N° d'ordre : 04/2008-M/EL

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene
Faculté d'Electronique et Informatique

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de MAGISTER
EN : ELECTRONIQUE
Spécialité : Systèmes Electroénergétiques

Par : **RAFA Souad**

Thème :

Étude Comparative entre la Commande Vectorielle et la Commande Directe de Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents

Soutenu publiquement le **29 Novembre 2008**, devant le jury composé de:

Mr	**M.O. MAHMOUDI**	Professeur	ENP-ALGER	Président
Mr	**H. ZEROUG**	Maître de Conférences	USTHB-ALGER	Directeur de Mémoire
Mr	**L. REFFOUFI**	Professeur	U-BOUMERDES	Examinateur
M^{elle}	**L. BARAZANE**	Maître de Conférences	USTHB-ALGER	Examinateur
Mr	**A.LARABI**	Maître de Conférences	USTHB-ALGER	Invité

A toute ma famille
A tout mes amis

Remerciement

*M*es remerciements vont tout premièrement, le bon Dieu, qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse continuer ce travail.

*J*e remercie Monsieur ZEROUG Hocine Maître de conférence à l'USTHB pour avoir accepté d'être le directeur de ce mémoire.

*J*e tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur M.O. MAHMOUDI, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de soutenance.

*M*es remerciements vont particulièrement, et à qui j'exprime ma gratitude et ma reconnaissance aux membres de jury, d'avoir accepter de participer aux jury et d'en faire le rapport scientifique: Mr L. REFFOUFI, Professeur à l'université de BOUMERDES et M^{elle} L. BARAZANE, Maître de Conférences à l'USTHB.

*J*e tiens à remercier aussi Monsieur A.LARABI Maître de Conférences à l'USTHB pour avoir fait l'honneur d'accepter pour être mon invité à l'examen de ce mémoire.

*J*e voudrais vivement remercier mes amis Hocine Lila, Boudjit Kamel, Belguerras Lamia, Saidi Khadija, Tadrist Nadia avec qui j'ai toujours partagé les moments d'inquiétude et ceux de joie.

*J*e voudrais associer à ces remerciements toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Sommaire

Sommaire

Notation
Introduction générale **01**

Chapitre I : La commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents.

I.1. Introduction. 03
I.2. Généralités sur les machines à aimants permanents. 04
I.2.1. Principe de fonctionnement des machines synchrones à aimants permanents. 04
I.2.2. Différentes types des Machines Synchrones à Aimants Permanents. 04
I.2.3. Principe de l'autopilotage des machines synchrones. 05
I.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. 06
I.3.1. Structure de la machine synchrone à aimants permanents. 06
I.3.2. Les Hypothèses simplificatrices. 06
I.3.3. Les équations électriques de la MSAP. 07
I.3.4. Transformation de Concordia. 08
I.3.5. Transformation de Park. 08
I.3.6. Modèle de la MSAP dans le repère de Park. 09
I.3.6.1. Equations des tensions. 09
I.3.6.2. Equations des flux. 10
I.3.6.3. Equation mécanique. 10
I.3.6.4. Le couple électromagnétique. 10
I.3.7. Modélisation de la MSAP sous Matlab/Simulink. 10
I.4. Modélisation de l'alimentation de la MSAP. 11
I.4.1. Modélisation du redresseur. 12
I.4.2. Modélisation du filtre. 13
I.4.3. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé. 14
I.5. La modulation vectorielle. 16
I.5.1. Principe de la modulation vectorielle. 16
I.5.2. Algorithme de la modulation vectorielle. 18
I.6. La commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents. 24
I.6.1. Principe de la commande vectorielle. 24
I.6.2. La Commande Vectorielle avec découplage de la régulation des courants par Compensation. 24
I.6.3. Synthèse des régulateurs. 26
I.6.3.1. Régulateurs des courants. 26
I.6.3.2. Régulateur de vitesse. 27
I.6.4. Modèle et résultats de simulation de la Commande vectorielle de la MSAP sous Matlab/Simulink. 28
I.6.5. Modèle et résultats de simulation de l'association MSAP -Onduleur deux niveaux à modulation vectorielle sous Matlab/Simulink. 32
I.7. Conclusion. 35

Chapitre II : La commande directe de couple de la machine synchrone à aimants permanents.

II.1. Introduction. 36
II.2. Principes généraux sur la commande direct de couple. 37
II.2.1. Stratégie de commande directe de couple et de flux. 37
II.2.2. Contrôle du vecteur de flux statorique. 37
II.2.3. contrôle du couple électromagnétique. 39
II.2.4. Sélection du vecteur de tension. 39
II.3. Structure de commande directe du couple de la MSAP. 40
II.3.1. Estimation du flux statorique. 41
II.3.2. Détermination de secteur. 42
II.3.3. Elaboration du correcteur de flux. 43
II.3.4. Estimation du couple. 44
II.3.5. Elaboration du correcteur de couple. 44
II.3.6. Stratégies de commutation dans la commande directe du couple. 45
II.3.7. Elaboration des tables de commutation. 46
II.4. Modèle de la DTC sous Matlab/Simulink. 48
II.5. Les résultats de simulation. 48
II.5.1. l'influence de la fréquence d'échantillonnage. 49
II.5.2. l'effet de la bande d'hystérésis. 53
II.5.3. l'influence des tables de commutation. 57
II.5.4. Essai en appliquant la cinquième stratégie (démarrage à vide avec application d'une charge de 0.5 Nm à t=0.15s). 62
II.5.5. Essai inversion de sens de rotation. 62
II.5.6. Influence de la variation de la résistance statorique sur la DTC. 65
II.6. Commande directe de couple sans capteur mécanique de la MSAP à base d'estimateur. 67
II.7. Conclusion. 71

Chapitre III : La Comparaison entre les performances de la commande directe de couple et la commande vectorielle de la MSAP.

III.1. Introduction. 72
III.2. Identification des techniques d'alimentation et de commande à comparer. 72
III.3. Etablissement des critères de comparaison. 73
III.4. Les résultats de simulation. 74
III.5. La comparaison entre la DTC et VC. 85
III.6. Une nouvelle commande directe de couple basée sur la modulation vectorielle. 86
III.6.1. Principe de la commande DTC-SVM. 86
III.6.2. Modèle de la DTC-SVM sous Matlab/Simulink. 88
III.6.3. Résultats de simulation. 89
III.6.4. La comparaison entre la DTC-SVM et la DTC classique. 92
III.6.5. La commande DTC-SVM sans capteur mécanique. 97
III.7. Etude comparative entre les différentes techniques étudiées. 97
III.8. Conclusion. 98

Chapitre IV : Implémentation de la commande directe de couple et la commande vectorielle de la MSAP.

IV.1. Introduction. 99
IV.2. Le dispositif expérimentale. 99
IV.3. Modèle de la commande vectorielle (VC) à implémenter sur le DSP TMS320F2812. 100
IV.3.1. Outil de développement CC Studio. 102
IV.3.2. La modulation vectorielle. 103
IV.4. Modèle de la commande directe de couple à implémenter sur DSP/FPGA. 104
IV.4.1. Structure d'une description VHDL simple. 105
IV.4.2. Développement d'un programme VHDL. 106
IV.4.3. Modèle VHDL de la table de commutation. 107
IV.4.3.1. Recherche et l'affichage du secteur. 107
IV.4.3.2. Elaboration du correcteur de couple à hystérésis à trois niveaux. 108
IV.4.3.3. Elaboration de la table de commutation. 109
IV.4.3.4. Implémentation du programme dans le kit FPGA. 111
IV.5. Conclusion. 113

Conclusion générale **114**

Références bibliographiques

Annexe1
Annexe2

Notation

Notation

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
DTC	Direct Torque Control.
VC	Vector Control.
SVM	Space Vector Modulation.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
THD	Total Harmonic Distortion
DSP	Digital Signal Processor.
FPGA	Field Programmable Gate Array.
VHDL	Very High Scale of Integration Hardware Description Language
P	Nombre de paires de pôles.
R_s	Résistance statorique.
L_d	Inductance longitudinale.
L_q	Inductance transversale.
Φ_f	Flux d'un aimant.
U	Tension continue.
V_d	Tension statorique instantanée dans l'axe d.
V_q	Tension statorique instantanée dans l'axe q.
i_d	Courant statorique instantané dans l'axe d.
i_q	Courant statorique instantané dans l'axe q.
V_α	Tension statorique instantanée dans l'axe α.
V_β	Tension statorique instantanée dans l'axe β.
i_α	Courant statorique instantané dans l'axe α
i_β	Courant statorique instantané dans l'axe β.
Φ_d	Flux statorique instantané dans l'axe d.

Φ_q	Flux statorique instantané dans l'axe q.
Φ_α	Flux statorique instantané dans l'axe α.
Φ_β	Flux statorique instantané dans l'axe β.
J	Moment d'inertie du moteur.
Ω	Vitesse mécanique.
f_r	Coefficient de frottement visqueux.
C_{em}	Couple électromagnétique délivré par le moteur.
C_r	Couple résistant, ou de charge.
ω_r	Vitesse électrique.
ω_s	Vitesse de rotation de flux statorique.
γ	L'angle de charge.
θ_s	La position de flux statorique.
θ_r	La position de rotor.
T_e	Période d'échantillonnage.
ΔC_e	La largeur de la bande d'hystérésis de couple.
$\Delta\Phi_s$	La largeur de la bande d'hystérésis de flux.
t_r	Temps de réponse.
τ	Taux d'harmonique de couple.
C_{emax}	Couple électromagnétique maximale.
C_{emin}	Couple électromagnétique minimale.
C_{emoy}	Couple électromagnétique moyen.
V_1	La tension fondamentale.
$\hat{C}_{em}$	Le couple électromagnétique estimé.
$\hat{\Phi}_s$	Le flux estimé.
$\hat{\theta}_r$	La position estimée.
$\hat{\omega}_r$	La vitesse estimée.

Introduction Générale

Introduction Générale

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus exploités comparativement aux moteurs conventionnels. Ils sont caractérisés par une puissance massique élevée et un rapport de couple par ampère important. Ainsi, ils répondent mieux aux exigences des applications industrielles où de hautes performances statiques et dynamiques sont recherchées. Les domaines d'application des machines synchrones sont multiples (servo, pompes, traction électrique, entraînement des machines-outils, compresseurs).

Le progrès de l'électronique numérique et le développement des composants de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commandes performantes.

D'innombrables travaux ont été réalisés pour appliquer ces commandes à la machine synchrone à aimants permanents. Parmi ces commandes, on note la commande vectorielle qui est apparue dans les années 70. Depuis, cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines outils, la traction électrique. Cependant, cette technique présente des limitations vis-à-vis de certaines applications où des hautes performances et de fiabilité sont exigées. Ceci a conduit à la recherche de nouvelles techniques.

Par la suite, une nouvelle technique de commande des moteurs à induction a été développée et présentée par I. Takahashi en tant que commande directe de couple (DTC). Son application pour les moteurs synchrones à aimants permanents a été proposée par Zolghadri et Rahman dans les années 90.

Ces commandes sont distinguées par leur mode d'application où les paramètres de commande doivent être judicieusement s'adopter aux différents types de charges d'une part et par leurs performances en vitesse et en couple d'autre part. Par conséquent, le choix d'une commande par rapport à l'autre reste difficile à établir.

Plusieurs travaux sur la commande vectorielle et la commande directe de couple ont été effectués depuis les 30 dernières années. Cependant, peu d'entre aux ont fait l'objet d'une étude comparative de point de vue performances.

Le travail présenté consiste à effectuer une comparaison entre les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle utilisant la modulation vectorielle (VC) et la commande directe de couple (DTC).

Ce travail se présentera en quatre chapitres :

Nous présentons dans le premier chapitre quelques généralités sur la machine synchrone à aimants permanents et leur modélisation en l'associant à avec un convertisseur statique. Puis nous introduisons le principe de la modulation vectorielle ainsi que leur modèle sous Matlab /Simulink, ensuite nous présentons le principe de la commande vectorielle et l'algorithme de contrôle de la MSAP en maintenant la composante de courant direct nul.

Dans le deuxième chapitre, nous établissons le modèle de la commande directe de couple en boucle fermée appliquée à la MSAP en utilisant les différentes stratégies de commutation et en faisant apparaître l'influence de divers paramètres sur le contrôle. Puis nous nous s'intéressons à la commande directe de couple sans capteur mécanique à base d'estimateur.

Dans le troisième chapitre nous effectuons une comparaison entre les performances de la commande directe de couple et la commande vectorielle sur des critères bien définies.

Ensuite, nous établissons un modèle de la commande directe de couple qui est basée sur l'utilisation des contrôleurs PI associé à la technique SVM pour l'amélioration des performances de la DTC classique.

Dans le quatrième chapitre, nous proposons un modèle de la commande vectorielle à implémenter sur le DSP TMS320F2812 et un modèle pour la commande directe de couple à implémenter sur une architecteur mixte DSP TMS320F2812-FPGA SPARTAN-3.

Finalement une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce présent travail.

Chapitre I
La commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

Chapitre I

La commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

I.1. Introduction :

Parmi tous les types des machines électriques, la machine qui répond le mieux aux exigences liées aux systèmes d'actionnement est la machine à courant continu. Dans ce type de machine le courant d'induit produit le couple et le courant d'induction engendre le flux. Il est alors facile de réaliser une commande du couple et du flux de la machine de manière indépendante et précise, et d'assurer des réponses dynamiques excellentes.

Cependant, cette machine présente des inconvénients dû au système balais- collecteurs ce qui l'empêche d'être utilisée dans des milieux explosifs et corrosifs. Par conséquence, les chercheurs sont orientées vers l'étude de nouveaux variateurs de vitesse équipés de la machine à courant alternatif alimentée par des convertisseurs statiques. La difficulté de commander une telle machine réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre ses variables internes.

Afin d'obtenir les performances souhaitées, la stratégie de commande des machines à courant alternatif consiste souvent à rendre le comportement électromécanique similaire à celui d'une machine à courant continu, cette similitude est réalisée par l'application de la commande vectorielle. Les performances de cette commande dépendent en grande partie des caractéristiques dynamiques et statiques de l'onduleur qui lui est associé. Le développement de la Modulation de Largeur d'Impulsion a apporté une plus grande souplesse dans le contrôle des convertisseurs. Parmi les variantes de la MLI, la plus en vue ces derniers temps essentiellement dans la conduite des machines à courant alternatif, la commande dite modulation vectorielle ou Space Vector Modulation (SVM).

Dans ce chapitre, nous analysons la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) associée à un onduleur de tension à Modulation Vectorielle. Nous présentons quelques généralités sur la machine synchrone à aimants permanents et son modèle en l'associée à un convertisseur statique. Puis nous introduirons le principe de la modulation vectorielle, ensuite nous présentons le principe de la commande vectorielle et l'algorithme de contrôle de la MSAP en maintenant la composante id nul.

I.2. Généralités sur les machines à aimants permanents :

L'électrotechnique moderne a été bouleversée par l'apparition des aimants à terres rares. Ces aimants permettent une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance, d'avoir des couples volumiques et massiques élevés et ils autorisent des courants statoriques élevés [REK 91], [REK 93], [BOUC 97]. Leur induction rémanente et leur champ coercitif plus élevés que celui des aimants à alliages métalliques permettent la réalisation des machines synchrones à aimants permanents très performantes. En effet la puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant [IBT 93]. Cette densité est cinq à six fois plus importante dans les aimants à terre rare que dans les aimants à ferrites et trois fois plus importante que dans les aimants métalliques [LAC 89].

I.2.1. Principe de fonctionnement des machines synchrones à aimants permanents :

Le moteur synchrone comporte, tout comme la machine asynchrone, un stator bobiné dont l'alimentation donne naissance à une force magnétomotrice de composante fondamentale tournant à la vitesse angulaire. Le rotor ou la roue polaire dont le nombre de pôles est égal à celui du stator, est excité par un bobinage parcouru par un courant continu ou par des aimants pour produire une force magnétomotrice dite d'excitation. Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par des aimants.

D'autre part, chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Les forces magnétomotrices créées par chacun des trois enroulements sont déphasées spécialement d'un angle électrique. En alimentant ces enroulements par des courants triphasés, on crée un champ tournant circulaire. L'interaction de flux rotorique avec le courant statorique va crée un couple permettant la rotation de la machine.

I.2.2. Différentes types des Machines Synchrones à Aimants Permanents :

L'excitation des machines synchrone à aimants permanents est assurée en fonction de la manière dont les aimants sont placés. D'où, on distingue deux structures:

- L'une avec pièces polaires (APP) : Les aimants sont placés sur les noyaux polaires (machines à pôles saillants) ; dans ce cas l'induction dans l'entrefer peut être différente de celle de l'aiment [BOUZ 95].

- L'autre sans pièces polaires (SPP) : les aimants sont disposés sur la périphérie du rotor (machines à pôles lisses) ; de ce fait l'induction dans l'entrefer est égale à celle de l'aimant [BOUZ 95].

La différence entre ces deux structures réside dans le fait que les inductances synchrones ont des valeurs sensiblement moins élevées et que les ondulations sont moins importantes pour des machines sans pièces polaires que celle à pièces polaires.

I.2.3. Principe de l'autopilotage des machines synchrones :

Les machines synchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées à fréquence variable. Pour faire varier cette vitesse, il existe deux procédés :

- La fréquence est délivrée par un dispositif (convertisseur de fréquence) dont la commande est indépendante du moteur ; la machine fonctionne alors en boucle ouverte. Ce mode de fonctionnement direct présente de grands risques d'instabilité ainsi la machine décroche dans le cas où la charge devient importante [BOUH 99].
- La fréquence du convertisseur statique est asservie à la vitesse de rotation de l'arbre moteur de manière à assurer le synchronisme. Le moteur élabore lui-même, en tournant, sa fréquence d'alimentation (fonctionnement autopiloté). Cette méthode élimine tous les risques d'instabilité propre au mode d'alimentation précédent. Le fonctionnement autopiloté nécessite la détection de la position du rotor de la machine et une source d'alimentation à fréquence variable pouvant être synchronisée par rapport à une référence extérieure [BEN 99].

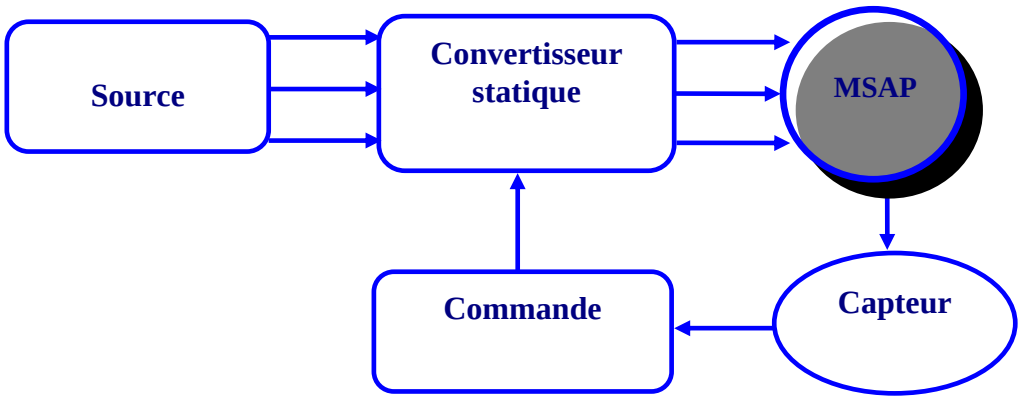


Figure I.1 : Structure générale de la boucle d'autopilotage d'une machine synchrone à aimants permanents.

I.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation qui permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et les mécanismes régissant son fonctionnement.

I.3.1. Structure de la machine synchrone à aimants permanents :

La machine utilisée dans notre étude est une machine synchrone à aimants permanents sans pièces polaires alimentée en tension à fréquence variable. La machine considérée comporte trois enroulements statoriques décalés de 120° électrique. Le rotor comporte une série d'aimants permanents qui produisent le champ principal. La structure de la machine est montrée sur la figure (I.2) :

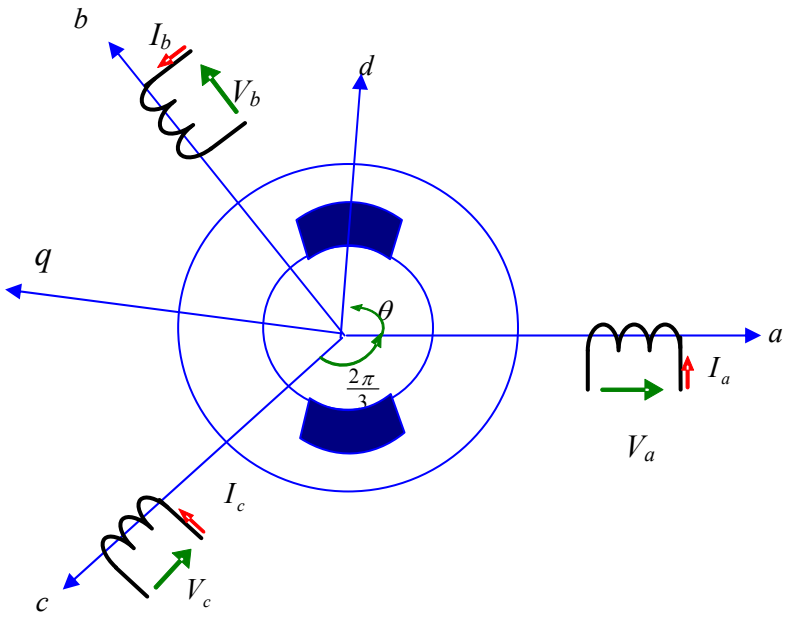


Figure I.2 : Représentation de la machine synchrone bipolaire à aimants permanents.

I.3.2. Les Hypothèses simplificatrices :

Afin de simplifier l'étude, la modélisation de la machine nécessite certaines hypothèses simplificatrices [GUY 00], [STU 00], [BAS 01] :

- Le stator est connecté en étoile, avec neutre en l'air pour annuler la composante homopolaire du courant.
- La saturation du circuit magnétique est négligée pour exprimer les flux comme des fonctions linéaires du courant.

- La distribution de la F.m.m. dans l'entrefer est sinusoïdale, les harmoniques d'espace sont négligées.
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables.
- L'effet de peau et celui de la température sur les résistances sont négligés.

I.3.3. Les équations électriques de la MSAP :

Les équations de la tension de la machine synchrone à aimants permanents dans le référentiel triphasé sont :

$$\begin{cases} V_a = R_s i_a + \dfrac{d\Phi_a}{dt} \\ V_b = R_s i_b + \dfrac{d\Phi_b}{dt} \\ V_c = R_s i_c + \dfrac{d\Phi_c}{dt} \end{cases} \qquad \text{(I.1)}$$

Ces équations sont présentées sous la forme matricielle suivante :

$$[V]_s = [R]_s [i]_s + \frac{d}{dt}[\Phi]_s \qquad \text{(I.2)}$$

Avec : $[\Phi]_s = [L][I] + [\Phi_f]$ (I.3)

$[V] = [V_a \quad V_b \quad V_c]^t$ Vecteur des tensions statoriques.

$[I] = [I_a \quad I_b \quad I_c]^t$ Vecteur des courants statoriques.

$[\Phi] = [\Phi_a \quad \Phi_b \quad \Phi_c]^t$ Vecteur des flux dans les enroulements statoriques.

R_s : résistance d'une phase d'enroulement statorique.

$[L]$: Matrice des inductances propres et mutuelles statorique qui est définie comme suit :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & -M_s & -M_s \\ -M_s & L_s & -M_s \\ -M_s & -M_s & L_s \end{bmatrix}$$

L_s : Inductance propre d'un bobinage statorique.

M_s : L'inductance mutuelle entre deux bobinages statoriques.

