suivants

N	$\tau=-2$		$\tau=-1$		$\tau=0$		$\tau=1$		$\tau=2$	
	$\phi=1$	$\phi=0$	$\phi=1$	$\phi=0$	$\phi=1$	$\phi=1$	$\phi=0$	$\phi=1$	$\phi=0$	$k\phi=0$
1	V6L	V5L	V6M	V5M	V1S	Vz	V2M	V3M	V2L	V3L
2	V 1L	V6L	V1M	V6M	V2S		V3M	V4M	V3L	V 4L
3	V 1L	V 6L	V1M	V6M	V2S		V3M	V4M	V 3L	V 4L
4	V 2L	V 1L	V2M	V1M	V3S		V4M	V5M	V 4L	V 5L
5	V 2L	V 1L	V2M	V1M	V3S		V4M	V5M	V 4L	V 5L
6	V 3L	V 2L	V3M	V2M	V4S		V5M	V6M	V 5L	V 6L
7	V 3L	V 2L	V3M	V2M	V4S		V5M	V6M	V 5L	V 6L
8	V 4L	V 3L	V4M	V3M	V5S		V6M	V1M	V 6L	V 1L
9	V 4L	V 3L	V4M	V3M	V5S		V6M	V1M	V 6L	V 1L
10	V 5L	V 4L	V5M	V4M	V6S		V1M	V2M	V 1L	V 2L
11	V 5L	V 4L	V5M	V4M	V6S		V1M	V2M	V 1L	V 2L
12	V 6L	V 5L	V6M	V5M	V1S		V2M	V3M	V 2L	V 3L

Tableau IV. La table de commutation du premier étoile

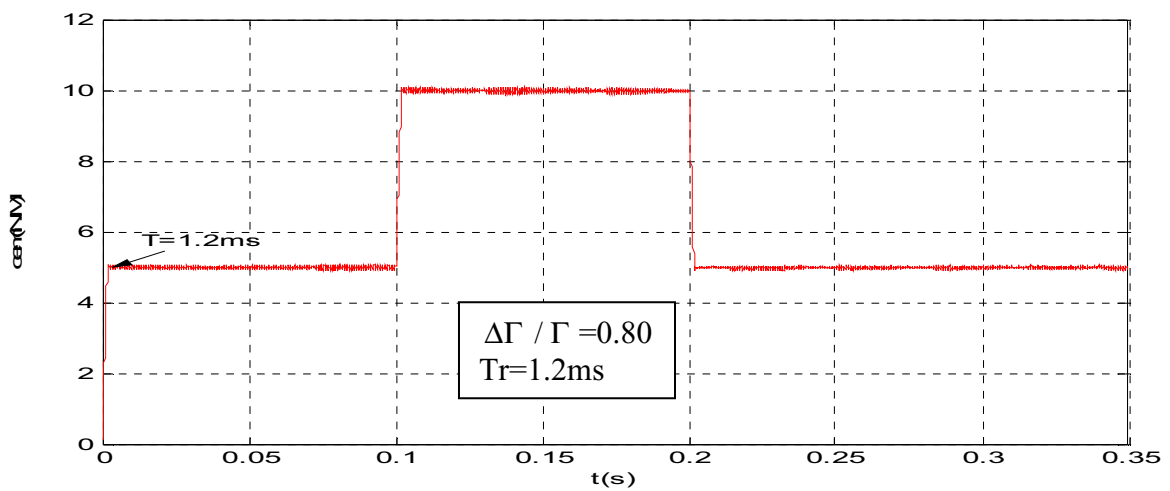
N	$\tau=-2$		$\tau=-1$		$\tau=0$		$\tau=1$		$\tau=2$	
	$\phi=1$	$\phi=0$	$\phi=1$	$\phi=0$	$\phi=1$	$\phi=1$	$\phi=0$	$\phi=1$	$\phi=0$	$\phi=1$
1	V 6L	V 5L	V6M	V5M	V1S	Vz	V2M	V3M	V 2L	V 3L
2	V6L	V5L	V6M	V5M	V1S		V2M	V3M	V2L	V3L
3	V 1L	V6L	V1M	V6M	V2S		V3M	V4M	V3L	V 4L
4	V 1L	V 6L	V1M	V6M	V2S		V3M	V4M	V 3L	V 4L
5	V 2L	V 1L	V2M	V1M	V3S		V4M	V5M	V 4L	V 5L
6	V 2L	V 1L	V2M	V1M	V3S		V4M	V5M	V 4L	V 5L
7	V 3L	V 2L	V3M	V2M	V4S		V5M	V6M	V 5L	V 6L
8	V 3L	V 2L	V3M	V2M	V4S		V5M	V6M	V 5L	V 6L
9	V 4L	V 3L	V4M	V3M	V5S		V6M	V1M	V 6L	V 1L
10	V 4L	V 3L	V4M	V3M	V5S		V6M	V1M	V 6L	V 1L
11	V 5L	V 4L	V5M	V4M	V6S		V1M	V2M	V 1L	V 2L
12	V 5L	V 4L	V5M	V4M	V6S		V1M	V2M	V 1L	V 2L