$[\Phi_f]$: Vecteur flux dû aux aimants permanents qui est définie comme suit :

$$[\Phi_f] = \Phi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

L'étude analytique du comportement du système est laborieuse, vu le grand nombre de variables. A cet effet, on utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations de Concordia ou de Park permettent d'obtenir un système équivalent.

I.3.4. Transformation de Concordia :

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice [*C*]. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux.

Les vecteurs x_α et x_β représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs x_a, x_b, et x_c. La transformation de Concordia est définie par :

$$[x_{abc}]=[C]\,[x_{\alpha\beta}] \tag{I.4}$$

$$[x_{\alpha\beta}]=[C]^{-1}\,[x_{abc}] \tag{I.5}$$

Où [*C*] est la matrice de transformation directe, elle est donnée par :

$$C=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{I.6}$$

La matrice de passage inverse est la transposée de la matrice [*C*], on peut écrire donc :

$$[C]_T=[C]^{-1} \tag{I.7}$$

I.3.5. Transformation de Park :

Une grande simplification peut être obtenue par transformation du système d'équation précédent tout en gardant le principe de la conservation de la puissance et des forces magnétomotrice.

De ce fait on substitue les enroulements statoriques par un enroulement biphasé équivalent. Pour cela on définit la transformation de Park qui consiste à transformer le système *(a, b, c)* à un système *(d, q)* en quadrature.

On définit la matrice de Park par :

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

Nous appliquons donc le changement de variables défini par la matrice $P(\theta)$ aux équations des tension, courant, et flux on obtient :

$$\begin{aligned}[I_{dq}] &= [P(\theta)][I_{abc}] \\ [V_{dq}] &= [P(\theta)][V_{abc}] \\ [\Phi_{dq}] &= [P(\theta)][\Phi_{abc}]\end{aligned} \qquad \text{(I.9)}$$

La matrice inverse de la matrice de park $P(\theta)$ notée $P(\theta)^{-1}$, est donnée par la matrice suivante :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \qquad \text{(I.10)}$$

I.3.6. Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park :

À un système triphasé quelconque (*a, b, c*), on associe un système biphasé (*d, q, o*) donnant le même champ tournant dans une MSAP, la figure (I.3) montre cette structure :

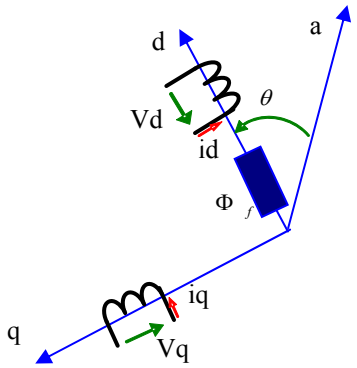


Figure I.3 : Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d, q).

I.3.6.1. Equations des tensions :

En transformant les équations statoriques en leurs nouvelles équations dans le repère *(d, q)* par l'application de la transformation de Park on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{aligned}[V_{dq}] &= [P(\theta)][V_{abc}] = [P(\theta)][R][I_{abc}] + [P(\theta)]\frac{d}{dt}[\Phi_{abc}] \\ [V_{dq}] &= [R][I_{dq}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{dq}] - [P(\theta)]\left(\frac{d}{dt}[P(\theta)^{-1}]\right)[\Phi_{dq}]\end{aligned} \qquad \text{(I.11)}$$

Alors les équations statoriques de la machine exprimées dans le référentiel de park s'écrivent :

$$\begin{cases} V_d = R.I_d + \dfrac{d}{dt}\Phi_d - \omega.\Phi_q \\ V_q = R.I_q + \dfrac{d}{dt}\Phi_q + \omega.\Phi_d \end{cases} \quad (I.12)$$

I.3.6.2. Equations des flux :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d.i_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q.i_q \end{cases} \quad (I.13)$$

I.3.6.3. Equation mécanique :

L'équation mécanique s'écrit :

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega$$
$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (I.14)$$

Avec

C_r : le couple résistant.

J : le moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble machine - charge.

f : le coefficient de frottement.

ω_r : la vitesse de rotation électrique.

I.3.6.4. Le couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3}{2}.P.\left[\left(L_d - L_q\right)I_d I_q + \Phi_f I_q\right] \quad (I.15)$$

$\Phi_f I_q$: Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôle lisses.

$\left(L_d - L_q\right).I_d.I_q$: Couple supplémentaire du à la saillance des pôles.

I.3.7. Modélisation de la MSAP sous Matlab/Simulink :

Actuellement la simulation numérique est devenue un moyen inévitable qui permet d'analyser les synthèses les plus compliquées des phénomènes physiques, elle nous permet de voir leur comportement avec beaucoup de précision.

De nos jours, il existe toute une série de logiciels, dans notre étude nous avons utilisés le logiciel « MATLAB/SIMULINK », afin de modéliser la machine synchrone à aimants permanents.

Le modèle de la MSAP sous SIMULINK est présenté sur la figure I.4 :

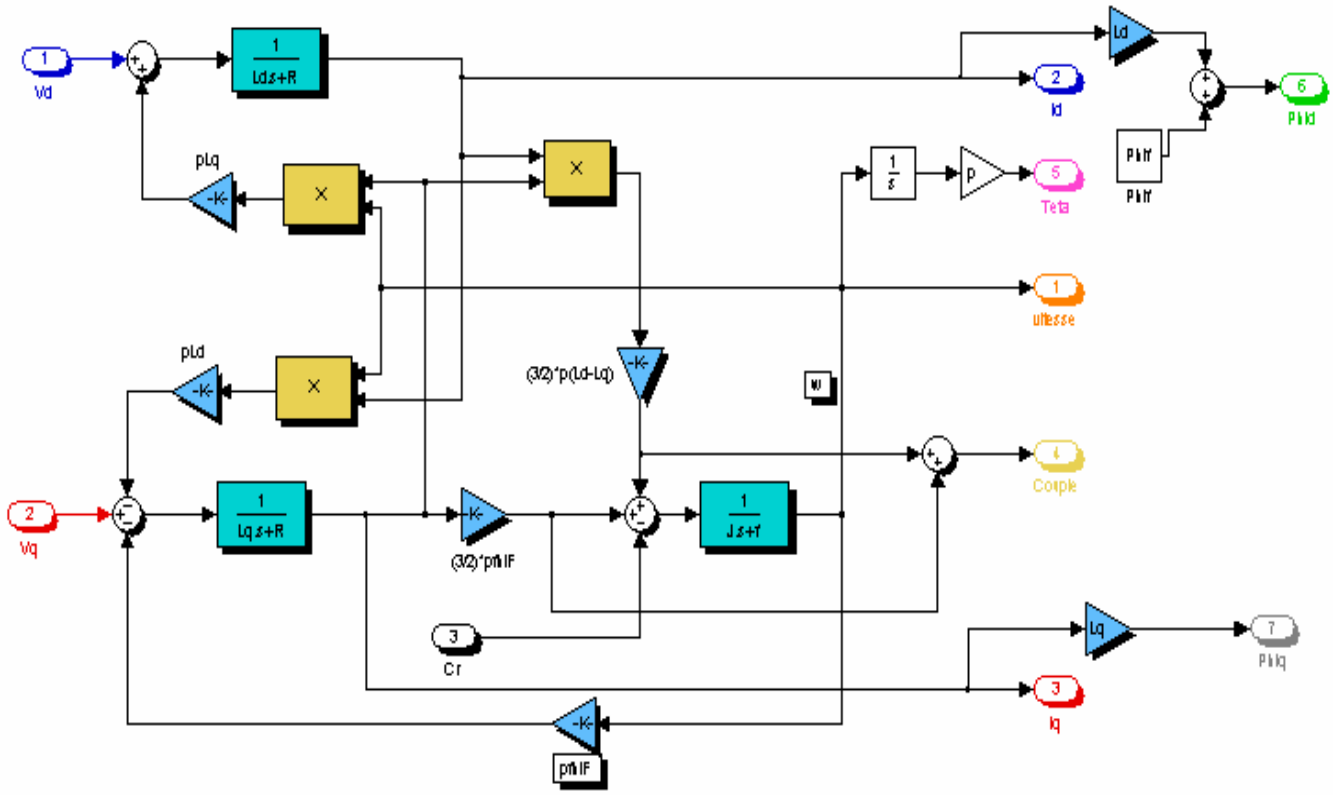


Figure I.4 : Modèle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents sous SIMULINK.

I.4. Modélisation de l'alimentation de la MSAP :

Le contrôle de couple de la machine synchrone à aimant permanent se réalise d'une manière classique par action sur la fréquence et l'amplitude de la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension à fréquence variable.

Dans cette étude le convertisseur statique se constitue de trois étages : un redresseur connecté au réseau triphasé d'alimentation, un filtre qui permet de réduire les ondulations de courant et de tension, et un onduleur qui permette d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable.

La structure générale de l'alimentation est montrée sur la figure (I.5)

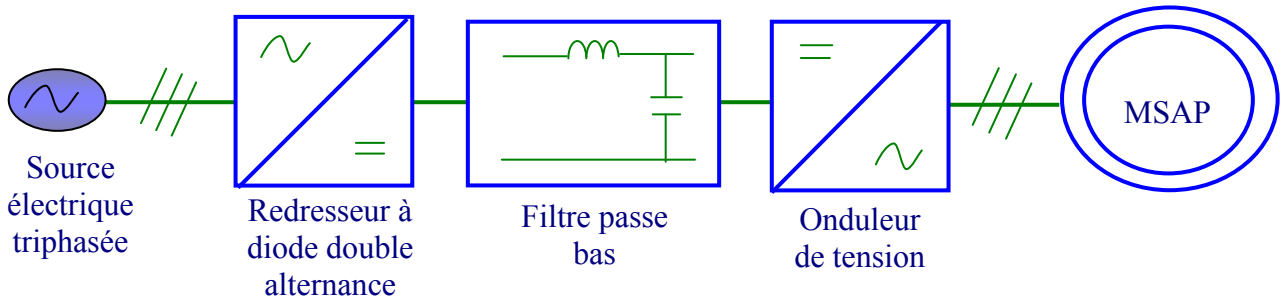


Figure I.5 : Structure générale de l'alimentation de la MSAP

I.4.1. Modélisation du redresseur :

Le schéma d'un pont redresseur est donné par la figure (I.6):

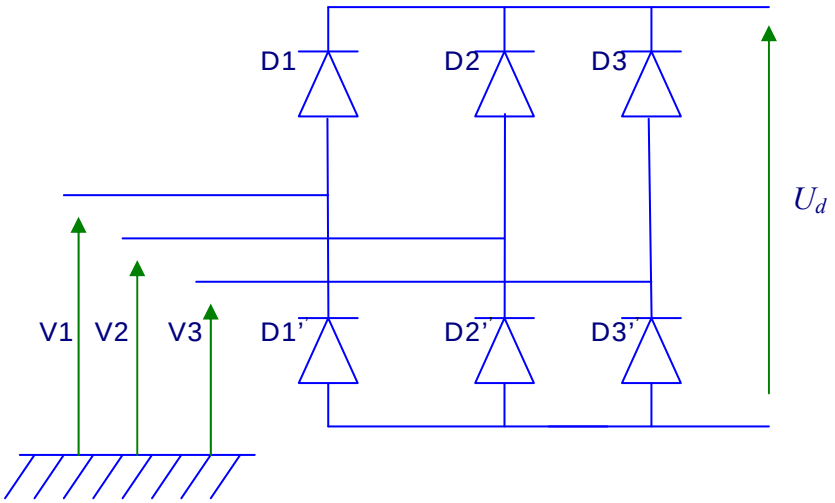


Figure I.6 : Schéma d'un pont redresseur.

Les diodes sont supposées parfaites, fonctionnant à commutation naturelle. A chaque bras du pont redresseur est associé une fonction logique de connexion D_{pj} et D_{nj} (j=*1, 2, 3*), définit comme suit:

$$D_{ij} = \begin{cases} 1 & si\ V_j \ \textit{est la plus positive.} \\ 0 & si\ V_j \ \textit{est la plus négative.} \end{cases} \qquad \text{(I.16)}$$

Avec : *i= p, n*

La tension redressée est alors donnée par :

$$U_r = \sum_{j=1}^{3} \left(D_{Pj} - D_{nj}\right) V_j \,. \qquad \text{(I.17)}$$

La valeur moyenne de la tension redressée est :

$$U_{moy} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi}\right) V_{\max} \,. \qquad \text{(I.18)}$$

I.4.2. Modélisation du filtre :

Pour diminuer les ondulations de la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur un filtre ; celui-ci est schématisé par la figure (I.7).

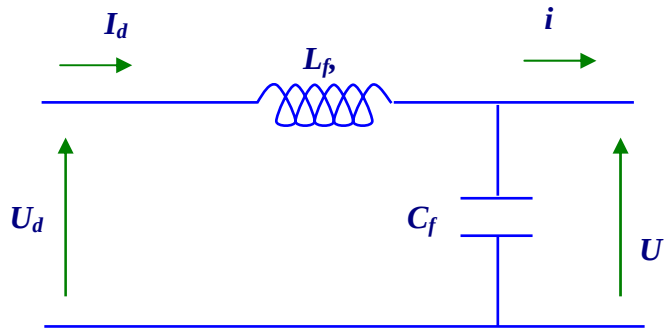


Figure I.7: Schéma du filtre.

- La capacité C_f 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 L_f permet de réduire les ondulations du courant I_d.

Les équations du filtre sont données par :

$$\begin{cases} \dfrac{di_d}{dt} = \dfrac{1}{L_f}(U_d - U) \\ \dfrac{dU}{dt} = \dfrac{1}{C_f}(i_d - i) \end{cases} \qquad \text{(I.19)}$$

Pour dimensionner le filtre, les paramètres sont choisis tels 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.

$$\omega \sqrt{L_f C_f} < 1$$

I.4.3. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé :

La figure (I.8) montre la structure d'un onduleur de tension associé à une MSAP alimentée par une source de tension continue U. Cet onduleur est composé de trois bras indépendants, 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 K4, K2 et K5, K3 et K6 doivent être contrôlés de manière complémentaire.

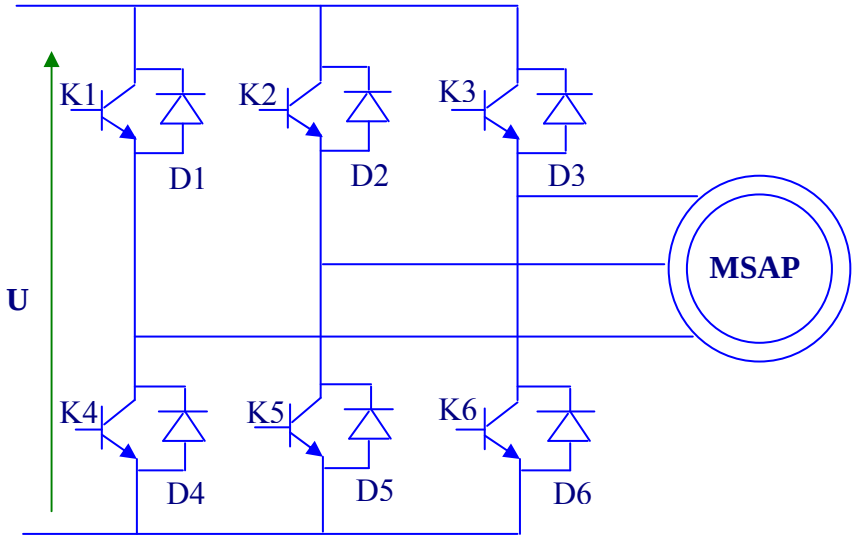


Figure I.8: Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant la MSAP.

Pour simplifier l'étude, 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.

Pour modéliser l'onduleur et simuler son fonctionnement, nous associons à chaque bras une fonction logique de connexion S_j, commandée à l'ouverture et à la fermeture par la technique MLI, telle que :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{Si l'interrupteur } K_i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{Si l'interrupteur } K_i \text{ est ouvert} \end{cases} \qquad \text{(I.20)}$$

Avec : i= (1, 2,3), j= (a, b, c)

Les tensions entre phases sont en fonction des états des interrupteurs.

$$\begin{cases} U_{ab} = (S_a - S_b).U \\ U_{bc} = (S_b - S_c).U \\ U_{ca} = (S_c - S_a).U \end{cases} \quad \text{(I.21)}$$

Le système étant équilibré :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad \text{(I.22)}$$

D'où les tensions simples sont données par :

$$\begin{cases} V_a = \dfrac{U_{ab} - U_{cb}}{3} = \dfrac{U}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \dfrac{U_{bc} - U_{ca}}{3} = \dfrac{U}{3}(2S_b - S_a - S_c) \\ V_c = \dfrac{U_{ca} - U_{bc}}{3} = \dfrac{U}{3}(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad \text{(I.23)}$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur est :

$$I = S_a.I_a + S_b.I_b + S_c.I_c \quad \text{(I.24)}$$

A partir de l'équation (I.23) on peut établir le schéma bloc suivant :

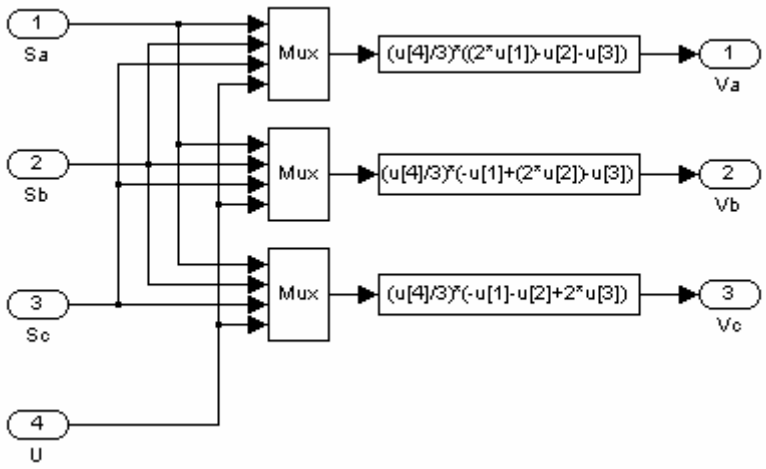


Figure I.9 : Modèle de l'onduleur sous SIMULINK.

Plusieurs méthodes ont été utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. Parmi ces méthodes on note la *M*odulation vectorielle.

I.5. La modulation vectorielle :

La modulation vectorielle (SVM) est une technique de commande par MLI de plus en plus utilisée pour générer les tensions d'alimentation des moteurs à courant alternatif. Cela est dû au fait qu'elle apporte des améliorations considérables par rapport à la MLI conventionnelle :

- ✓ D'une part, elle permet d'appliquer des tension plus importantes à la sortie de l'onduleur et donc optimise l'utilisation de ce dernier.
- ✓ D'autre part, le résidu d'harmoniques est nettement diminué, ce qui implique des pertes cuivre réduites.

La modulation vectorielle permet ainsi d'obtenir de plus grands couples à plus grandes vitesses avec un meilleur rendement [BOUS 02].

I.5.1. Principe de la modulation vectorielle :

Dans cette modulation on représente par seul vecteur V_S les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteur complémentaires [CAR 00].

Le vecteur V_S est défini par la relation suivante [RAT 05]:

$$V_s = \frac{2}{3}\left(V_a + aV_b + a^2 V_c\right) \qquad \text{avec} : a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \tag{I.25}$$

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

$$V_s = \frac{2}{3}.U.\left(S_a + a.S_b + a^2.S_c\right) \tag{I.26}$$

A partir de la combinaison des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c), le vecteur tension V_S se retrouve dans huit position fixes correspondant au huit configuration possibles des interrupteurs de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. [MER 00], [FER 04].

$$V_s = \begin{cases} \frac{2}{3}U.e^{j(m-1).\frac{\pi}{3}} & pour: m = 1,2....,6 \\ 0 & pour: m = 0,7 \end{cases} \tag{I.27}$$

La figure (I.10) montre la représentation dans le plan complexe de huit vecteurs tensions, deux entre eux sont des vecteurs nuls V_0 et V_7 [BOUL 05], [KHA 05].

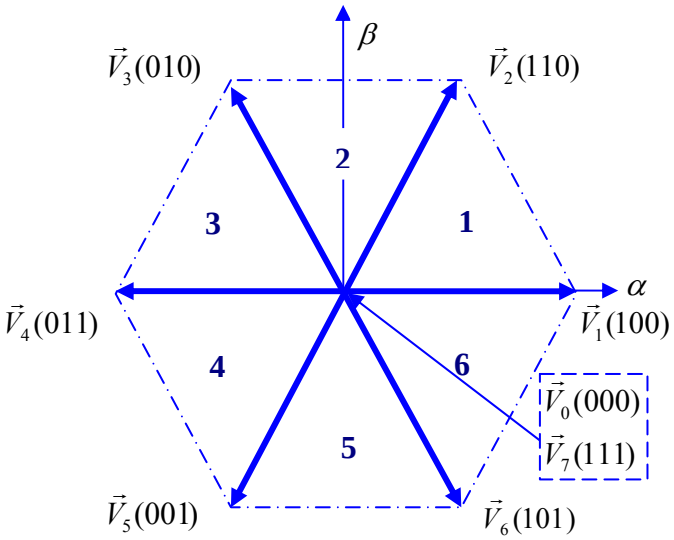


Figure I.10 : Représentation vectorielle de l'onduleur deux niveaux.

Les configurations possibles sont présentées dans le tableau suivant [SEG 95]:

Tableau I.1 : Composantes des tensions de sortie.

K_1	K_2	K_3	V_a	V_b	V_c	V_α	V_β	$\vec{V}$
0	0	0	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
1	0	0	2U/3	-U/3	-U/3	$U/\sqrt{2/3}$	0	$\vec{V}_1$
1	1	0	U/3	U/3	-2U/3	$U/\sqrt{6}$	$U/\sqrt{2}$	$\vec{V}_2$
0	1	0	-U/3	2U/3	-U/3	$-U/\sqrt{6}$	$U/\sqrt{2}$	$\vec{V}_3$
0	1	1	-2U/3	U/3	U/3	$-U/\sqrt{2/3}$	0	$\vec{V}_4$
0	0	1	-U/3	-U/3	2U/3	$-U/\sqrt{6}$	$-U/\sqrt{2}$	$\vec{V}_5$
1	0	1	U/3	-2U/3	U/3	$U/\sqrt{6}$	$-U/\sqrt{2}$	$\vec{V}_6$
1	1	1	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7$

Le tableau (I.1) indique pour chacun de ces états les valeurs des tenions V_a, V_b, V_c et leurs composantes de Concordia V_α , V_β ainsi que le vecteur $\vec{V}_m$ représentatif de cet état. Deux de ces huit vecteurs sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égal à U.2/3 et deux vecteurs successifs font entre eux un angle de π/3 [SEG 95].

Sur la figure (I.10) nous avons indiqué, au droit de l'extrémité de chaque vecteur l'état correspondant (fermé 1 ou ouvert 0) des interrupteurs.

I.5.2. Algorithme de la modulation vectorielle :

Le module assurant la génération des impulsions est construit à l'aide de certains blocs de la bibliothèque du logiciel SIMULINK. Il est formé de plusieurs sous modules qui assurent chacun une fonction bien définie. Les multiplexeurs et démultiplexeurs établissent les connexions entre les différents sous modules. La simulation de cette technique se fait à travers le modèle suivant en utilisant une nouvelle technique de recherche de secteur :

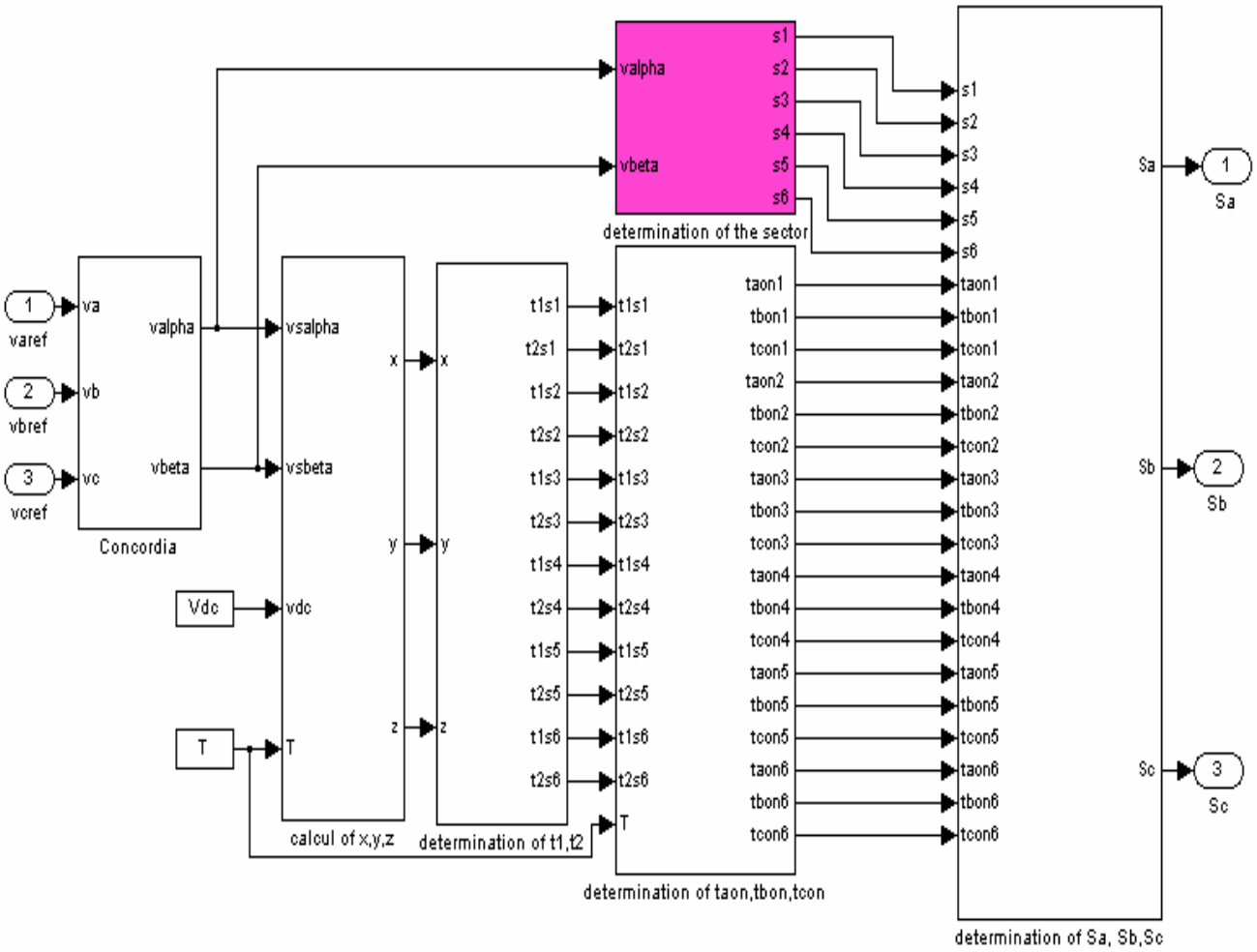


Figure I.11: Schéma bloc de la Modulation vectorielle.

A. Détermination des Vα, Vβ:

Cette étape permet de projeter les tensions triphasés dans le référentiel (α, β) en effectuant la transformation de concordia on obtient [KUN 04] :

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(V_{aref} - \frac{1}{2}(V_{bref} + V_{cref})\right)$$
$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(V_{bref} - V_{cref}) \qquad \text{(I.28)}$$

Sous SIMULINK, on obtient :

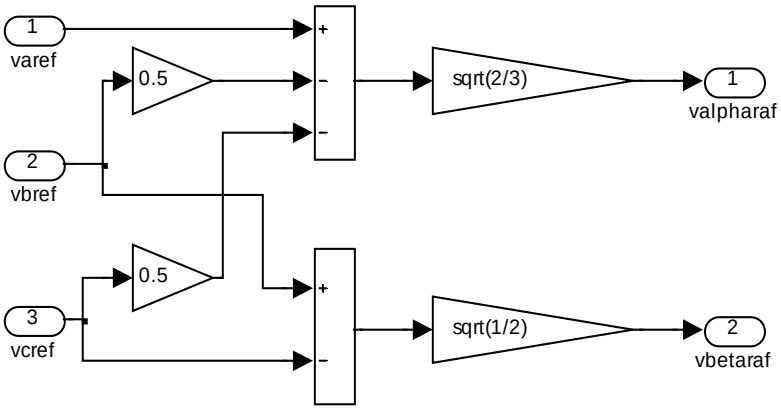


Figure I.12 : bloc de la transformation.

B. Nouvelle méthode de détermination des secteurs :

Généralement, le secteur est déterminé par l'angle γ [BIB 06]. Dans ce travail le secteur est déterminé par une méthode simple basée sur les tensions V_α, V_β (Voir équation I.29) et sur l'utilisation d'une table logique et d'un transcodeur sous Simulink.

$$\begin{cases} \text{Si } V\alpha>0 & \text{alors } A2=1, \text{ sinon } A2=0. \\ \text{Si } V\beta>0 & \text{alors } A1=1, \text{ sinon } A1=0. \\ \text{Si } |V\beta/V\alpha|>1.732 & \text{alors } A0=1, \text{ sinon } A0=0. \end{cases} \qquad \text{(I.29)}$$

Le tableau (7) montre la répartition des secteurs.

Tableau I.2: détermination du secteur.

A2	A1	A0	secteur
0	0	0	4
0	0	1	5
0	1	0	3
0	1	1	2
1	0	0	6
1	0	1	5
1	1	0	1
1	1	1	2

Le bloc SIMULINK est représenté sur la figure I.13:

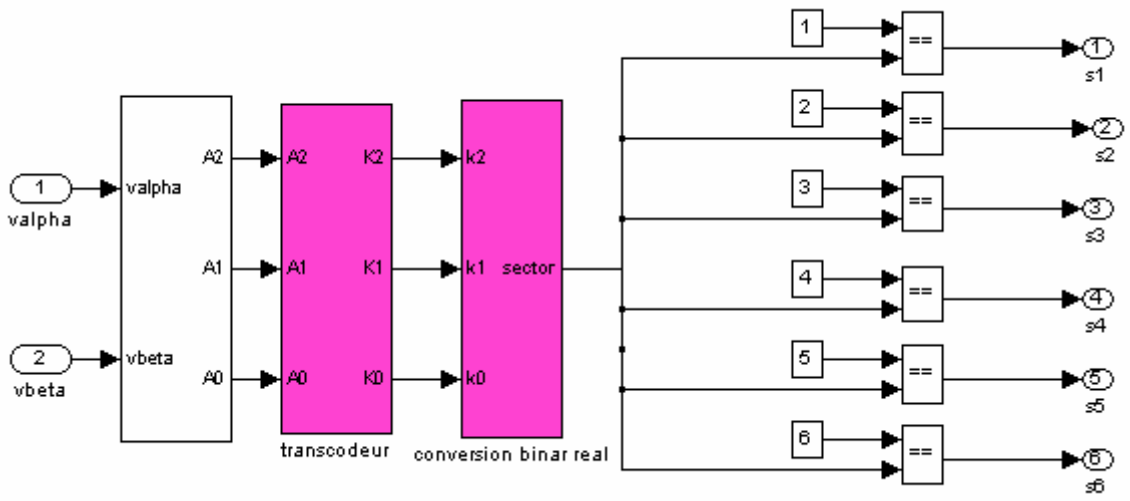


Figure I.13 : le bloc de détermination du secteur.

La variation du secteur en fonction de temps est présentée sur la figure I.14 :

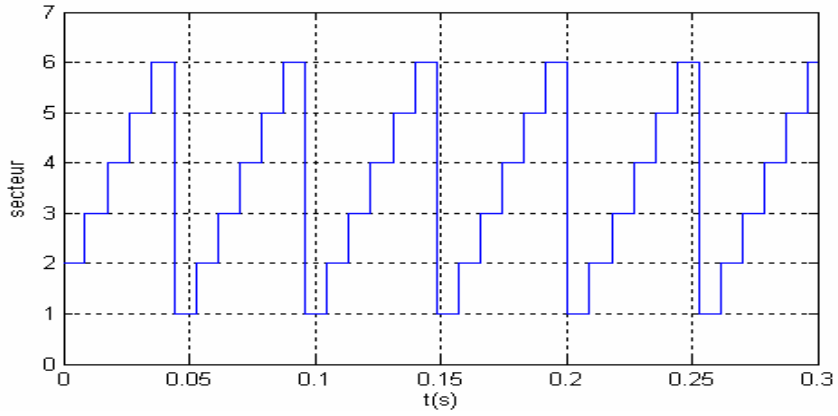


Figure I.14 : La variation de secteur.

C. Calcul des variable X, Y et Z :

Les durées $t1$ et $t2$ allouées aux vecteurs adjacents peuvent prendre trois expressions différentes X, Y et Z selon le secteur. Ces trois variables sont données par les équations suivantes [KUN 04]:

$$\begin{aligned} X &= \sqrt{3}.\frac{T}{U}.V\beta \\ Y &= \frac{\sqrt{3}}{2}.\frac{T}{U}.V\beta + \frac{3}{2}.\frac{T}{U}.V\alpha \\ Z &= \frac{\sqrt{3}}{2}.\frac{T}{U}.V\beta - \frac{3}{2}.\frac{T}{U}.V\alpha \end{aligned} \qquad \text{(I.30)}$$

Le bloc est présenté sur la figure I.15:

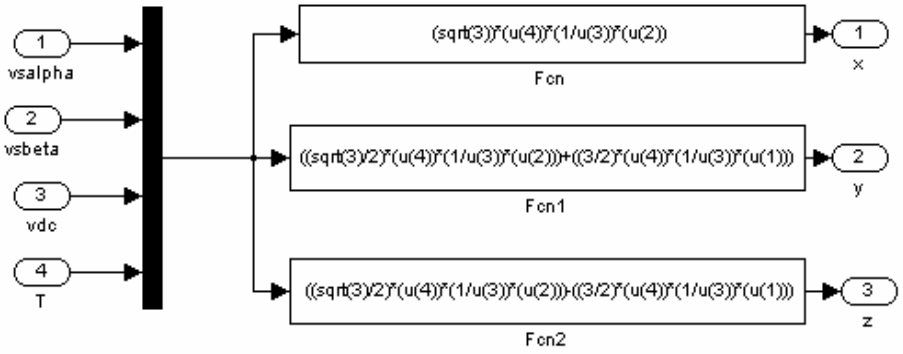


Figure I.15 : bloc de calcul de X, Y et Z.

D. Calcul de t1 et t2 :

Dans cette étape le calcul des temps t1 et t2 pour chaque secteur se fait à partir des valeurs de X, Y et Z suivant le tableau I.3 [KUN 04].

Tableau I. 3: t1 et t2 en fonction de X, Y et Z.

sector	1	2	3	4	5	6
t1	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
t2	Y	-X	X	Z	-Y	-Z

E. Détermination de taon, tbon et tcon :

Cette étape permet la génération des signaux modulants d'après les formules suivantes [KUN 04]:

$$taon = (T-t1-t2)/2.$$

$$tbon = taon + t1. \qquad (I.31)$$

$$tcon = tbon + t2.$$

Sous SIMILINK le modèle suivant pour chacun des six secteurs (ici, le secteur 1).

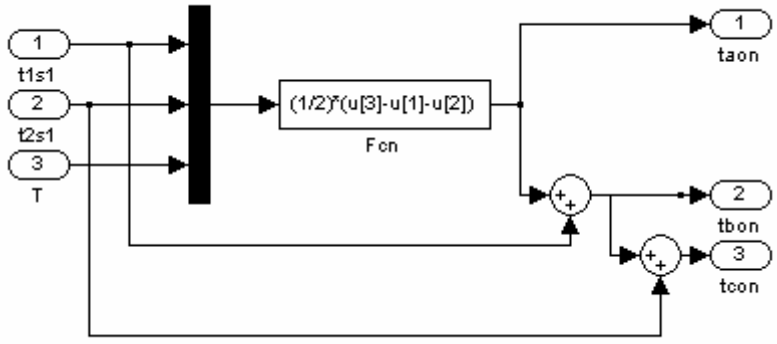


Figure I.16 : bloc de détermination de taon, tbon et tcon.

F. Détermination de Sa, Sb et Sc :

Cette étape permet la génération des séries d'impulsions qui serviront par la suite à réaliser les signaux de commande (figure I.19) entrant dans le modèle de l'onduleur, suite à la comparaison des signaux modulants avec une porteuse triangulaire de haute fréquence (20khz).

Les signaux txon sont ordonnés d'une manière bien précise (tableau ci-dessous) [BOUS 02].

Tableau I.4 : assignement de signaux txon au registres Sa, Sb et Sc.

Phase /sector	1	2	3	4	5	6
Sa	tbon	taon	taon	tcon	tbon	tcon
Sb	taon	tcon	tbon	tbon	tcon	taon
Sc	tcon	tbon	tcon	taon	taon	tbon

Sous SIMILINK ce bloc se présente sous l'aspect suivant:

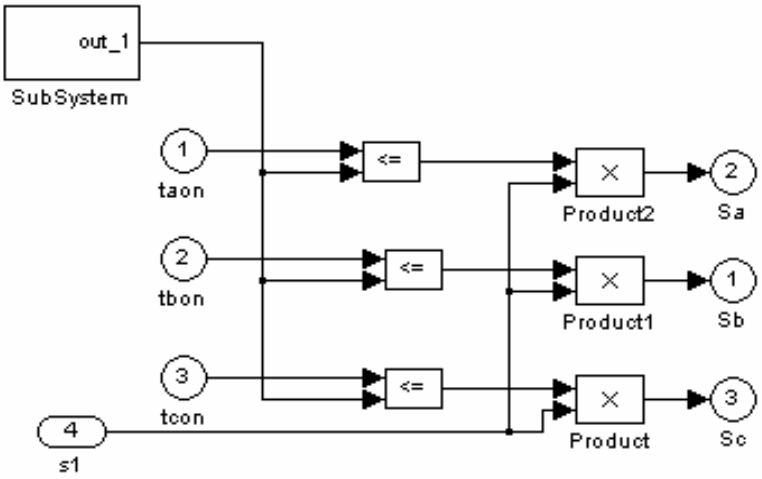


Figure I.17: bloc de détermination de Sa, Sb et Sc.

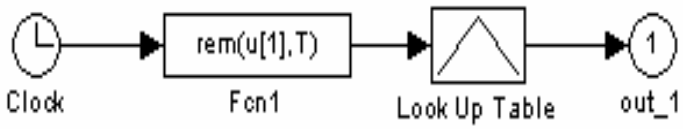


Figure I.18: Le subsysteme Out_1.

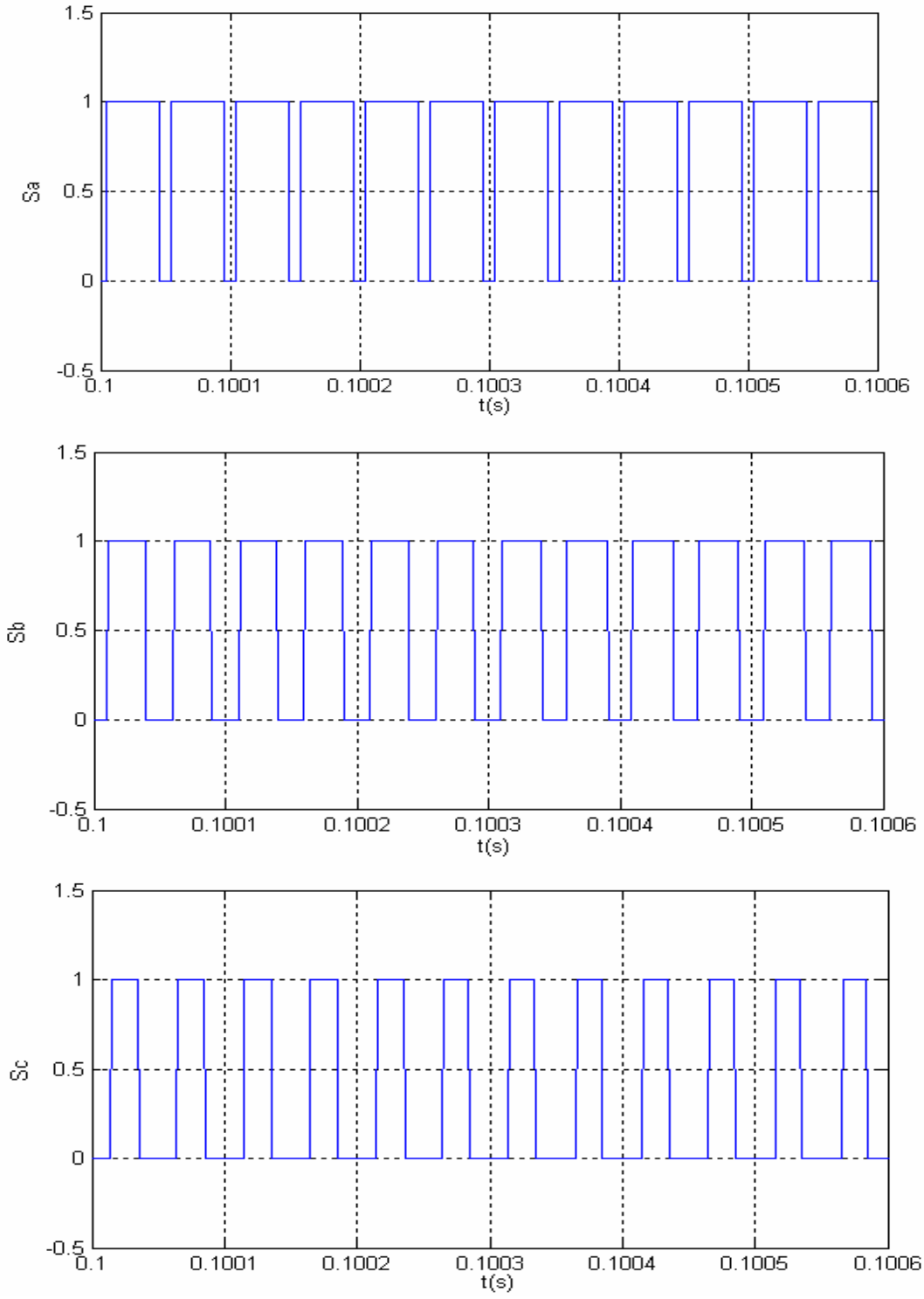


Figure I.19 : les fonction logique Sa, Sb et Sc.

I.6. La commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents :

Les principes de base de la commande vectorielle ont été réalisés dans les années 70 par Hasse et Blaschke [BLA 72]. Ces bases consistent d'améliorer le comportement statique et dynamique des machines à courant alternatif, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu [VAS 90] [ROB 93].

I.6.1. Principe de la commande vectorielle:

Le principe de la commande vectorielle consiste à orienter le flux de la réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants.

D'une manière générale, le couple électromagnétique développé par une machine synchrone à aimants permanents peut s'écrire dans le référentiel de Park (d, q) sous la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2}.P.\left[\left(L_d - L_q\right)I_d I_q + \Phi_f I_q\right] \qquad \text{(I.32)}$$

Etant donné que le flux rotorique Φf est fixé, la valeur du couple désirée peut être obtenue en contrôlant les composants *id* et *iq*. Puisque la machine est à pôles lisses, alors $Ld = Lq$ donc l'expression du couple se réduit à :

$$C_{em} = \frac{3}{2}.P.\Phi_f.I_q \qquad \text{(I.33)}$$

Le couple électromagnétique ne dépend que de la composante iq. Il est maximal pour un courant donné si l'on impose id = 0. Dans ce cas le déphasage du courant par rapport à la f.e.m est nul ; le couple obtenu est alors proportionnel au courant d'alimentation de la machine comme dans le cas d'une machine à courant continu à excitation indépendants [BEN 99].

Pour les machines sans saillance (Ld = Lq), la commande maintenant le courant id = 0, a également comme avantage la minimisation des pertes joules [BEN 99].

I.6.2. La Commande vectorielle avec découplage de la régulation des courants par compensation :

Les régulateurs de courants sont construits dans cette stratégie à partir du modèle de Park de la machine. Afin de simplifier l'algorithme de commande nous synthétisons la commande avec la régulation des deux courants dans les axes d et q.

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires.

$$\begin{aligned} V_d &= R_s.i_d + L_d S.i_d - L_q \omega.i_q \\ V_q &= R_s.i_q + L_q S.i_q + \omega.\Phi_f + \omega.L_d.i_d \end{aligned} \qquad \text{(I.34)}$$

La commande d'un courant est donc sensible à la variation de l'autre. Les boucles de régulation des courants seraient classiques s'il n'y avait pas le couplage entre les grandeurs d'axes direct et en quadrature.

Ce couplage qui constitue l'une des difficultés de la conception de la commande vectorielle peut être éliminé par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers étant rajoutés à la sortie des correcteurs des courant afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent l'onduleur [BOUC 97], [BEN 99].

Les termes de découplage sont définis, de telle sorte que les tensions restantes soit en relation de premier ordre avec les deux composantes du courant statorique figure (I.20). Donc :

$$\begin{aligned} V_d^c &= -L_q \omega.i_q \\ V_q^c &= \omega.\Phi_f + \omega.L_d.i_d \end{aligned} \qquad \text{(I.35)}$$

Les sorties des régulateurs sont V_{dr} et V_{qr}

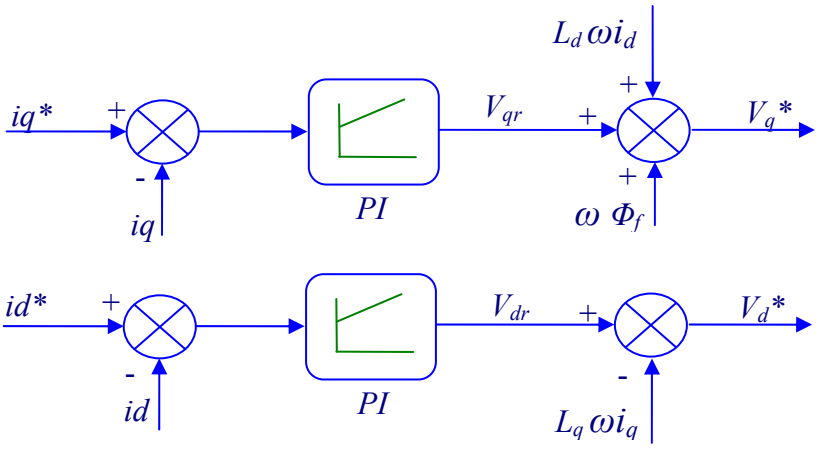


Figure I.20 : Schéma du principe de la compensation.

Les tensions de références sont alors :

$$\begin{aligned} V_d^* &= V_d^r + V_d^c \\ V_q^* &= V_q^r + V_q^c \end{aligned} \qquad \text{(I.36)}$$

I.6.3. Synthèse des régulateurs :

Afin de maintenir une grandeur de sortie égale à sa grandeur de référence, on utilise un régulateur Proportionnel Intégral (PI).

Le régulateur Proportionnel Intégral (PI) est un organe de contrôle permettant d'effectuer une régulation en boucle fermée d'un système industriel. C'est le régulateur le plus utilisé dans l'industrie et permet de contrôler la grande majorité des procédés.

Deux actions sont associées pour constituer ce régulateur; une action proportionnelle assurant le réglage du gain et une action intégrale permettant d'obtenir une bonne précision statique.