Table .IV. La table de commutation de deuxième étoile

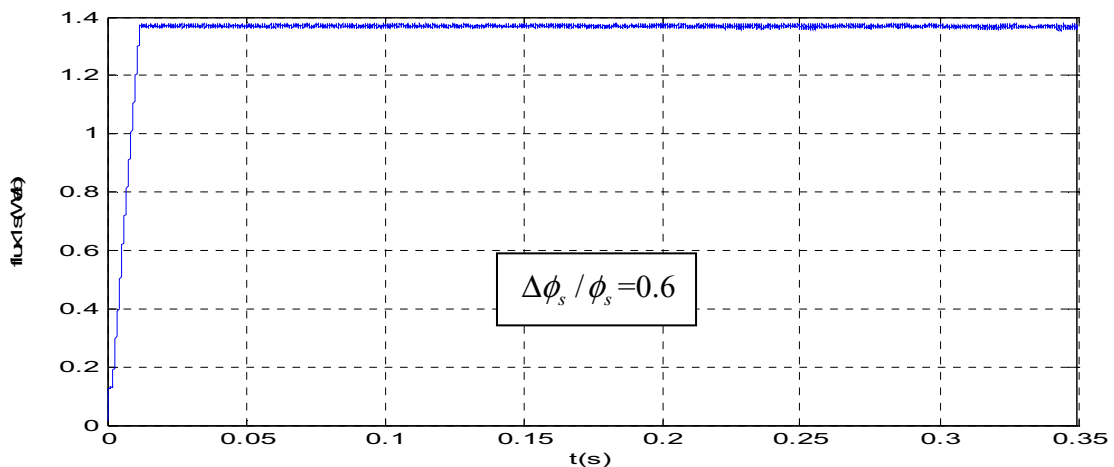
IV.3 LES RESULTATS DE SIMULATION :

La figure IV.4 montre les performances de la DTC appliquée a la MSDE alimentée par deux onduleurs trois niveaux, on constate que le flux et couple suivent parfaitement leurs références et que le couplage entre la flux et couple très satisfaisant

-Le couple de référence est donné par ($0 < t < 0.1$ CEM=5, $0.1 < t < 0.2$ CEM=10, $0 < t < 0.1$ - CEM=5)



La Réponse du couple



La Réponse Le flux d'une étoile de la MSDE

La figure IV.4 les résultats de simulation

IV.4 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons expliqué de façon générale l'élaboration du DTC appliquée à la MSDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux. Après un choix judicieux des comparateurs à hystérésis on a établi les tables de commutation

Les résultats de simulation montrent que Le couple électromagnétique obtenu dans la commande DTC appliquée à la MSDE alimentée par deux onduleurs à deux niveaux subit des fluctuations considérables, par contre dans le cas de l'alimentation par deux onduleurs à trois niveaux de type NPC les fluctuations du couple manifestées sont très réduites.

La structure des onduleurs à trois niveaux est la plus adaptée, par rapport à la structure à deux niveaux dans les applications de fortes puissances, du fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux de distorsion harmoniques nettement inférieur.



CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Le travail réalisé, dans le cadre de cette thèse, a permis de développer une structure de contrôle appelée commande directe du couple comme étant une solution alternative à la commande vectorielle, et la commande sans capteur

Le premier chapitre a été consacré à la présentation et la modélisation mathématique de machine synchrone double étoile en vue d'une alimentation idéale. En utilisant la transformation qui mène vers le repère d^+, q^+, d^-, q^- a permis de simplifier et d'éliminer la complexité du modèle dans le repère $\alpha^+, \beta^+, \alpha^-, \beta^-$, en vue de sa commande.

Le second chapitre a été consacré à l'étude de l'alimentation de la machine par les deux types d'onduleurs de tension à deux niveaux et à trois niveaux, et aux problèmes liés à l'association onduleur-MSDE.

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

Dans la première partie, nous avons étudié toutes les stratégies de la DTC classique. Et dans la deuxième partie, les stratégies de la DTC modifié en utilisant des correcteurs à deux et à trois bandes, suivie des résultats de simulation et une comparaison des différentes stratégies, et enfin un réglage de vitesse par un correcteur PI de la meilleur stratégie.

Dans le quatrième chapitre, nous avons présenté la commande directe du couple de la machine synchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux, par une technique différente de la commande suivie par des résultats de simulation en boucle ouverte.

En fin, pour développer et d'améliorer cette technique de commande, on suggère :

D'agir sur la structure, en étudiant et en utilisant des techniques intelligentes telles que la logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques.

D'agir sur l'électronique de puissance en utilisant des onduleurs à 5, 7 niveaux.

D'agir sur la machine en utilisant des machines polyphasées tel que la machine poly-étoile.

Ainsi pour réduire les fluctuations du couple et du flux, et d'optimiser la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur en modifiant les tables de vérité de commutation de la commande directe du couple,

D'autre part, une réalisation d'une plate forme expérimentale en utilisant soit des cartes DSP très performantes ou des circuits intègres spécifiques (FPGA, ASIC,).



ANNEXE

ANNEXE

Les paramètres de la machine synchrone double étoile sont :

- Puissance nominale $P_n = 5kW$
- Tension nominale $V_n = 230V$
- Résistance d'une phase statorique $R_s = 2.35\Omega$
- Résistance rotorique $R_r = 30.3\Omega$
- Inductance sur l'axe d $L_d = 0.1961H$
- Mutuele sur l'axe d $M_d = 0.185H$
- Inductances sur l'axe q $L_q = 0.1105H$
- Mutuele sur l'axe q $M_q = 0.1005H$
- Inductace rotorique $L_f = 15H$
- Mutuele (stator-rotor) $M_{fd} = 1.518H$
- Courant d'excitation $i_f = 1A$
- Moment d'inertie $j = 0.05N.m.s^2 / rad$
- Coefficient de frottement $f_r = 0.001N.s / rad$
- Nombre de paire de pôle $p = 1$
- Déphasage entre les deux étoiles $\gamma = 30^\circ$
- Facteur de puissance $\cos(\varphi) = 0.8$



BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPGHIE

- [AME 03] : A.AMEUR « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimant permanent »Thèses de Magistère, Université de Batna.
- [MER 03]: M. F. Benkhoris, M. Merabtene , F. Meibody, T.B. Davat, E. Semail «Approches de modélisation de la machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs de tension en vue de la commande » Université De Nancy, RS- RIGF, Volume 6 - n' 5-6/2003, pages 579-608.
- [HAD 01]: D. HADIOUCHE«Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure» Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy, 2001.
- [LIPO 80]: T.A LIPO « A d-q model for six phase induction machines », ICEM 80, p.860-867, sept 1980, Athens.
- [D 3176] : H. FOCH, F.FOREST«Onduleurs de tension Structures. Principes. Applications » Technique d'ingénieur.
- [GAY 00] : G. Gay, C. Gay « Actionneurs électrique, modèles et commande »édition 2000.
- [OMA01] : M.Omar, G.Rabah«Commande vectorielle de la machine synchrone » ,Thèse d'ingénieur, ENP, 2001.
- [RAZ 00] : H. Razik, D. Hadiouche, A. Rezzoug « Modelling of a Double Star Induction Motor for Space Vector PWM Control » Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy G.R.E.E.N. - CNRS UPRES-A 7037Université H. Poincaré, B.P. 239, 54506 Vandoeuvre-lès-Nancy, Cedex, France
- [ALI 06] : S.Ali «Commande par Régulateurs IP et par Mode de Glissement d'une Machine Synchrone à Double Etoile » Magister En Automatique Option : Commande et Conduites des Systèmes d'Energie Electriques Ecole Nationale Polytechnique ; pages 23-27
- [BRA]: G. Brando, A.del Pizzo,S.Nocerino and R.Rizzo «direct torque control with variable duty-cycle in induction motor drivers using 3-level inverters », member IEEE
- [MOK 06] : B. MOKHTARI «Réduction des Fluctuations du Couple Electromagnétique d'un MSAP Commandé par DTC à Sélecteur Neuronal par l'utilisation d'un Onduleur triphasé NPC à 3 Niveaux » Université Amar Thelidji, Laboratoire des matériaux, Département de Génie Electrique, Laghouat

BIBLIOGRAPGHIE

- [FOR 03] : B.FORNEL «Machines asynchrones : commande par contrôle direct de couple»Techniques de l'ingénieur D3623, 2003.
- [RAB 06] : RABAH, RAHMOUNI «Estimateur robuste de la résistance statorique : application à la MSAP commandée par DTC»PFE2006 Médéa.
- [BEN 06] : BENTOUATI «DTC par logique floue avec observateur robuste : Application à la MSAP» thèse de magister 2006 Médéa.
- [YAN 06] : H .YANTOUR, J.SAADI, A.KHOUMSI «Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone (DTC) » 6e Conférence Francophone de Modélisation et Simulation – MOSIM'06 – du 3 au 5 avril 2006 –Rabat – Maroc.
- [AIS 05] : A.AISSA «Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une MSAP dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants»Thèse de magister d Université de Batna, 2005.
- [BAD 05] : A. BADI «commande de vitesse et de position de la MSAP par logique floue basé sur la commande directe du couple»Projet de fin d'études, centre université YAHIA FERES de Médéa, 2005
- [MAH 07] : Pr. M.O. MAHMOUDI « support de cours de 5ème année électrotechnique du module 'commande des machines électriques' » ENP, Alger, Algérie
A.H MOUALDIA«Commande vectorielle de la machine synchrone à double étoile alimentée en tension» Magister 2006 Médéa
- [MOU 06] : A.H MOUALDIA«Commande vectorielle de la machine synchrone à double étoile alimentée en tension» Magister 2006 Médéa
- [BOJ 05] : R. Bojoi, F. Farina, G. Griva, F. Profumo «Direct Torque Control for Dual Three- Phase Induction Motor Drives»IEEE Transactions on industry applications, VOL. 41, N° 6, NOVEMBER/DECEMBER 2005
- [HAD 00]: D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, «Study and Simulation of Space Vector PWM Control of Double-Star Induction Motors» IEEE Transactions on industry applications, pp 42-47, 2000.