I.6.3.1. Régulateurs des courants :

Le schéma boucle de régulation du courant id est donné par la figure (I.21) :

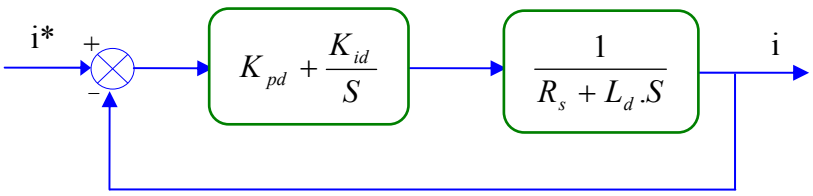


Figure II.21 : Schéma fonctionnel de la régulation de courant id.

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$F_0(s) = \left(K_{Pd} + \frac{K_{id}}{S}\right)\left(\frac{1}{R_s + SL_d}\right) \qquad \text{(I.37)}$$

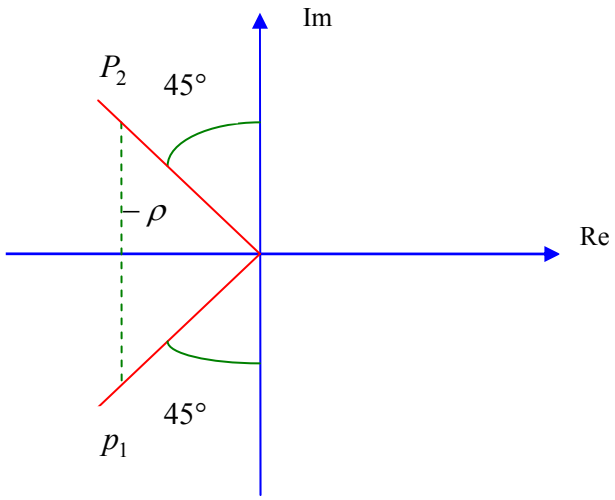
La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F_f(s) = \frac{F_o(s)}{F_o(s)+1} = \frac{(K_{pd}S + K_{id})}{S^2 + \frac{(R_s + K_{pd})}{L_d}S + \frac{K_{id}}{L_d}} \qquad \text{(I.38)}$$

L'équation caractéristique D(s) est :

$$D(S) = S^2 + \frac{(R_s + K_{pd})}{L_d}.S + \frac{K_{id}}{L_d} \qquad \text{(I.39)}$$

Pour avoir un système stable, les paramètres de régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés [BÜH 89].



En imposant deux pôles complexes conjugués $P_1 = -\rho - j\rho$ et $P_2 = -\rho + j\rho$ comme solution à l'équation caractéristique donc cette dernière peut s'écrire :

$$D(s) = (S - P_1).(S - P_2) = S^2 - (P_1 + P_2)S + P_1P_2. \qquad \text{(I.40)}$$

Et par identification avec l'équation caractéristique précédente nous obtenons:

$$K_{id} = 2L_d\rho^2 .et.K_{pd} = 2\rho L_d - R_s \qquad \text{(I.41)}$$

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner le régulateur de courant *iq*, les coefficients K_{iq} et K_{pq} sont semblables à ceux du régulateur du courant *id*.

$$K_{iq} = 2L_q\rho^2 .et.K_{pq} = 2\rho L_q - R_s \qquad \text{(I.42)}$$

I.6.3.2. Régulateur de vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante.

L'équation mécanique donne : $\dfrac{\omega(s)}{C_{em} - C_r} = \dfrac{p}{f + J.s}$ (I.43)

En associant à cette fonction un régulateur PI, on trouve :

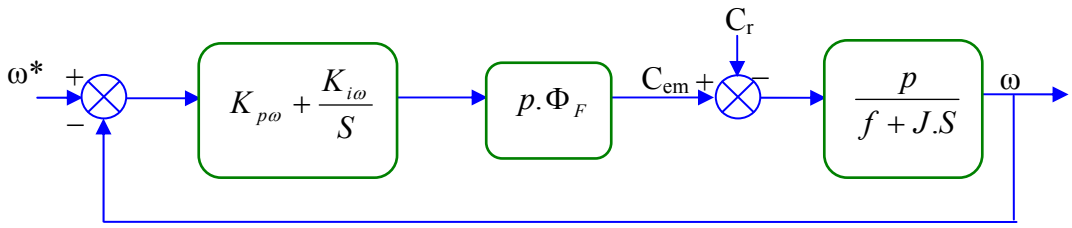


Figure I.22 : Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$F_0(s)=\left(K_{Pw}+\frac{K_{iw}}{S}\right)\left(\frac{p}{f+SJ}\right).p\Phi_f \qquad (I.44)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F_f(s)=\frac{F_o(s)}{F_o(s)+1}=\frac{(K_{pw}S+K_{iiw}).p^2\Phi_f}{JS^2+\left(f+p^2\Phi_f K_{pw}\right)S+K_{iiw}p^2\Phi_f} \qquad (I.45)$$

L'équation caractéristique D(s) est :

$$D(s)=S^2+\frac{f+K_{p\omega}p^2\Phi_f}{J}.S+\frac{K_{i\omega}p^2\Phi_f}{J} \qquad (I.46)$$

En imposant toujours deux pôles complexes conjugués $P_{1,2}=\rho\,(-1+j)$ et par identification avec la nouvelle équation caractéristique désirée $D(s)=(S-P_1).(S-P_2)$, nous obtenons:

$$K_{i\omega}=\frac{2J\rho^2}{p^2\Phi_f}.et.K_{p\omega}=\frac{2\rho.J-f}{p^2\Phi_f} \qquad (I.47)$$

I.6.4. Modèle et résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP sous Matlab/Simulink :

Une fois la stratégie de commande est appliquée à la MSAP, nous effectuons des tests sur notre système afin d'évaluer le comportement et l'efficacité du régulateur de vitesse.

Le modèle de la commande sous SIMULINK est présenté sur la figure I.23 :

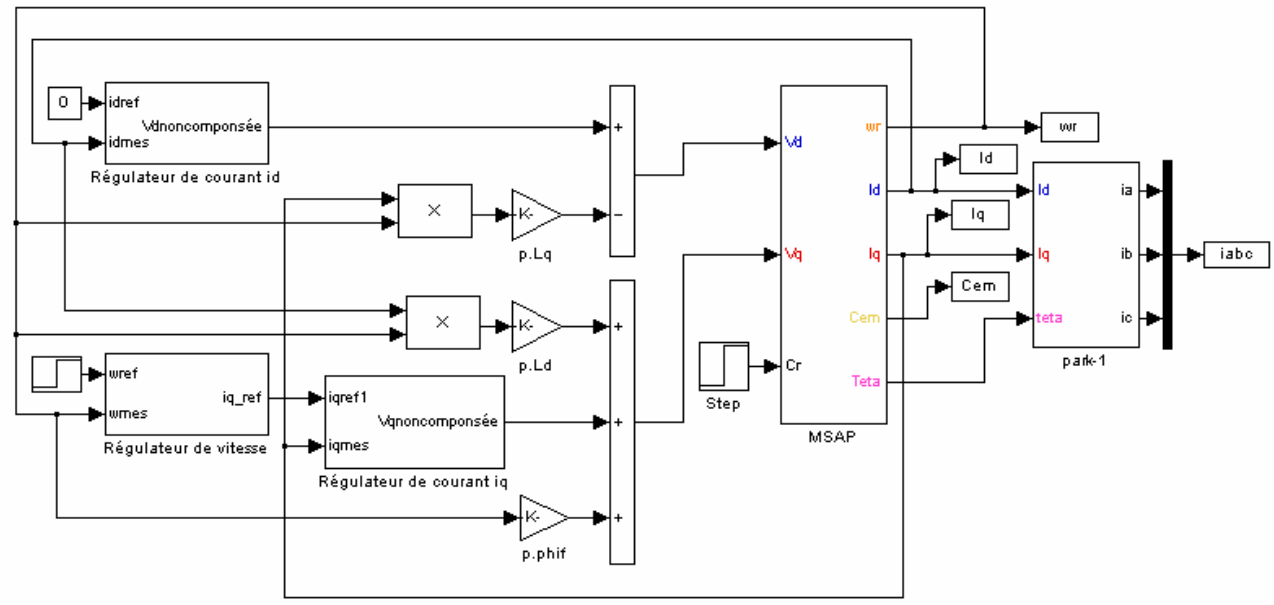


Figure I.23 : Modèle de la commande vectorielle de la MSAP sous MATLAB/SIMULINK.

I.6.4.1. Essai démarrage à vide avec application d'une charge de 1N.m à t=0.15s :

La figure (I.24) montre la réponse de la commande vectorielle à une consigne de vitesse de (250 rad/s) avec un démarrage à vide et application d'une charge (Cr =1N.m) à t=0.15s. La vitesse de la machine suit parfaitement sa référence avec un rejet de perturbation. Le courant i_d est peu affecté par cette perturbation ceci montre que le système est robuste vis-à-vis d'une perturbation du couple de charge. Le couple électromagnétique atteint la valeur de (1N.m) qui est la valeur du couple résistant appliqué à la machine. Le courant i_d reste pratiquement constant (égale à zéro) durant la variation du courant i_q ce qui montre le bon découplage.

I.6.4.2. Essai inversion de marche :

La figure (I.25) présente la réponse de la commande vectorielle à une inversion de marche de (250 rad/s) à (-250 rad/s). On constate que la vitesse répond sans dépassement au démarrage et lors de l'inversion de sens de rotation. Le découplage est maintenu dans tout le régime de fonctionnement avec apparition des piques au niveau des courants et de couple lorsque l'inversion de marche.

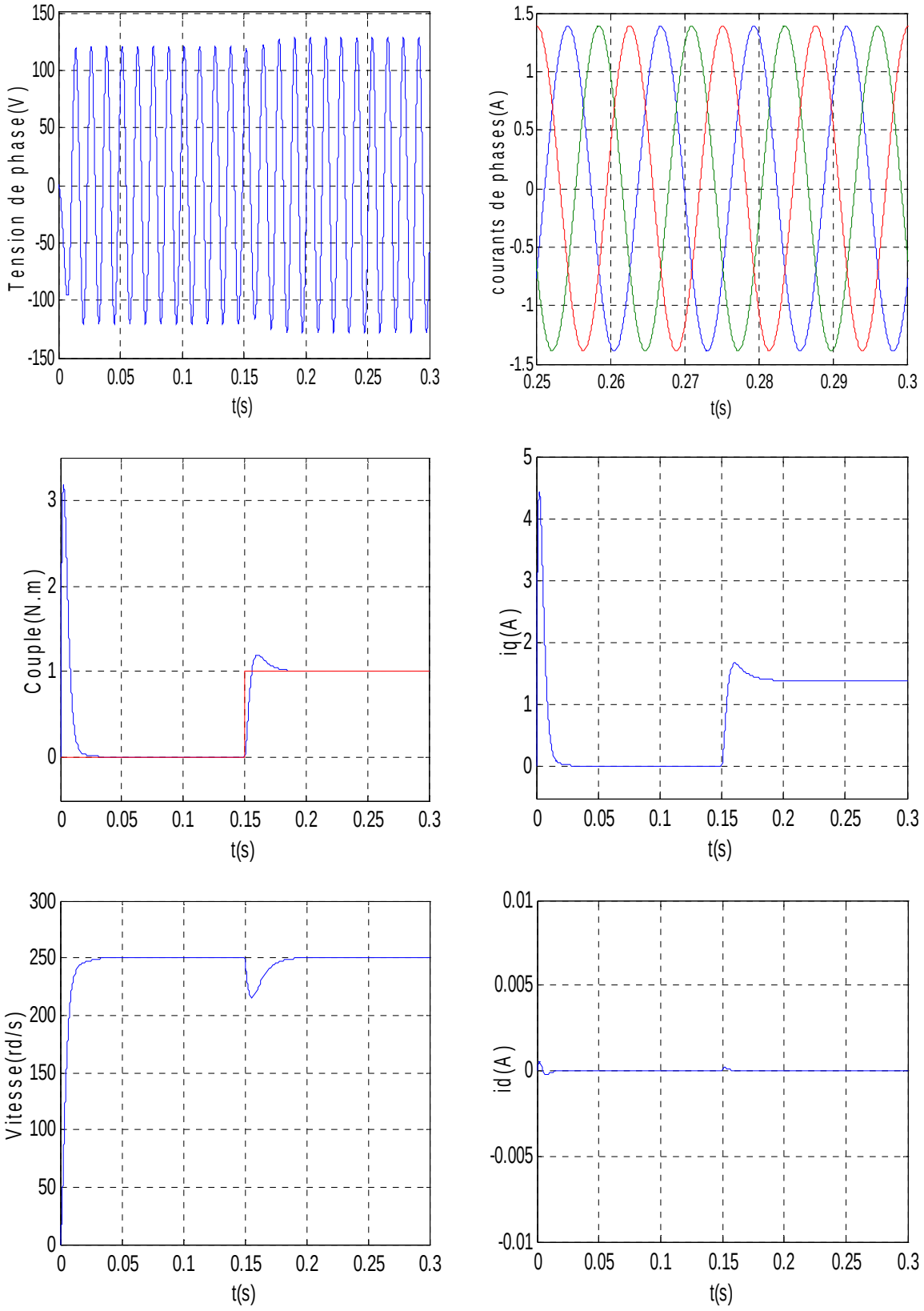


Figure I.24 : la réponse de la commande vectorielle à une consigne de vitesse de (250 rad/s) avec démarrage à vide et application d'une charge (Cr =1 N.m) à (t=0.15s).

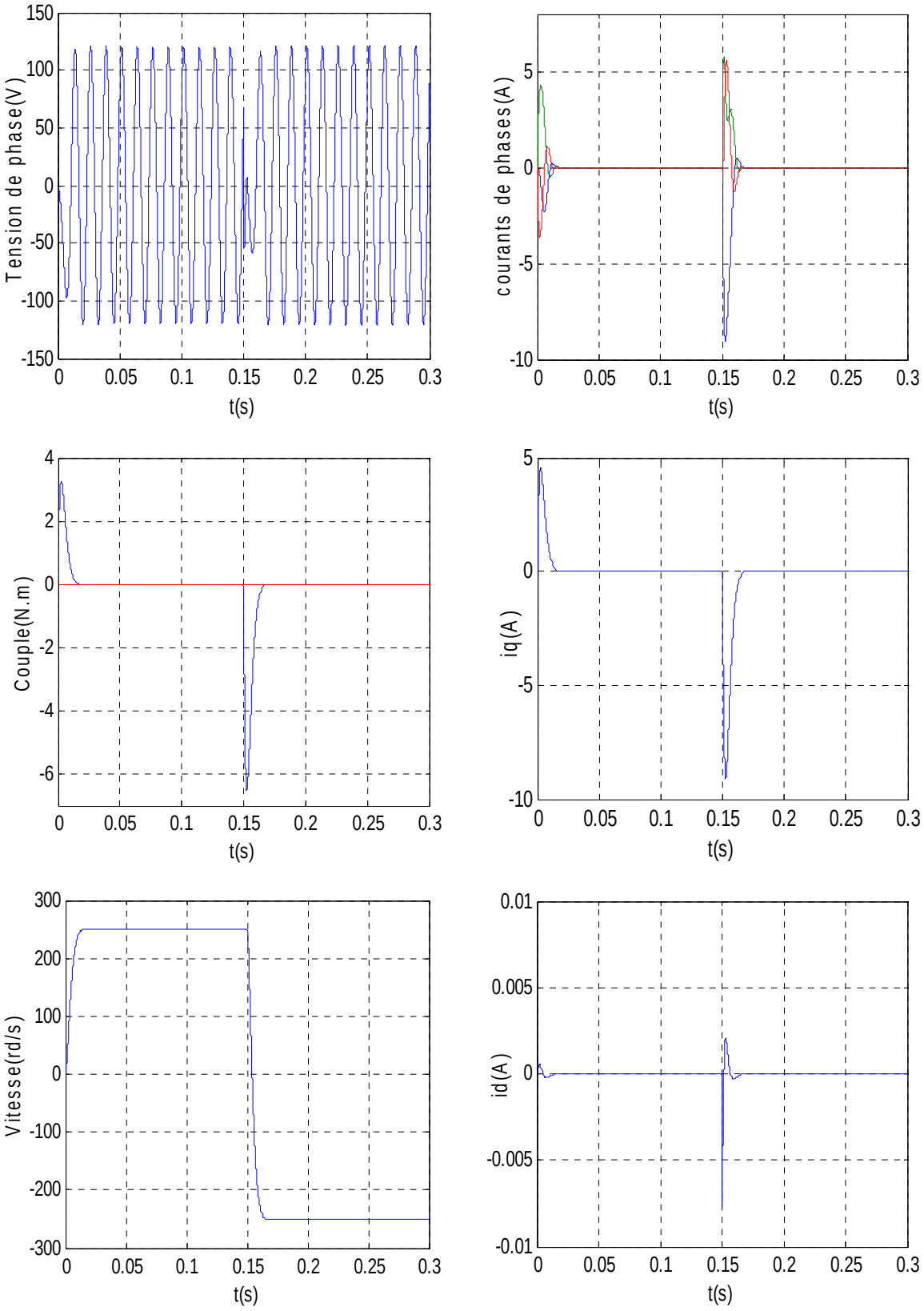


Figure I.25 : la réponse de la commande vectorielle à une inversion de marche de (250 rad/s) à (-250 rad/s).

I.6.5. Modèle et résultats de simulation de l'association MSAP -Onduleur deux niveaux à modulation vectorielle:

La machine synchrone peut être alimentée soit en courant ou en tension par un convertisseur statique. Le choix du type d'alimentation est lié à l'application et aux performances exigées. Dans le cas d'une alimentation en tension, on fait appel à la technique de « Modulation Vectorielle »; La tension de sortie de l'onduleur est réglable en amplitude et en fréquence.

Le modèle sous SIMULINK est présenté sur la figure I.26 :

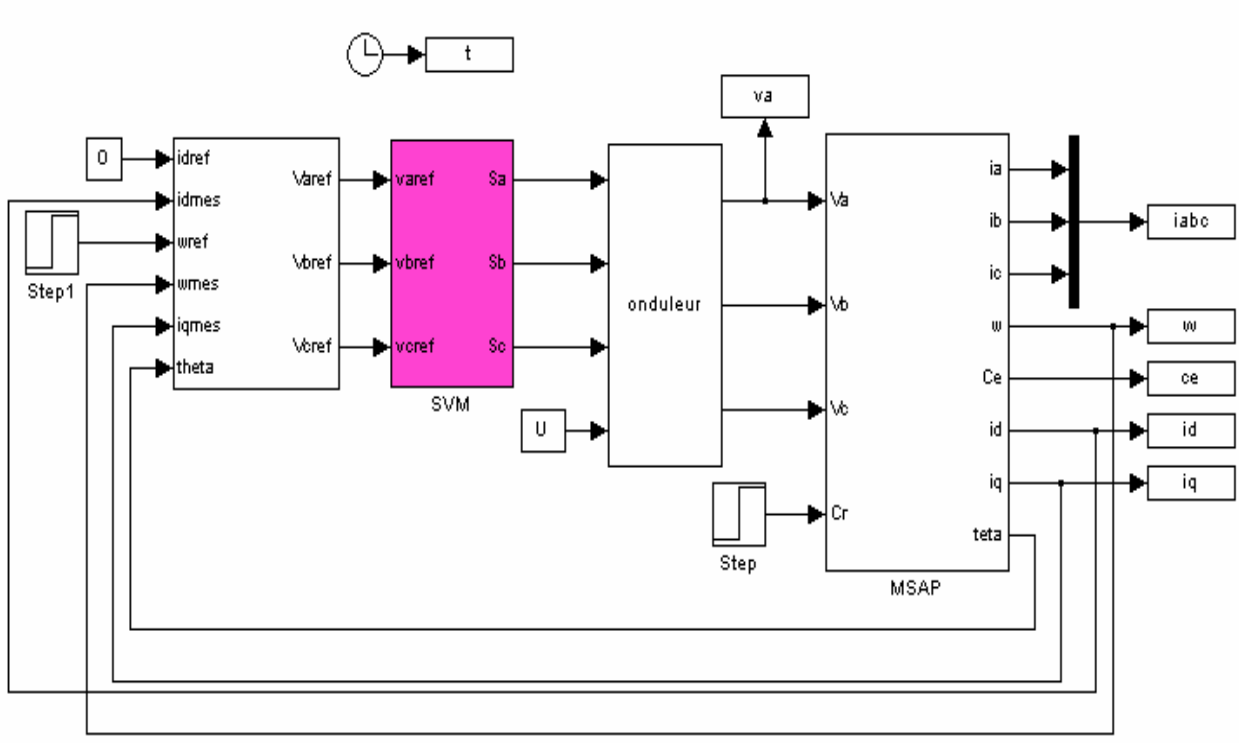


Figure I.26 : Modèle de la commande vectorielle de la MSAP avec onduleur à SVM sous MATLAB/SIMULINK.

Les figures (I.27) et (I.28) montrent les résultats de simulation de l'association onduleur à SVM- MSAP. Cette stratégie (SVM) a donnée de bonnes performances statiques et dynamiques pour la machine, elles sont similaires à celles obtenues avec une alimentation supposée idéale.

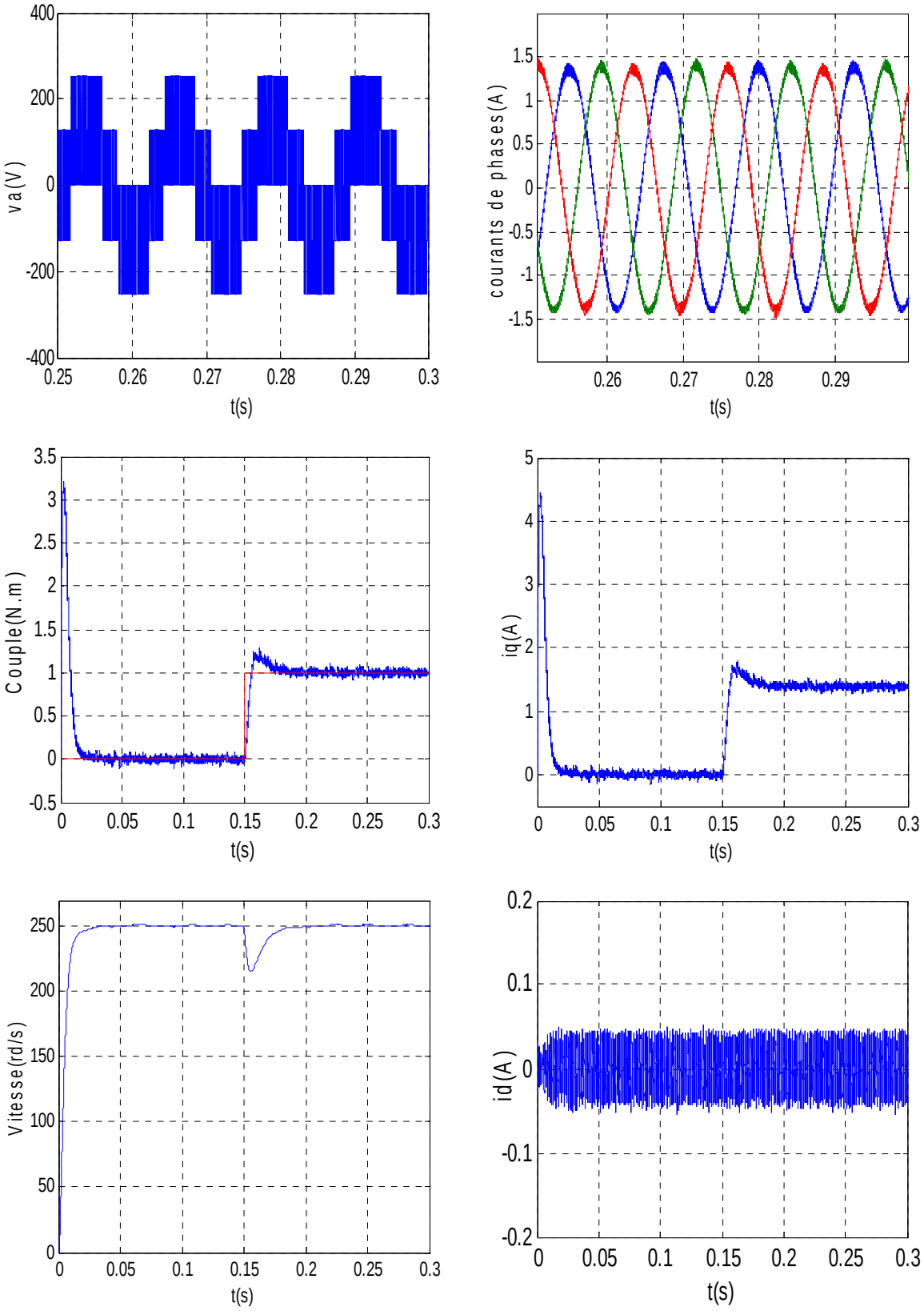


Figure I.27 : Réponse de la commande vectorielle d'une MSAP alimentée par un onduleur à SVM à une consigne de vitesse de 250 rad/s, avec application d'un couple résistant Cr = 1N.m à l'instant t=0.15s.

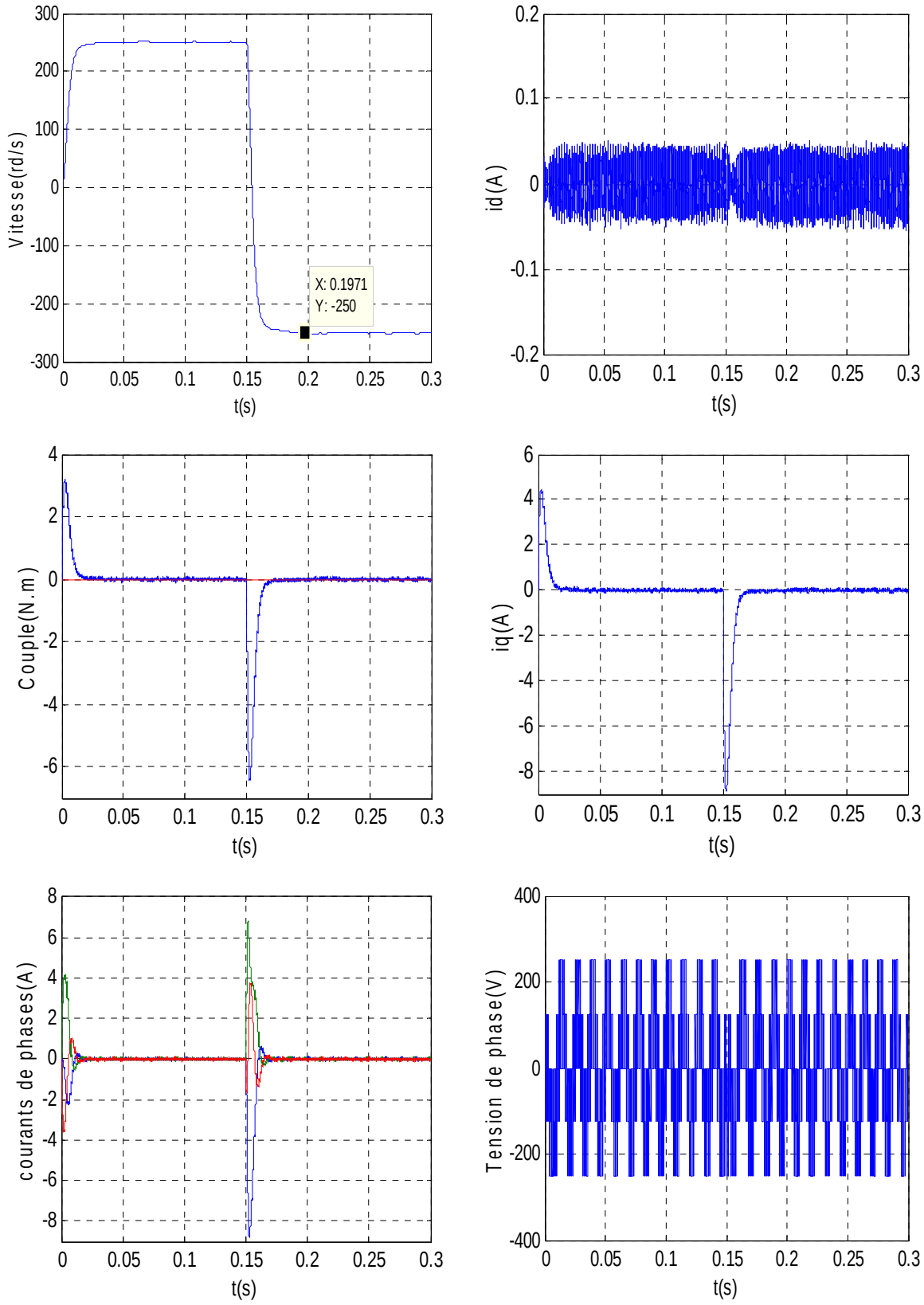


Figure I.28: la réponse de la commande vectorielle d'une MSAP alimentée par un onduleur à SVM à une inversion de marche de (250 rad/s) à (-250 rad/s).

I.7. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la description de la MSAP sans pièce polaire, en tenant compte des hypothèses simplificatrices et en adoptant un modèle mathématique qui défini les différentes équations décrivant le fonctionnement de la machine. L'utilisation de la transformation de Park a simplifié le modèle de la MSAP.

En suite, nous avons présenté le principe de la modulation vectorielle et son algorithme en introduisant une nouvelle méthode facilitant la recherche de secteurs.

Puis, nous avons étudié la commande vectorielle qui rend le comportement électromagnétique de la MSAP similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée par le biais d'une régulation de courant et de vitesse. Par la suite, nous avons montré à travers une simulation numérique le découplage effectif entre le flux et le couple qui présente une certaine simplicité de mise en œuvre.

Finalement, nous avons montré les performances de la conduite de la MSAP alimentée par l'onduleur à deux niveaux commandé par la modulation vectorielle qui a donné des résultats satisfaisants.

Chapitre II
La commande directe de couple de la machine synchrone à aimants permanents

Chapitre II

La commande directe de couple de la machine synchrone à aimants permanents

II.1. Introduction :

Le contrôle direct de couple (DTC) venu du terme anglais « Direct Torque Control » basé sur l'orientation du flux statorique, utilise les valeurs instantanées du vecteur tension. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation qui remplace le générateur de MLI des structures classiques de contrôle.

Cette stratégie de commande relativement nouvelle est concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation par un onduleur à Modulation de Largeur d'Impulsions (*MLI*) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du champ magnétique [CAR 00], [ABB 02].

Bien que les méthodes de commande directe du couple des machines aient été proposées au début pour les machines asynchrones [TAK 86], [DEP 88], leur application pour les machines synchrones à inducteur a été proposée par Boldea et Nasar.

Beaucoup de travaux sur la commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents ont été effectués ces dernières années [RAH 97], [ZHO 97].

Notre travail, qui entre dans ce cadre de recherche analyse la commande DTC et son application à la MSAP. Pour étudier les principes de la DTC, on commencera par présenter et mettre en ouvre la structure du système du contrôle en présentant les méthodes d'estimation du couple et du flux, les correcteurs du couple et du flux et les différentes stratégies de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension. Puis nous présentons la commande directe de couple sans capteur mécanique à base d'estimateur.

II.2. Principes généraux sur la commande directe de couple :

La commande directe de couple d'une machine synchrone à aimants permanents 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. La sortie de ces régulateurs et le numéro de secteur déterminent le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation variable [CAR 00].

II.2.1. Stratégie de commande directe de couple et de flux :

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux qui et basée sur l'algorithme suivant [CAR 00]:

- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée *Te* réduites.
- Pour chaque période, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MSAP.
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courant de lignes.
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit.

II.2.2. Contrôle du vecteur flux statorique :

Pour un contrôle efficace du couple de la MSAP il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. On se place dans le repère fixe (α,β) lié au stator de la machine, le flux statorique est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\bar{V} = R_s.\bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \qquad \text{(II.1)}$$

On obtient :

$$\bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t \left(\bar{V}_s - R_s.\bar{i}_s\right).dt \qquad \text{(II.2)}$$

En négligeant la chute de tension due à la résistance du stator (pour les grandes vitesses) [CAR 00], on trouve alors :

$$\overline{\Phi}_s \approx \overline{\Phi}_{s0} + \int_0^t \overline{V}_s .dt \qquad \text{(II.3)}$$

Où $\overline{\Phi}_{s0}$ est la valeur initiale du flux statorique.

On sait que, pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué au MSAP reste constant [BEL 99] [CAR 00], donc :

$$\overline{\Phi}_s(K+1) = \overline{\Phi}_s(K) + \overline{V}_s T_e \qquad \text{(II.4)}$$

Ou encore :

$$\Delta\overline{\Phi}_s = \overline{V}_s .T_e \qquad \text{(II.5)}$$

Avec :

$\overline{\Phi}_s(K)$: C'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.

$\overline{\Phi}_s(K+1)$: C'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta\overline{\Phi}_s$: C'est la variation du vecteur flux statorique $\left(\overline{\Phi}_s(K+1) - \overline{\Phi}_s(K)\right)$

T_e : C'est la période d'échantillonnage.

Etant donnée que la période d'échantillonnage est fixe, $\Delta\overline{\Phi}_s$ est proportionnel au vecteur tension appliqué au moteur.

La dernière équation implique que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace sur une droite parallèle au vecteur tension appliqué [CAR 00], comme il est montré sur la figure II.1:

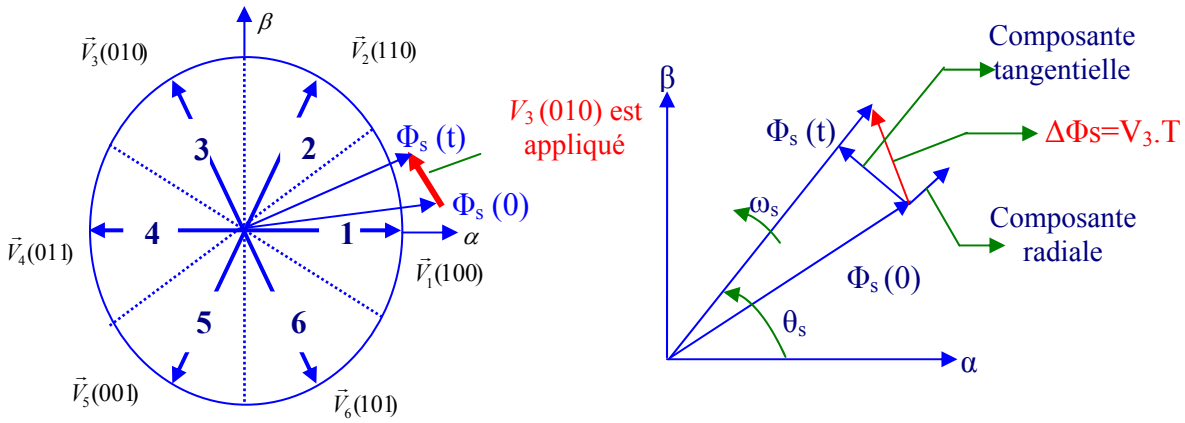


Figure II.1 : Evolution de l'extrémité de Φs.

La manière la plus efficace d'augmenter (respectivement, diminuer) le flux est celle d'appliquer un vecteur tension parallèle à *Φs*, et de même sens (respectivement de sens opposé). Par contre, l'application d'un vecteur tension en quadrature par rapport au vecteur flux conserve son amplitude constante, mais fait brutalement évoluer sa phase [CAR 00].

Si la période de contrôle est assez petite, en choisissant une séquence appropriée des vecteurs tension de l'onduleur, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée. [ZOL 97].

II.2.3. Contrôle du couple électromagnétique :

Le couple synchrone résulte de l'interaction entre deux champs tournants, l'un crée par les courants statoriques et l'autre par les aimants permanents.

Pour contrôler le couple synchrone, en supposant que l'amplitude de Φ_s est maintenue limitée dans la bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence, l'amplitude de Φ_r sera aussi constante.

L'expression du couple synchrone peut être écrite [DER 03] :

$$C_e = \frac{3}{2}\frac{p}{L_d}\Phi_s\Phi_r \sin\gamma \qquad \text{(II.6)}$$

Et $\gamma = \theta_s - \theta_r$ (II.7)

L'équation (II.6) permet donc de conclure que le réglage le plus favorable du couple, indépendamment de celui de flux, correspond à celui de l'angle γ.

Pour régler l'angle γ, et donc le couple, il suffit de régler la position du vecteur flux statorique dans l'axe αβ en appliquant un vecteur tension approprié, prenant en compte à la fois le comportement de l'amplitude et de la phase du flux statorique [CAR 00].

II.2.4. Sélection du vecteur de tension :

Le choix du vecteur tension statorique $\overline{V}_s$ dépend de la position du vecteur $\overline{\Phi}_s$ dans le référentiel statorique, de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\overline{\Phi}_s$, de l'évolution souhaitée pour le couple et enfin du sens de rotation de vecteur $\overline{\Phi}_s$ [CAS 94].

En se plaçant dans le repère statorique (α,β), on peut délimiter l'espace de $\overline{\Phi}_s$ en décomposant en six zone appelées secteurs ; déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes (α) et (β).

Lorsque le flux $\overline{\Phi}_s$ se trouve dans une zone i= (1,……,6), l'action sur le flux et le couple peut être assurée en sélectionnant l'un des vecteurs tensions que peut fournir l'onduleur :

Si V_{i+1} et sélectionné alors $\overline{\Phi}_s$ croît et C_e croît.

Si V_{i-1} et sélectionné alors $\overline{\Phi}_s$ croît et C_e décroît.

Si V_{i+2} et sélectionné alors $\overline{\Phi}_s$ décroît et C_e croît.

Si V_{i-2} et sélectionné alors $\overline{\Phi}_s$ décroît et C_e décroît.

Si V_0 et V_7 sont sélectionné C_e décroît [ZOL 97].

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique à l'exception d'un petit affaiblissement dû à la chute de tension statorique R_sI_s [ZHO 97].

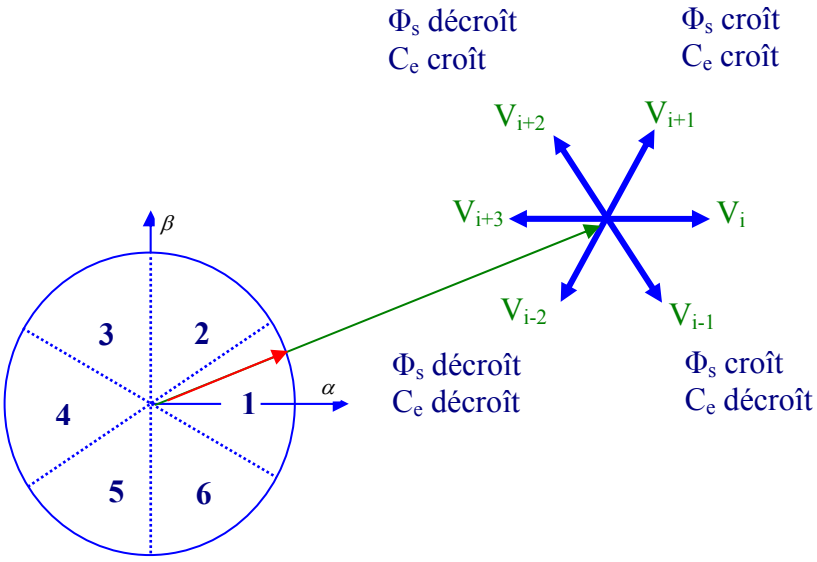


Figure II.2 : Sélection de vecteur tension selon la zone i=1.

Les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ont la composante du flux la plus fort (évolution très rapide de flux) mais l'effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone [DER 03].

Les vecteurs de tension que doit produire l'onduleur est décrit par les écarts du couple et du flux estimés par rapport à leurs références successives, ainsi que de la position du vecteur flux. Un estimateur du flux en module et en position, ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires.

II.3. Structure de la commande directe du couple de la MSAP en boucle fermée:

Les consignes d'entrées du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du vecteur flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs.

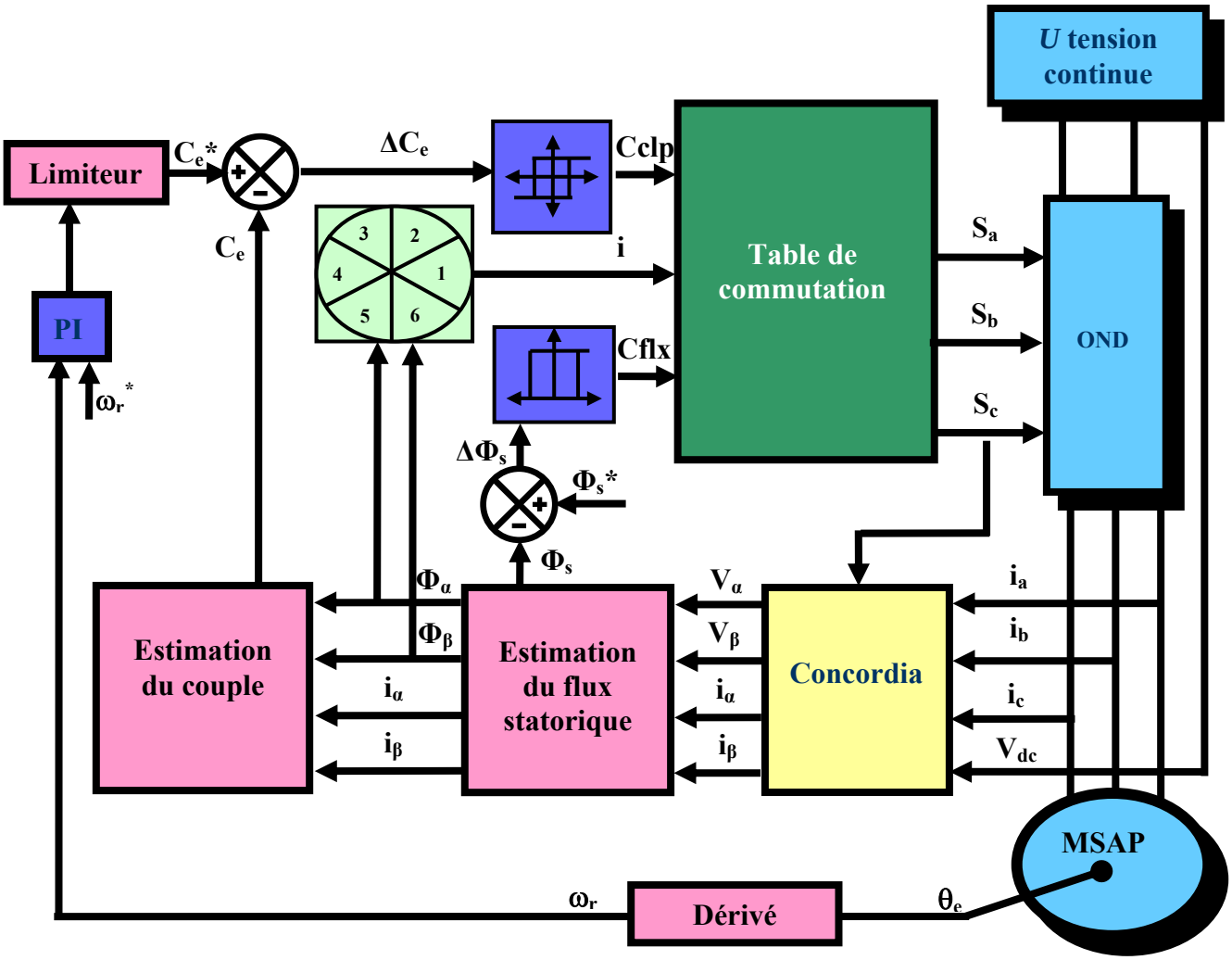


Figure II.3 : Schéma synoptique de la commande directe de couple de la MSAP en boucle fermée.

II.3.1. Estimation du flux statorique :

Essentiellement, la structure du DTC exige l'estimation du flux et du couple. Le flux statorique peut être estimé par différentes techniques, le modèle de tension est couramment utilisé. Ainsi, l'amplitude du flux statorique est estimée à partir des composantes suivant l'axe (α,β) :

$$\Phi_s = \Phi_\alpha + j.\Phi_\beta \qquad \text{(II.16)}$$

Le calcul du flux statorique se fait selon les expressions suivantes :

$$\hat{\Phi}_\alpha = \Phi_\alpha(0) + \int_0^t (V_\alpha - R_s.i_\alpha)dt$$
$$\hat{\Phi}_\beta = \Phi_\beta(0) + \int_0^t (V_\beta - R_s.i_\beta)dt \qquad \text{(II.17)}$$

Les composantes des courants I_α, I_β sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés I_a, I_b, I_c :

$$\begin{aligned} I_s &= I_\alpha + j.I_\beta \\ I_\alpha &= \sqrt{\frac{3}{2}} I_a \\ I_\beta &= \frac{1}{\sqrt{2}}(I_b - I_c) \end{aligned} \qquad \text{(II.18)}$$

On reconstruit les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur et des états des interrupteurs (S_a, S_b, S_c). En appliquant la transformation de Concordia, on a :

$$\begin{aligned} V_s &= V_\alpha + j.V_\beta \\ V_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}}\left(V_a - \frac{1}{2}(V_b - V_c)\right) = \sqrt{\frac{2}{3}} U.\left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)\right) \\ V_\beta &= \frac{1}{\sqrt{2}}(V_b - V_c) = \frac{1}{\sqrt{2}} .U.(S_b - S_c) \end{aligned} \qquad \text{(II.19)}$$

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, de la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres de la machine (elle exige seulement la connaissance de la résistance statorique R_s), et de la précision, notamment à vitesse moyenne et élevée où la chute de tension ohmique devient négligeable. Cependant, pour les basses vitesses, la résistance statorique devient le paramètre prépondérant [DER 03] [AME 05].

Les valeurs initiales $\Phi_\alpha(0)$ et $\Phi_\beta(0)$ pour l'estimation du flux ne sont pas nulles pour la MSAP, ces dernières peuvent être obtenues à l'aide d'un capteur ou d'un estimateur [ZHO 99], [BUJ 04], [JIN 05]. (voir équation (II.20))

$$\begin{aligned} \Phi_\alpha(0) &= \Phi_f \cos(\theta_r) \\ \Phi_\beta(0) &= \Phi_f \sin(\theta_r) \end{aligned} \qquad \text{(II.20)}$$

θ_r : la position initiale de rotor.

Φ_f: le flux des aimants.

II.3.2. Détermination de secteur :

La méthode utilisée pour la détermination de secteur où bien la zone dans laquelle se trouve le flux est la même utiliser dans le chapitre (I) pour la modulation vectorielle, ou les vecteurs tensions V_α, V_β sont remplacés par les vecteurs flux Φ_α, Φ_β, la seule différence se trouve dans la répartition des secteurs (Figure II.4).

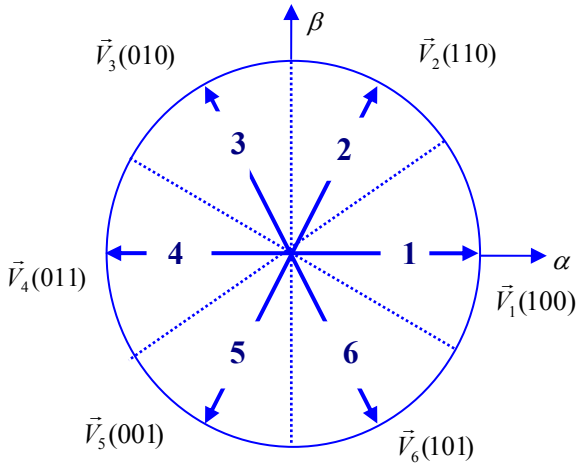


Figure II.4 : La répartition de secteur pour la DTC.

II.3.3. Elaboration du correcteur de flux :

Le but du correcteur de flux est de maintenir l'extrémité du vecteur Φ_s dans une couronne circulaire. Connaissant la valeur du module du flux statorique estimé Φ_s, on calcule l'écart qui existe entre le flux Φ_s et sa valeur de référence Φ_s^*:

$$\varepsilon_f = \Phi_s^* - \Phi_s \qquad \text{(II.21)}$$

On place un contrôleur ou correcteur à hystérésis à deux niveaux pour maintenir l'erreur dans une bande d'hystérésis de largeur $2\Delta\Phi_s$, ce correcteur permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

Si $\varepsilon_f <- \Delta\Phi_s$ ou $\varepsilon_f > \Delta\Phi_s$, cela signifie que le flux statorique est en train de sortir de la bande d'hystérésis. Dans le premier cas, il faut imposer un vecteur tension qui a pour action de diminuer le module du flux statorique. Dans le second, on impose un vecteur tension qui a pour action d'augmenter le module du flux statorique.

La sortie du correcteur est représentée par une variable booléenne *Cflx* indique directement si l'amplitude du flux doit être augmenter *(Cflx = 1)* ou diminuer *(Cflx = 0)*.

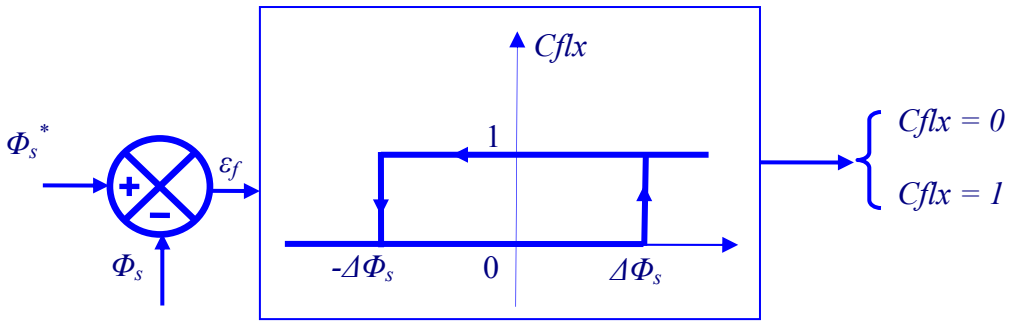


Figure II.5 : Correcteur du flux à hystérésis.

II.3.4. Estimation du couple :

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

$$\hat{C}_{em} = \frac{3}{2} p\left(\hat{\Phi}_\alpha I_\beta - \hat{\Phi}_\beta I_\alpha\right) \qquad \text{(II.22)}$$

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

II.3.5. Elaboration du correcteur de couple :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir l'erreur ε_c (l'écart qui existe entre le couple estimé C_e et sa valeur de référence $C_e^{*)}$ dans une bande d'hystérésis de largeur $2\Delta C_e$.

$$\varepsilon_c = C_e^* - C_e. \qquad \text{(II.23)}$$

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Donc pour faire fonctionner la machine dans les quatre quadrants du plan couple – vitesse deux solutions peuvent être envisagées pour la régulation, on peut utiliser [ARC 99]:

- Deux correcteurs à hystérésis à deux niveaux avec deux tables de commutation.
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

Dans le cas d'un correcteur à trois niveaux :

Si $\varepsilon_c < -\Delta C_e$, alors il faut imposer un vecteur tension qui a pour effet de diminuer la valeur du couple électromagnétique dans ce cas la sortie du correcteur *Ccpl* égale à -1.

Si $\varepsilon_c > \Delta C_e$, alors il faut imposer un vecteur tension qui a pour effet d'augmenter la valeur du couple électromagnétique dans ce cas la sortie du correcteur *Ccpl* égale à 1.

Si $-\Delta C_e < \varepsilon_c < \Delta C_e$, le couple est maintenue constant, la sortie *Ccpl* égale à 0.

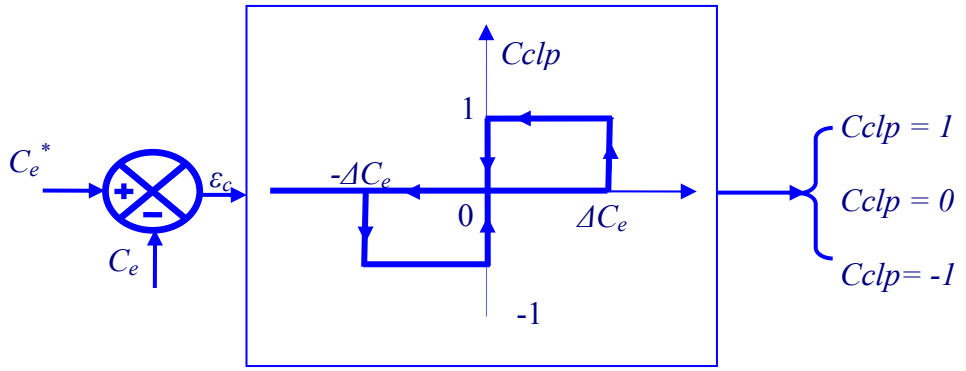


Figure II.6 : Correcteur du couple à hystérésis à trois niveaux.

II.3.6. Stratégies de commutation dans la commande directe du couple :

Notre objectif dans ce travail 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, de fréquence de commutation et possibilités de fonctionnement dans deux ou quatre quadrants.

Le tableau (II.1) ci-dessous résume l'action combinée de chaque vecteur tension sur les amplitudes du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur. Dans cette table, une flèche simple signifie une petite variation, tandis que deux flèches signifient une plus grande variation. Comme elle est indiquée sur la table, un petit incrément du couple est obtenu en appliquant les vecteurs tension V_{i+1} et V_{i+2} indépendamment du sens de rotation de la vitesse du moteur. Inversement, une petite décroissance du couple est obtenue par l'application V_{i-1} ou $V_{i-2.}$ Les vecteurs de tension V_i et V_{i+3} et les vecteurs tension nuls changent le couple en fonction du sens de rotation de la vitesse du moteur comme l'indique la Table (II.1).

Un vecteur tension peut régler d'une manière directe l'amplitude de flux statorique et le couple électromagnétique [BUJ 98].

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

	V_{i-2}	V_{i-1}	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_0, V_7
Φ_S	↓	↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↑↓
Ce (Ω>0)	↓↓	↓↓	↓	↑	↑	↓	↓
Ce (Ω<0)	↓	↓	↑	↑↑	↑↑	↑	↑

Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique. Chaque table influe sur le comportement de la machine.

Dans le tableau II.2 quatre stratégies de commutation sont proposées.

Tableau II.2 : Différentes stratégies de commutation.

	Ce ↑ Φ_S ↑	Ce ↑ Φ_S ↓	Ce ↓ Φ_S ↑	Ce ↓ Φ_S ↓
1ère stratégie	V_{i+1}	V_{i+2}	V_0, V_7	V_0, V_7
2ème stratégie	V_{i+1}	V_{i+2}	V_i	V_0, V_7
3ème stratégie	V_{i+1}	V_{i+2}	V_i	V_{i+3}
4ème stratégie	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}

Lorsque la machine tourne dans le sens positif, deux vecteurs tension V_{i+1} et V_{i+2} seulement peuvent être appliqués pour augmenter le couple selon le flux statorique exigé. Pour diminuer le couple il est possible de sélectionner des vecteurs de tensions radiaux V_i ou V_{i+3} ou le vecteur nul.

L'action du vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple est assez semblable. Mais leur influence sur la variation du flux est différente. L'application du vecteur nul affecte légèrement le module du flux, alors que le vecteur radial l'affecte fortement.

Avec les trois première stratégies définir précédents on peut commander la machine dans seulement deux quadrants.

Pour améliorer les performances de la commande et autoriser le fonctionnement dans quatre quadrants, une quatrième stratégie qui utilise des vecteurs en arrière et d'autres en avance est appliquée [BUJ 98].

II.3.7. Elaboration des tables de commutation :

Les différentes tables de commutation sont élaborées en fonction des sorties des correcteurs à hystérésis du couple *Ccpl* et du flux *Cflx* et de la zone de position du flux i [ZOL 97] [YUW 02] [DER 03].

Tableau II.3 : Première stratégie de contrôle.

Couple	Flux	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
Ccpl=0	Cflx=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	Cflx=1	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
Ccpl=1	Cflx=0	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	Cflx=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1

Tableau II.4 : Deuxième stratégie de contrôle.

Couple	Flux	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
Ccpl=0	Cflx=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	Cflx=1	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
Ccpl=1	Cflx=0	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	Cflx=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1

Tableau II.5 : Troisième stratégie de contrôle.

Couple	Flux	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
Ccpl=0	Cflx=0	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3
	Cflx=1	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
Ccpl=1	Cflx=0	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	Cflx=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1

Tableau II.6 : Quatrième stratégie de contrôle.

Couple	Flux	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
Ccpl=0	Cflx=0	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
	Cflx=1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
Ccpl=1	Cflx=0	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	Cflx=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1

Pour un comparateur à hystérésis à trois niveaux du couple, on peut avoir le tableau II.7 qui autoriser aussi le fonctionnement dans quatre quadrants:

Tableau II.7 :Cinquième Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
Cflx=0	Ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	Ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	Ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
Cflx=1	Ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	Ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	Ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5

II.4. Modèle sous Matlab/Simulink :

Les éléments théoriques présentés plus haut nous permettent d'établir un système de contrôle d'une machine synchrone à aimants permanents en couple. La figure II.7 montre le bloc de la commande directe de couple sous Matlab/Simulink.

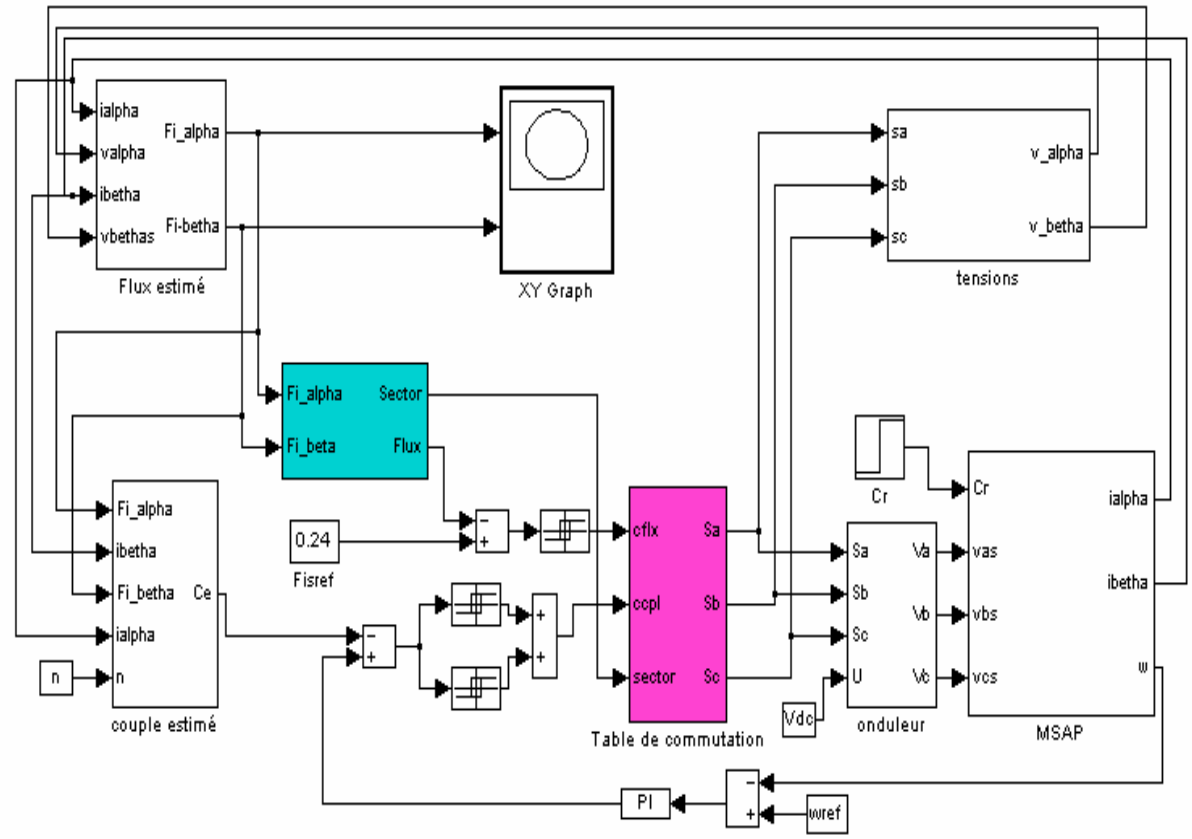


Figure II.7 : Schéma de DTC sous SIMULINK.

II.5. Résultats de Simulation :

Pour compléter l'étude théorique. On va présenter les résultats de simulation illustrant le comportement de la structure de commande directe de couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents pour les différentes tables de commutation définies précédemment. Les simulations numériques sont effectuées avec Matlab/Simulink.

Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations, sont récapitulés dans une annexe placée à la fin de ce mémoire. La valeur du flux de référence égale à celle du flux des aimants.

II.5.1. l'influence de la fréquence d'échantillonnage :

Dans la DTC, le vecteur tension change à chaque période d'échantillonnage. La variation du flux statorique est égale au produit de la tension par la période d'échantillonnage. La bande d'hystérésis des régulateurs est fixée à ±2 % des valeurs nominales. Par conséquent la période d'échantillonnage T_e doit être très petite pour un contrôle correct du flux statorique. Si la période n'est pas suffisamment petite, le changement du flux à chaque période d'échantillonnage va dépasser la limite de la bande d'hystérésis. (Figure II.10)

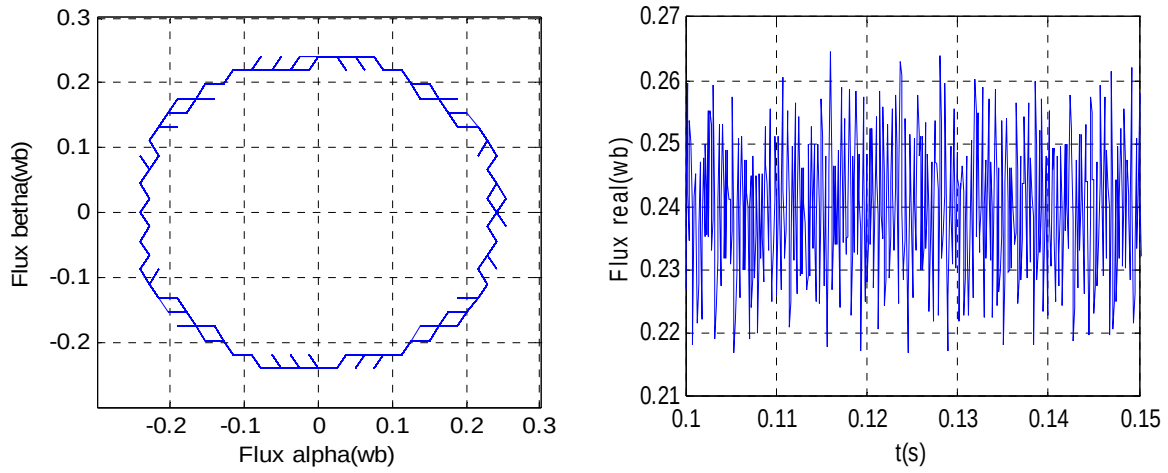
Le tableau II.8 présente le taux d'ondulation de couple et le taux d'harmonique pour différents périodes d'échantillonnages. Le taux d'ondulation τ et le taux d'harmonique THD sont donnés par les formules suivantes :

$$\tau(\%) = 100\frac{C_{e\max} - C_{e\min}}{C_{emoy}} \quad \text{et} \quad THD\% = 100 \times \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} V_k^2 - V_1^2}}{V_1}$$

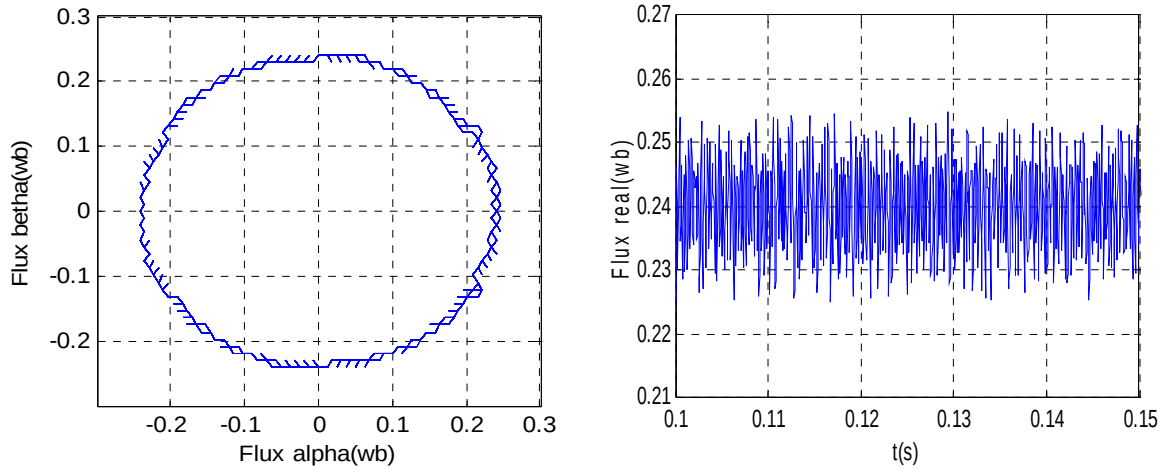
Tableau II.8 : Le taux d'ondulation de couple τ et le taux d'harmonique de tension THD**.**

T_e (µs)	100	50	20
τ (%)	90	60	31
THD (%)	98	95	87

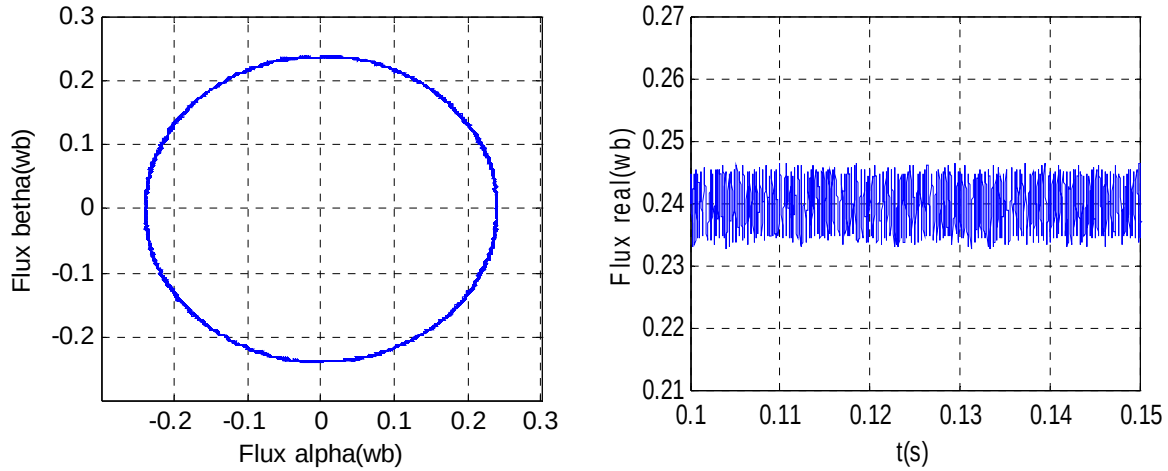
Nous remarquons qu'on diminue la période d'échantillonnage, les ondulations de couple et le taux d'harmonique diminuent. Ainsi, La qualité du signal de courant est améliorée et les spectres d'harmoniques associes à ce signal sont réduits (voir figure II.12).



T_e=100us

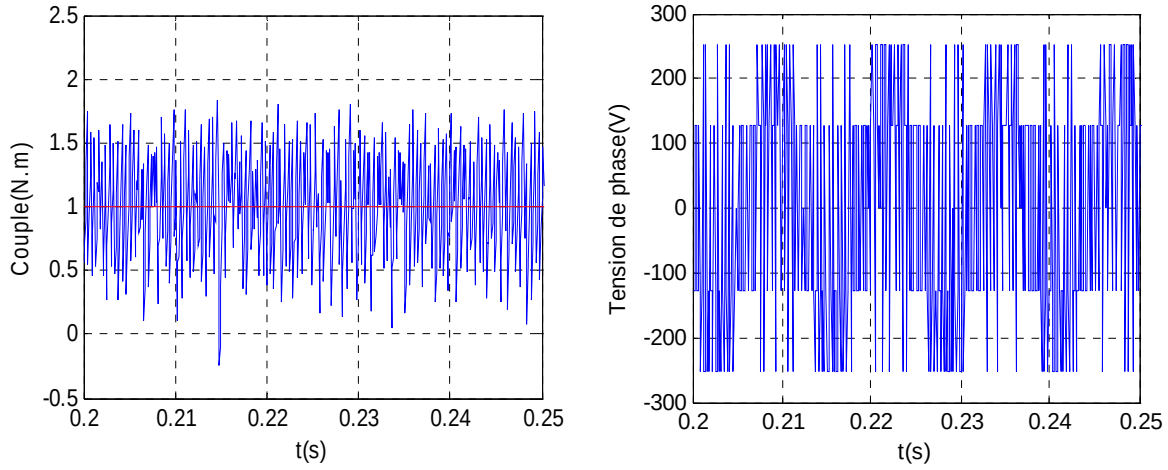


T_e=50us

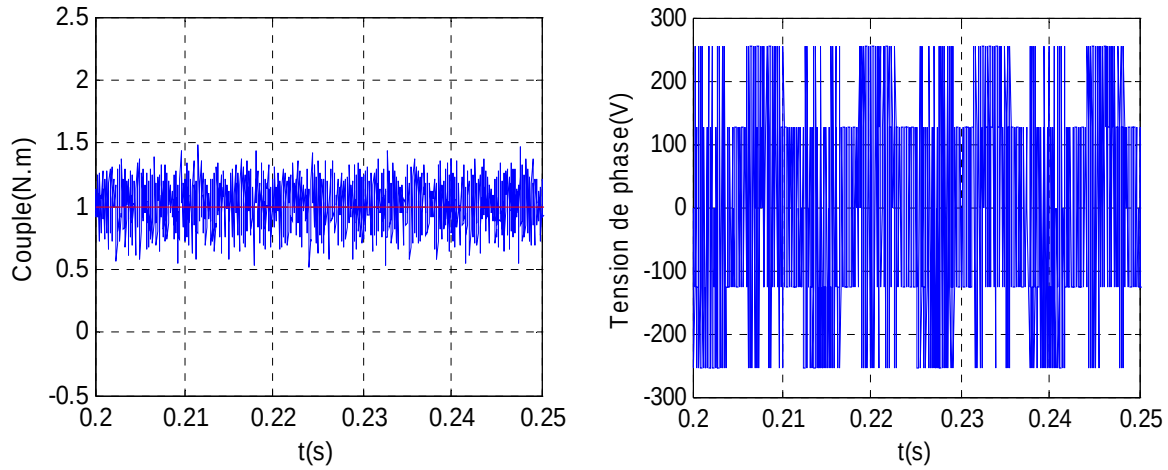


T_e=20us

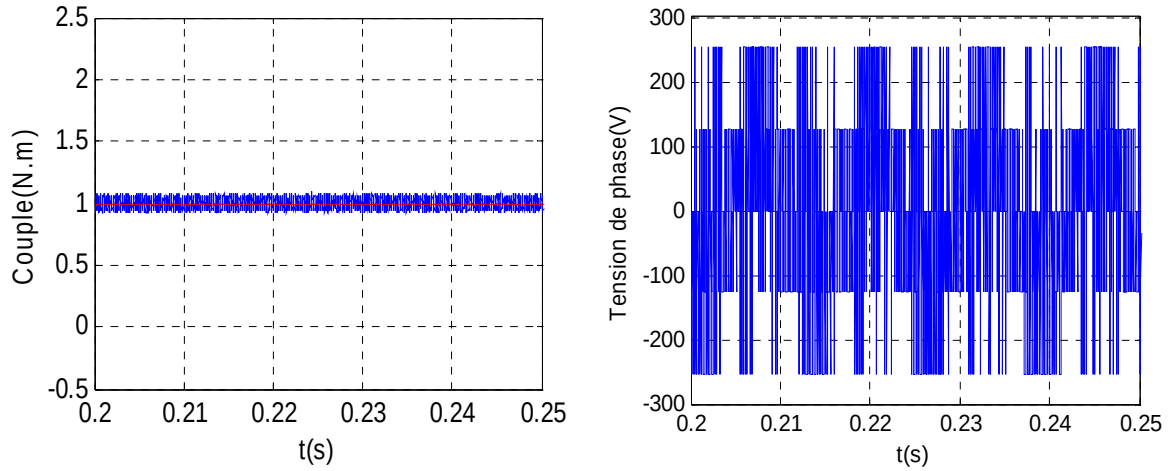
Figure II.10 : La forme du flux et sa trajectoire pour différentes périodes d'échantillonnage.



T_e=100us

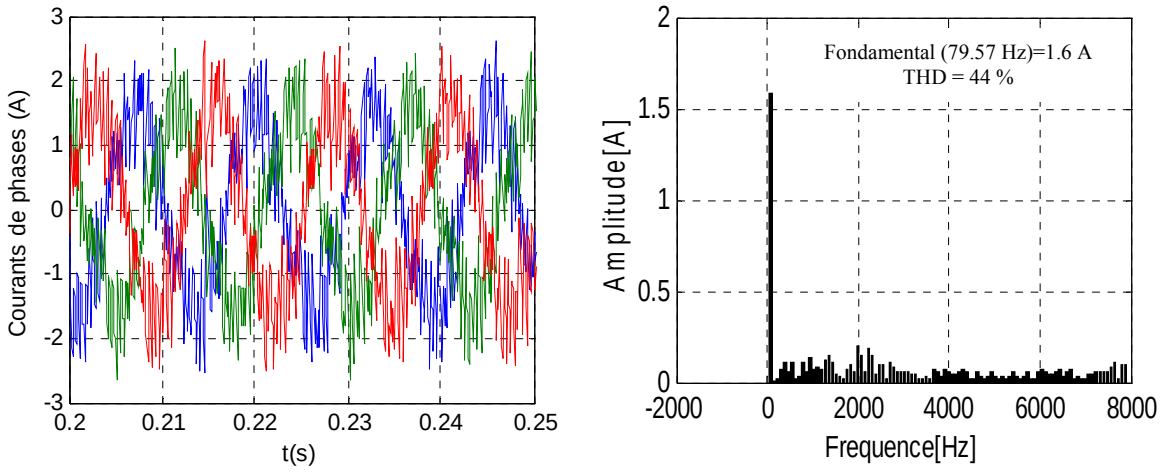


T_e=50us

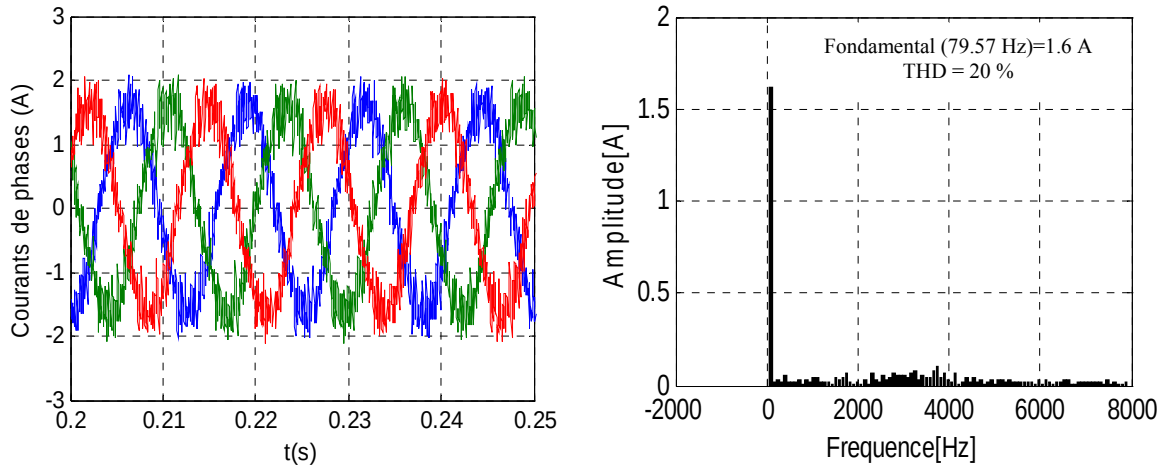


T_e=20us

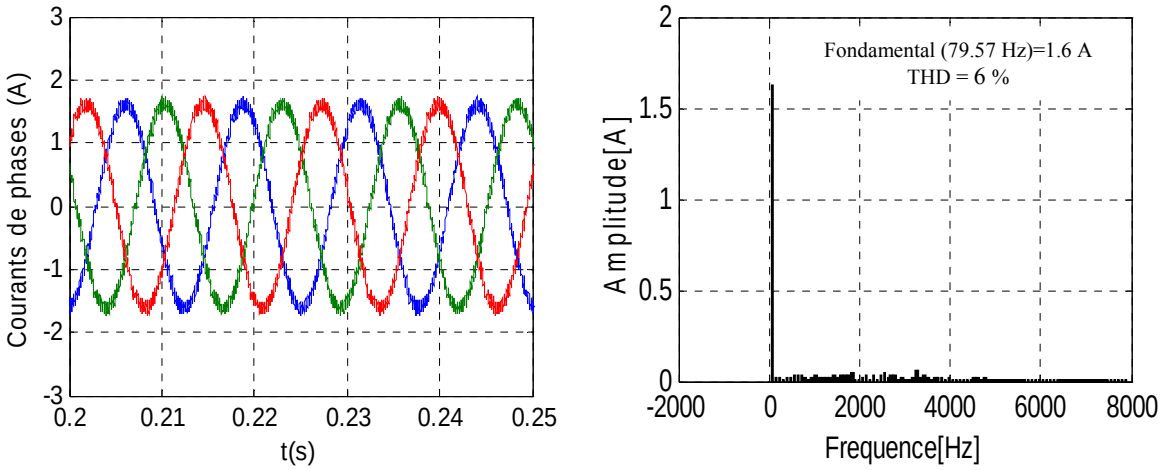
Figure II.11 : La forme de couple et de tension pour différentes périodes d'échantillonnage.



T_e=100us



T_e=50us



T_e=20us

Figure II.12 : Les courants de phase et ces spectres d'harmoniques pour différentes périodes d'échantillonnage.

II.5.2. l'effet de la bande d'hystérésis :

Afin d'étudier l'influence de la bande d'hystérésis sur l'efficacité de la commande on fixe la période d'échantillonnage à 20 µs et on varie la largeur de cette bande. Dans un premier temps, on le fixe à ± 2% de la valeur nominale. Puis, on l'augmente à ± 5%.

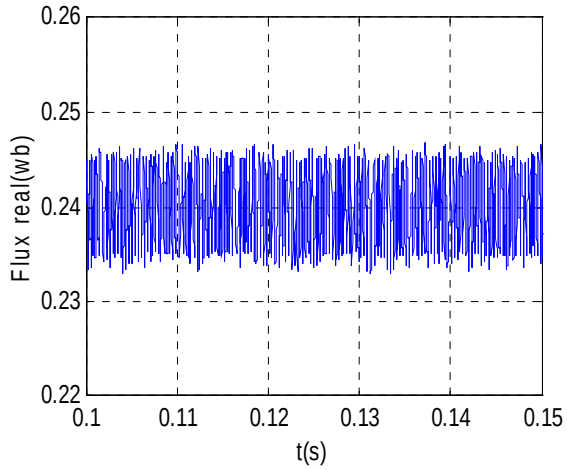
Comme on peut le constater, lorsqu'on augmente la bande d'hystérésis du flux, le nombre de commutation du correcteur de flux diminue. En effet, la trajectoire du flux statorique est plus éloignée de la trajectoire circulaire (Voir figure II.13), la forme du courant s'éloigne de la forme sinusoïdale (Voir figure II.15).

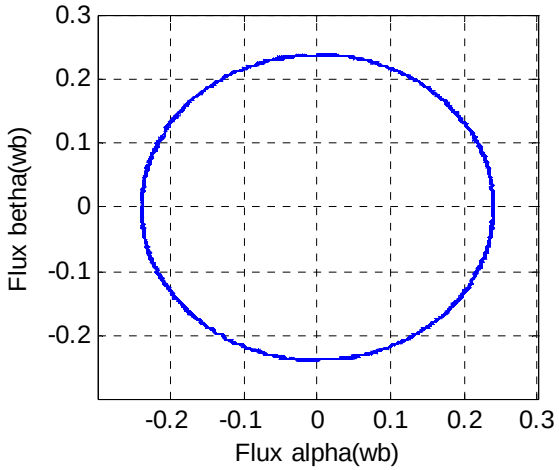
On a effectué des tests successifs en jouant sur la taille des bandes d'hystérésis pour trouver un compromis entre le taux d'ondulation et le taux d'harmonique, les résultats obtenus sont récapitulés dans le tableau II.9.

Tableau II.9 : Le taux d'ondulation de couple τ et le taux d'harmonique de tension THD**.**

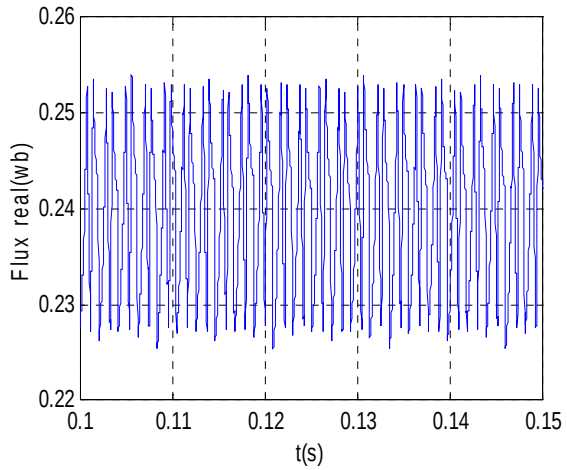
	2% C_e et Φ_n	5% C_e et Φ_n	5%C_e et 2%Φ_n
ΔC_e(N.m)	0.03	0.075	0.075
$\Delta\Phi_s$ (wb)	0.0048	0.012	0.0048
τ (%)	31	36	33
THD (%)	87	71	45

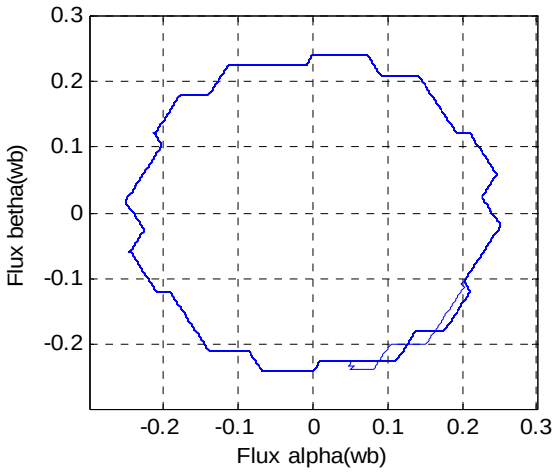
On constate que pour ΔC_e= 0.075 N.m et $\Delta\Phi_s$= 0.0048wb, le taux d'ondulations de couple et le taux d'harmonique sont diminués, la qualité des courants et des tensions est améliorée (voir figure (II.14) et (II.15)).



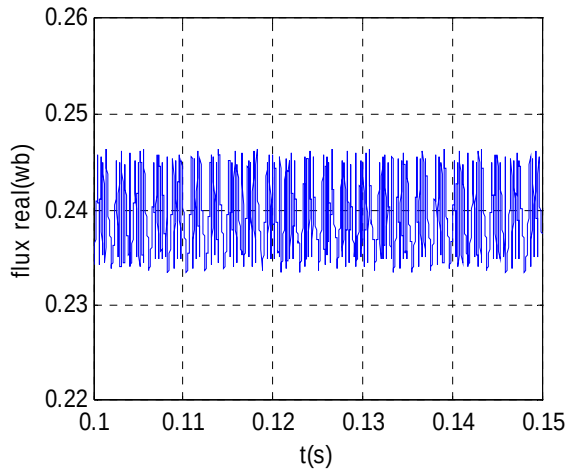


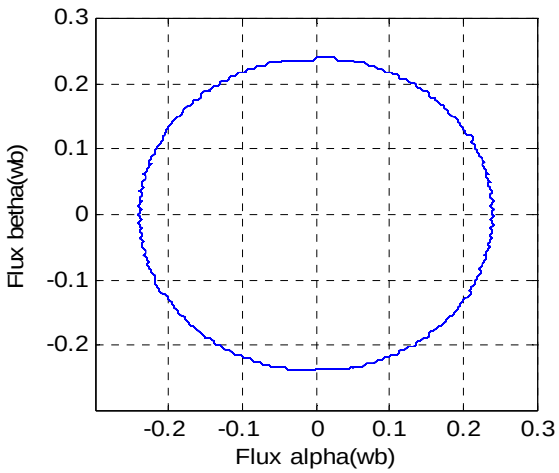
ΔC_e =0.03, $\Delta \Phi_s$ =0.0048 (2%)





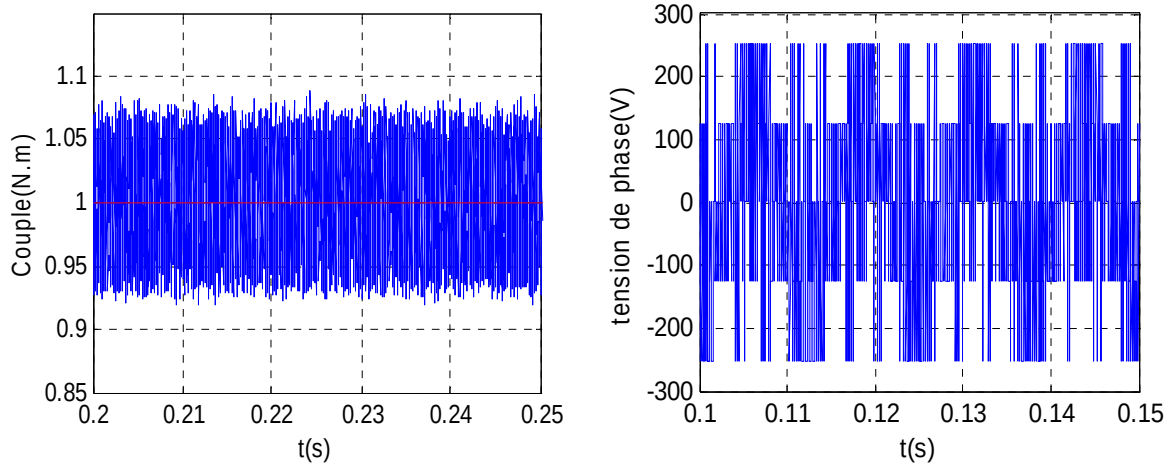
ΔC_e =0.075, $\Delta \Phi_s$ =0.012 (5%)



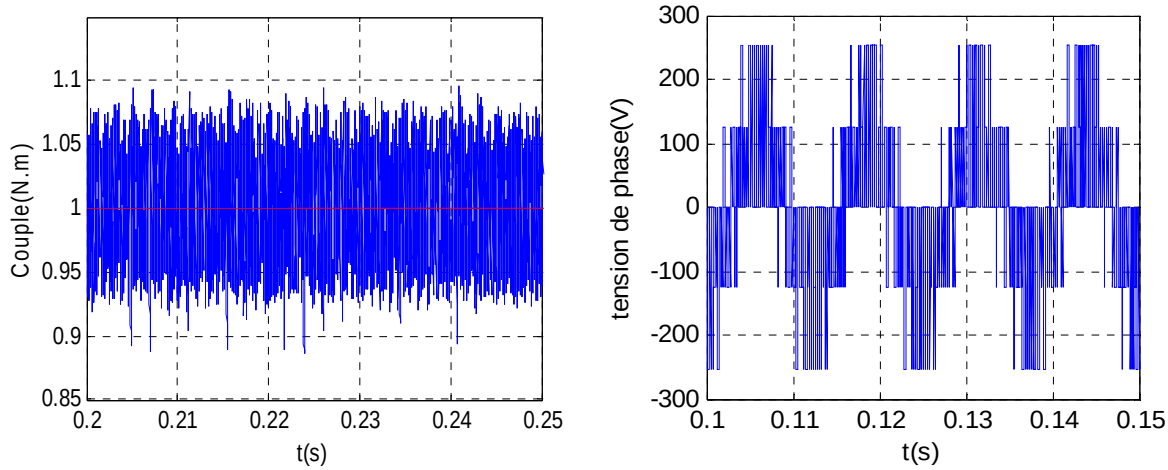


ΔC_e =0.075 (5%), $\Delta \Phi_s$ =0.0048 (2%)

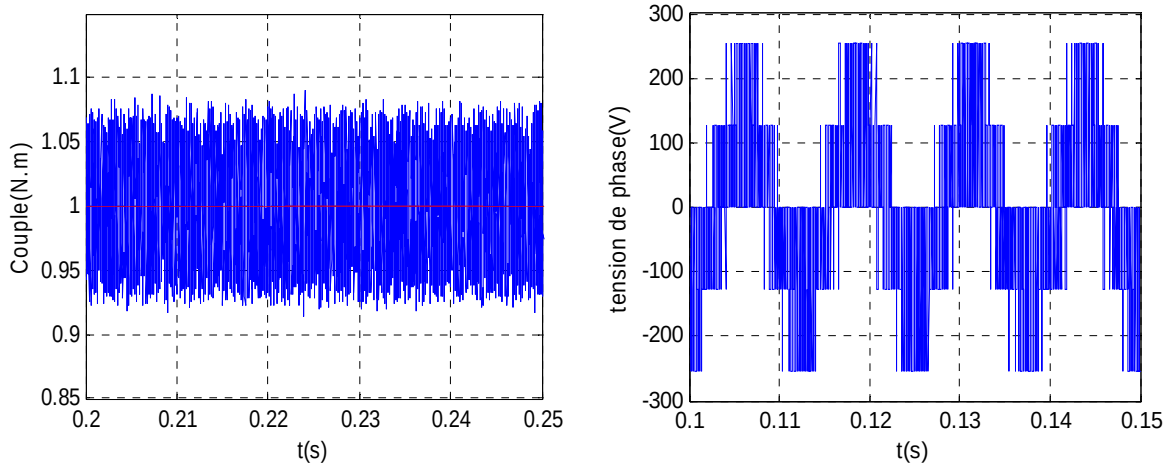
Figure II.13 : La forme du flux pour les différents choix de la bande d'hystérésis.



ΔC_e =0.03, $\Delta \Phi_s$ =0.0048 (2%)

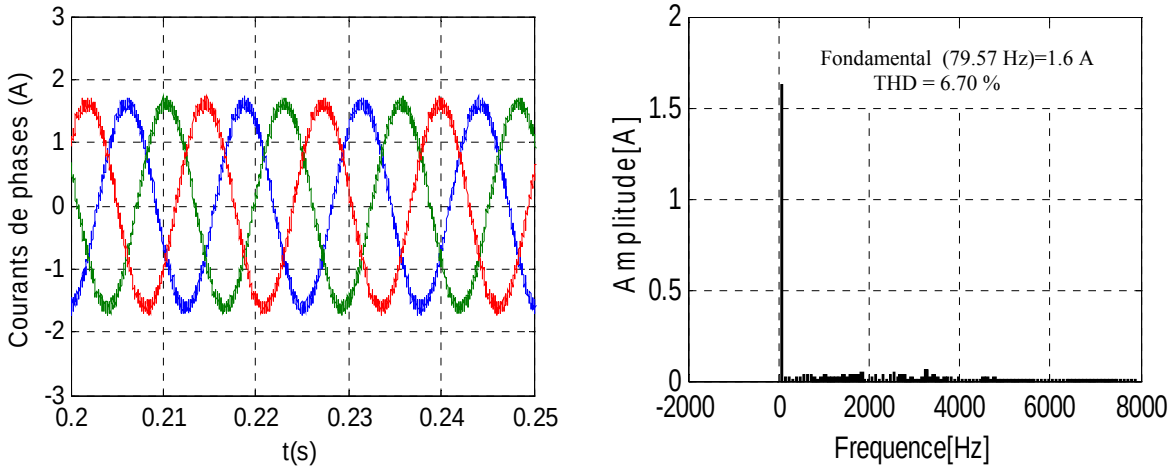


ΔC_e =0.075, $\Delta \Phi_s$ =0.012 (5%)

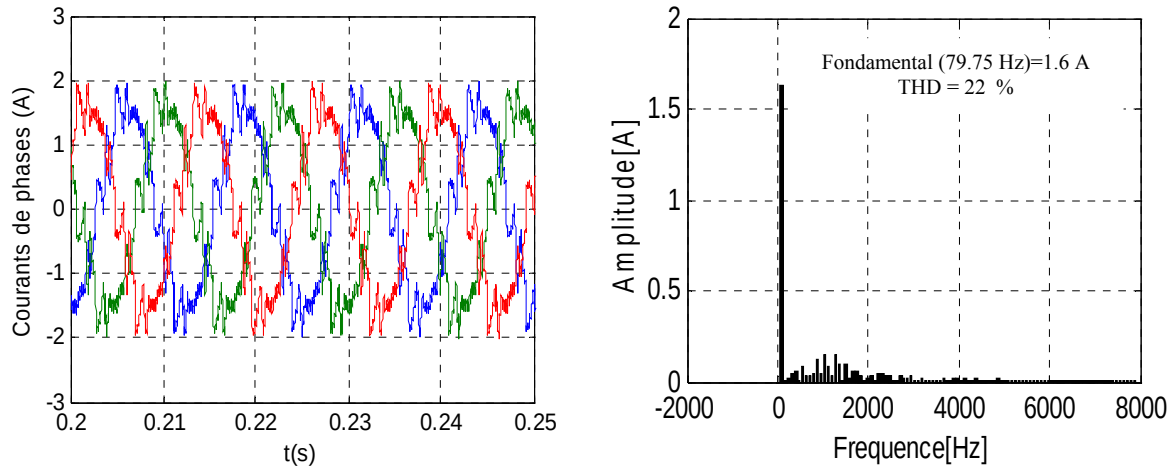


ΔC_e =0.075 (5%), $\Delta \Phi_s$ =0.0048 (2%)

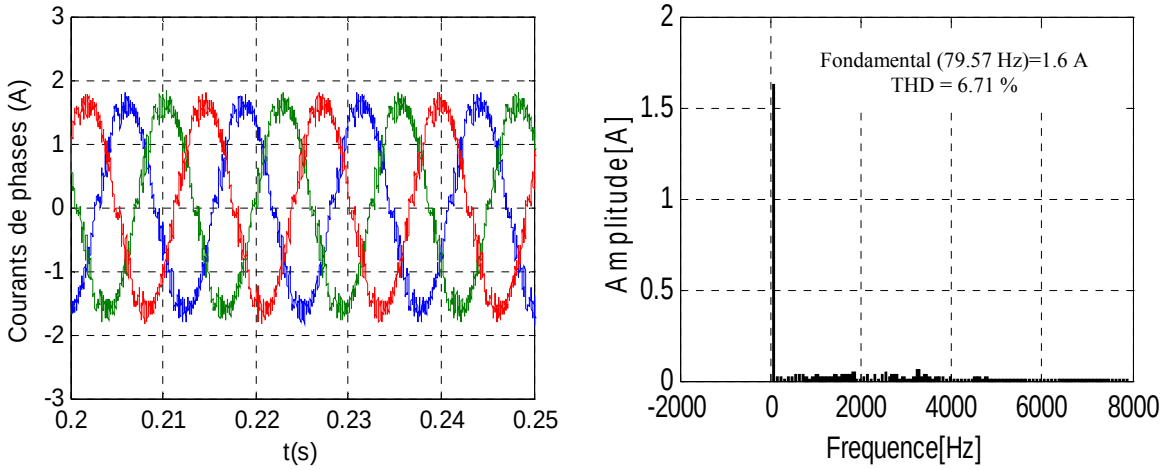
Figure II.14 : La réponse de couple et la forme de tension pour les différents choix de la bande d'hystérésis.



ΔC_e =0.03, $\Delta \Phi_s$ =0.0048 (2%).



ΔC_e =0.075, $\Delta \Phi_s$ =0.012 (5%).



ΔC_e =0.075 (5%), $\Delta \Phi_s$ =0.0048 (2%).

Figure II.15 : Les courants de phase et ces spectres d'harmoniques pour les différents choix de la bande d'hystérésis.

II.5.3. l'influence des tables de commutation:

Les figures (II.16, 17, 18 et 19) montrent la réponse de système pour les différentes tables de commutation pour une période d'échantillonnage de 20 µs, une bande d'hystérésis de $\Delta C_e = \pm 0.075$ N.m pour le couple et de $\Delta \Phi_s = \pm 0.0048$wb pour le flux.

La figure (II.16) montre la forme des courants et ces spectres d'harmoniques. Les courants de la première et la cinquième stratégie ont un taux d'harmonique le mois faible à cause de l'utilisation de vecteur nul. Par conséquent, ils sont le mois ondulés.

La figure (II.17) présente les réponses de couple et du flux pour les différentes stratégies de commutation en régime permanent. La première et la cinquième stratégie présente des meilleures performances de couple en comparaison aux autres stratégies de point de vue oscillation (τ = 33%). Les oscillations sont plus importantes avec la quatrième stratégie (τ = 60%).

La figure (II.18) illustre le cas de l'application de charge. On constate que toutes les stratégies ont presque le même temps de réponse. (Voir tableau 10)

La figure (II.19) présente la forme des tensions à une vitesse de 250 rad/s et la réponse de vitesse à une inversion de marche de (250 rad/s) – (-250 rad/s) pour les différentes stratégies de commutation. On constate que la première et la cinquième stratégie ont un taux d'harmonique le mois faible (voir tableau 10) donc elles ont une meilleure qualité de tension. On constate aussi que la quatrième et la cinquième stratégie répondent à l'inversion de marche.

Tableau 10 : Les caractéristiques des stratégies de commutation.

	Stratégie 1	Stratégie 2	Stratégie 3	Stratégie 4	Stratégie 5
t_r (s)	1.505	1.505	1.503	1.503	1.505
τ (%)	33	40	52	60	33
THD (%)	44	80	92	94	45

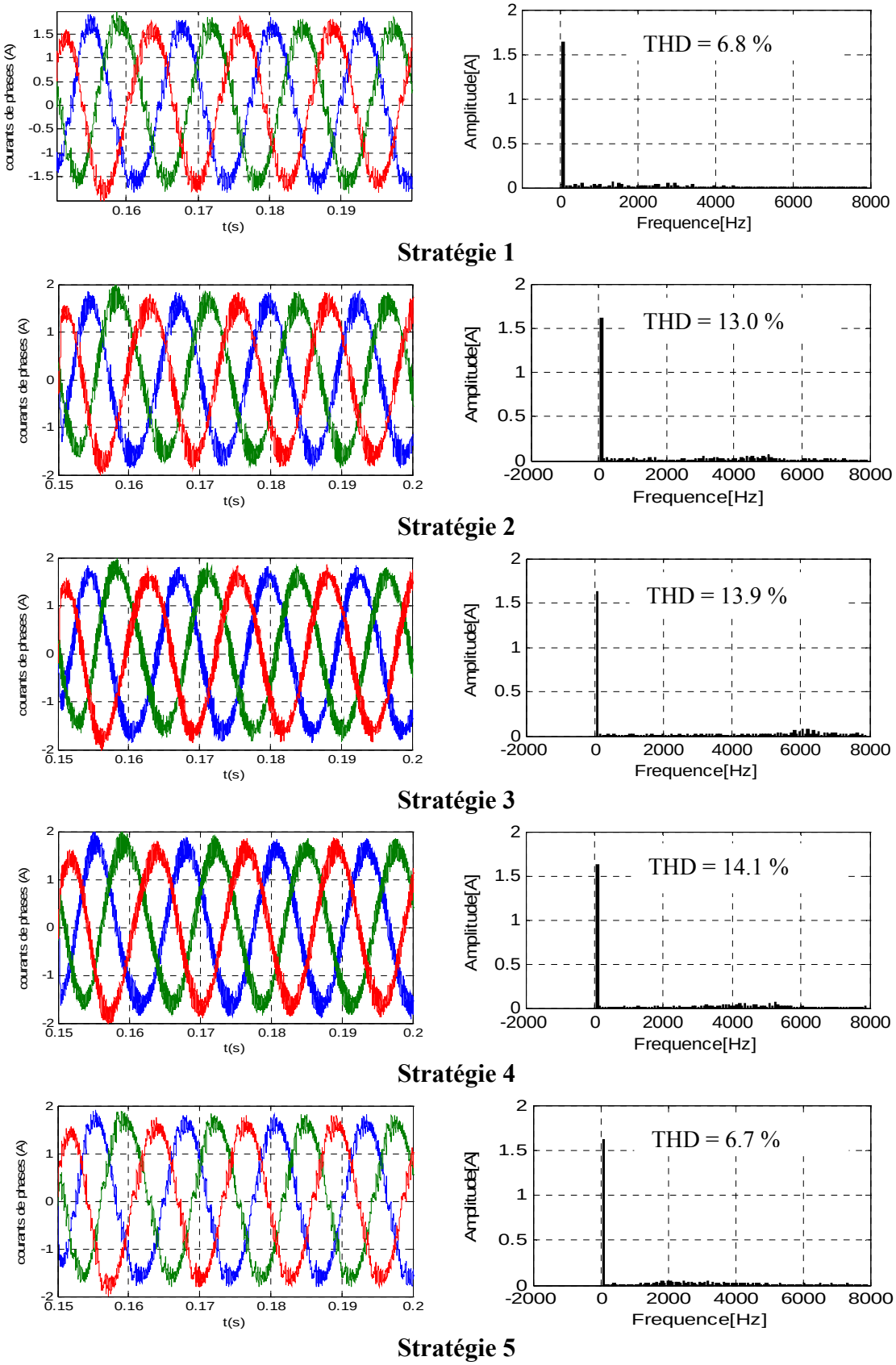


Figure II.16 : La forme des courants et ces spectres d'harmoniques pour les différentes stratégies de commutation.

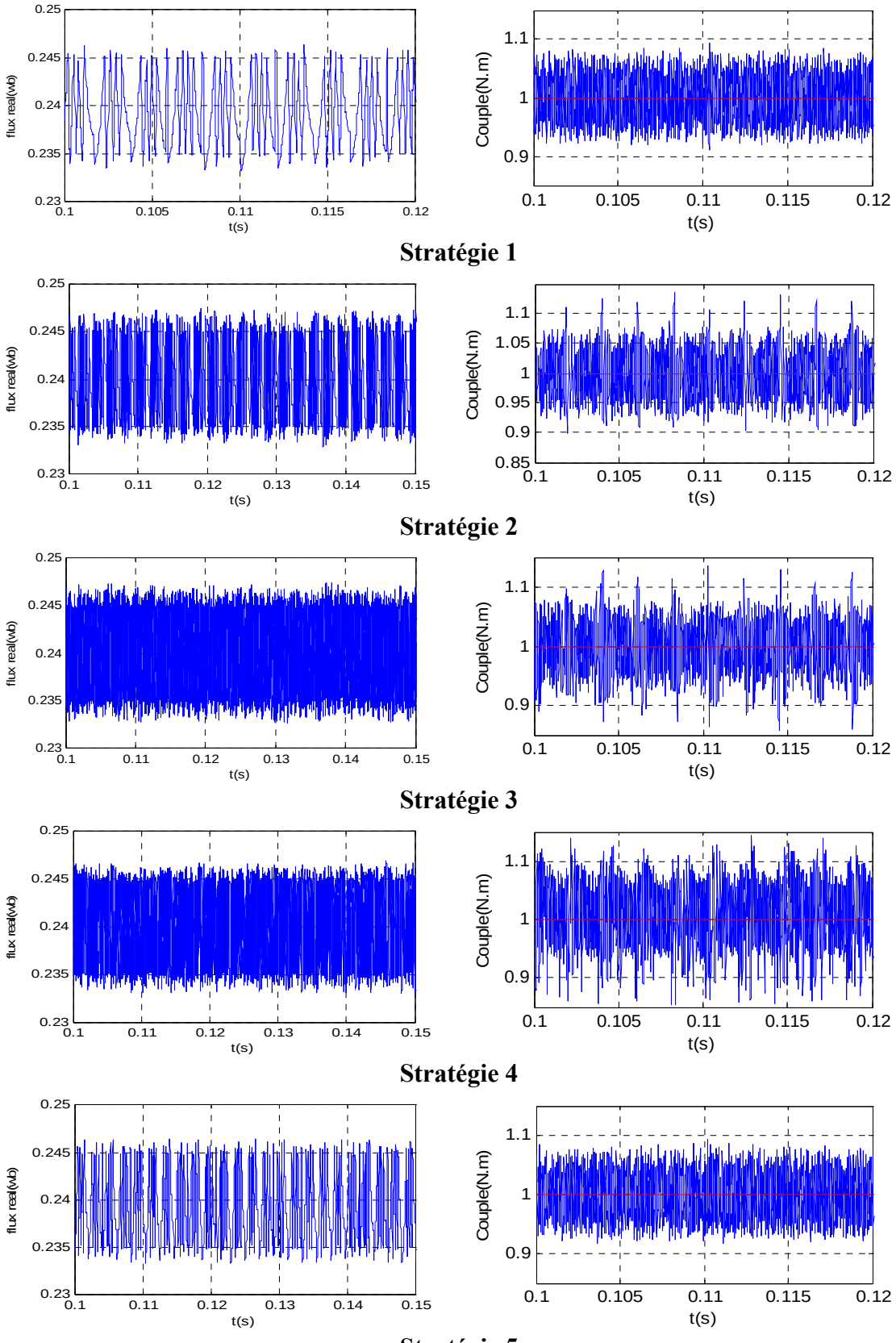
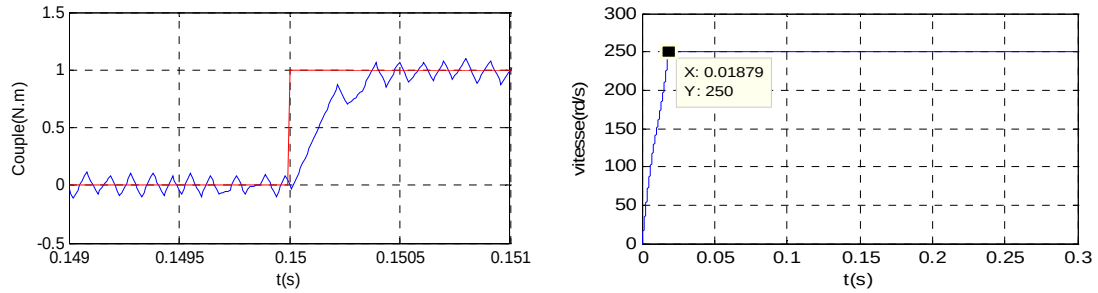
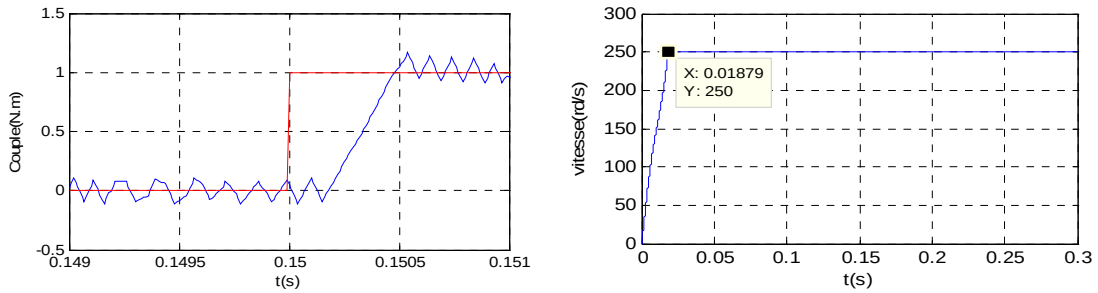


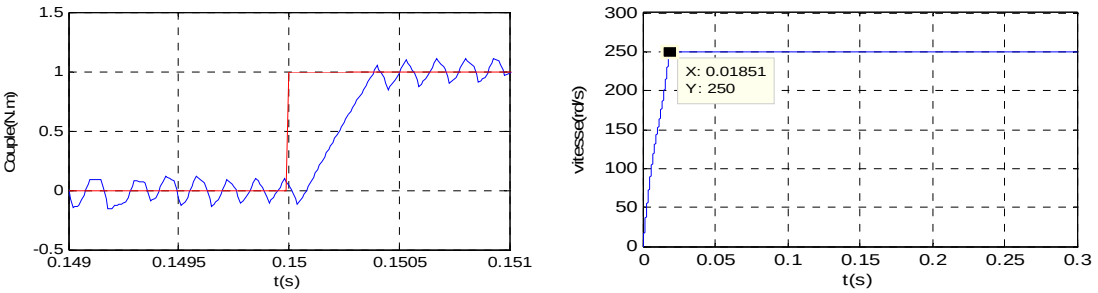
Figure II.17 : Les ondulations du couple et du flux pour les différentes stratégies de commutation.



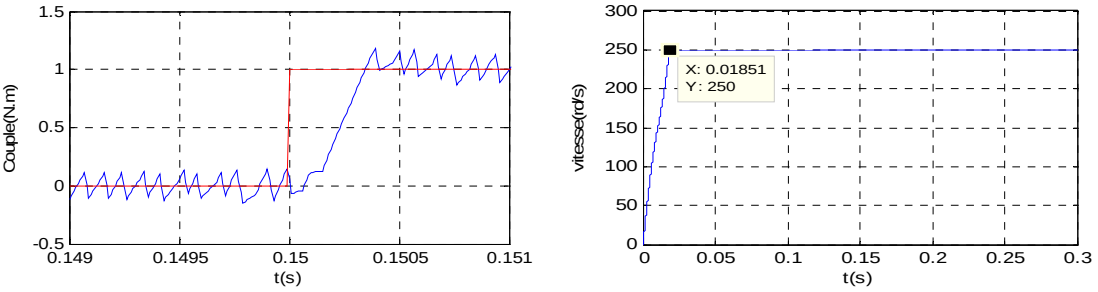
Stratégie 1



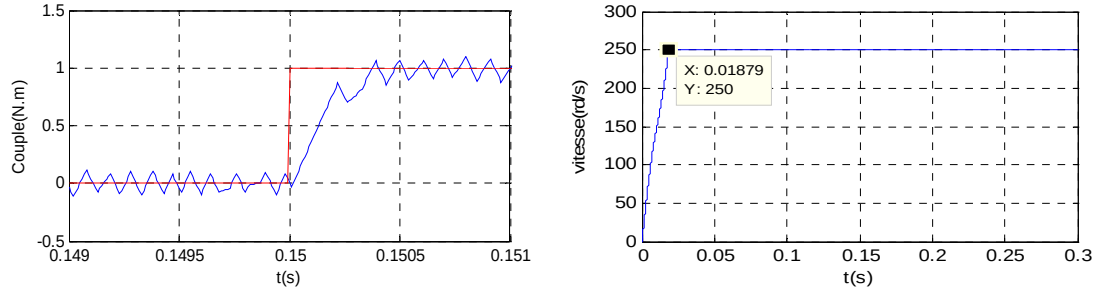
Stratégie 2



Stratégie 3

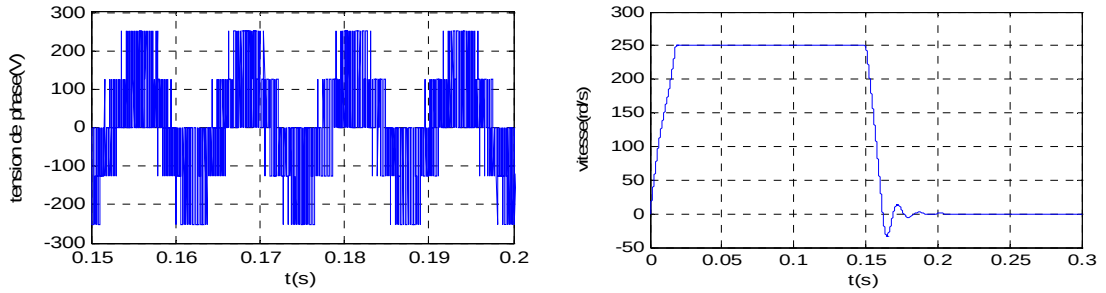


Stratégie 4

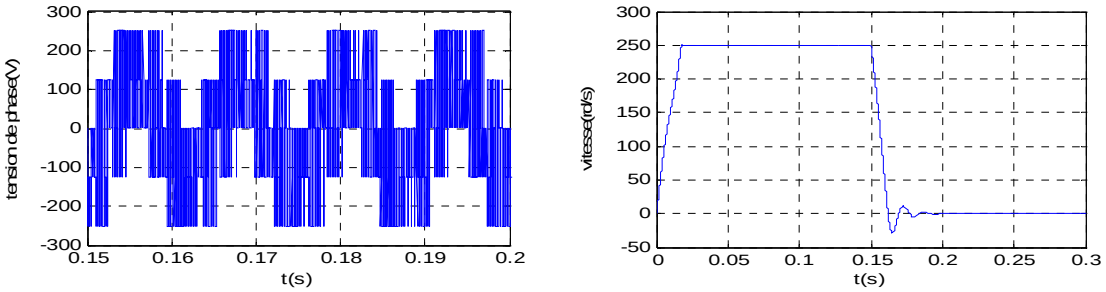


Stratégie 5

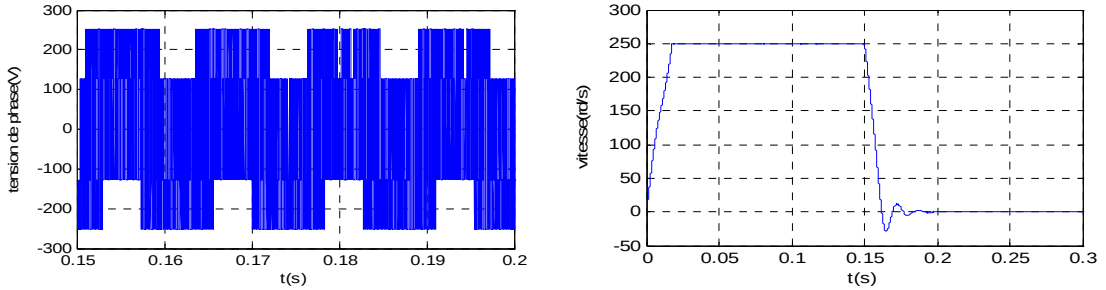
Figure II.18 : La réponse de vitesse et du couple à une charge de 1 N.m (t=0.15s) pour les différentes stratégies de commutation.



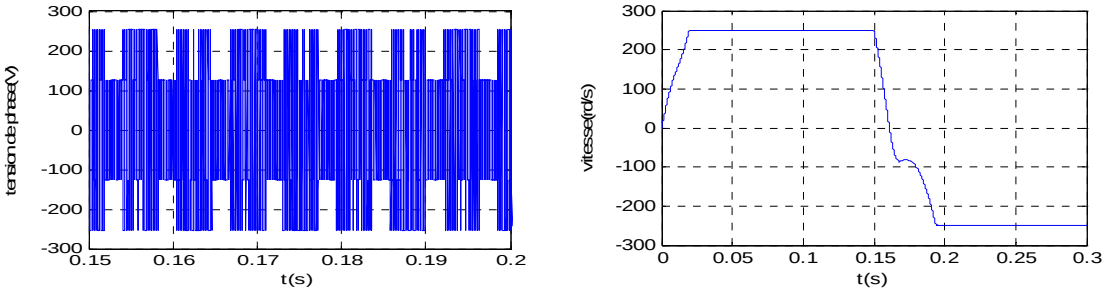
Stratégie 1



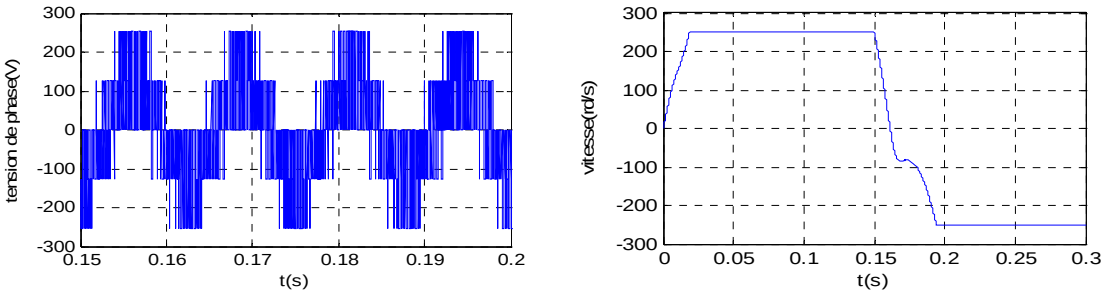
Stratégie 2



Stratégie 3



Stratégie 4



Stratégie 5

Figure II.19 : La forme de tension pour une vitesse de 250 rad/s et la réponse de la vitesse à une inversion de marche pour les différentes stratégies de commutation.

Nous retiendrons uniquement la cinquième stratégie pour les simulations suivantes, car elle établit un compromis entre les ondulations du couple, le taux d'harmonique et le fonctionnement dans les quatre quadrants.

II.5.4. Essai en appliquant la cinquième stratégie (démarrage à vide avec application d'une charge de 1 Nm à t=0.15s) :

La figure (II.20) représente la réponse du système en appliquant la cinquième stratégie. Dans cette dernière on utilise un comparateur d'hystérésis à trois niveaux pour contrôler le couple avec l'application des vecteurs tensions nuls pour réduire le nombre de commutation de l'onduleur. La régulation de la vitesse est obtenue par un régulateur de type (PI), dont les paramètres sont calculés par la méthode des pôles imposés (voir chapitre I). On constate que la vitesse répond sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse court et un rejet de perturbation rapide, le couple électromagnétique augmente à 1Nm pour compenser le couple de charge. Le flux suit convenablement sa référence. La trajectoire du flux est circulaire.

II.5.5. Essai inversion de sens de rotation :

La figure (II.21) présente la réponse de la commande directe de couple à une inversion de marche de (250 rad/s) à (-250 rad/s). La vitesse de la machine suit parfaitement sa référence. On remarque une apparition des piques au niveau des courants, de couple et de flux lorsque de l'inversion.

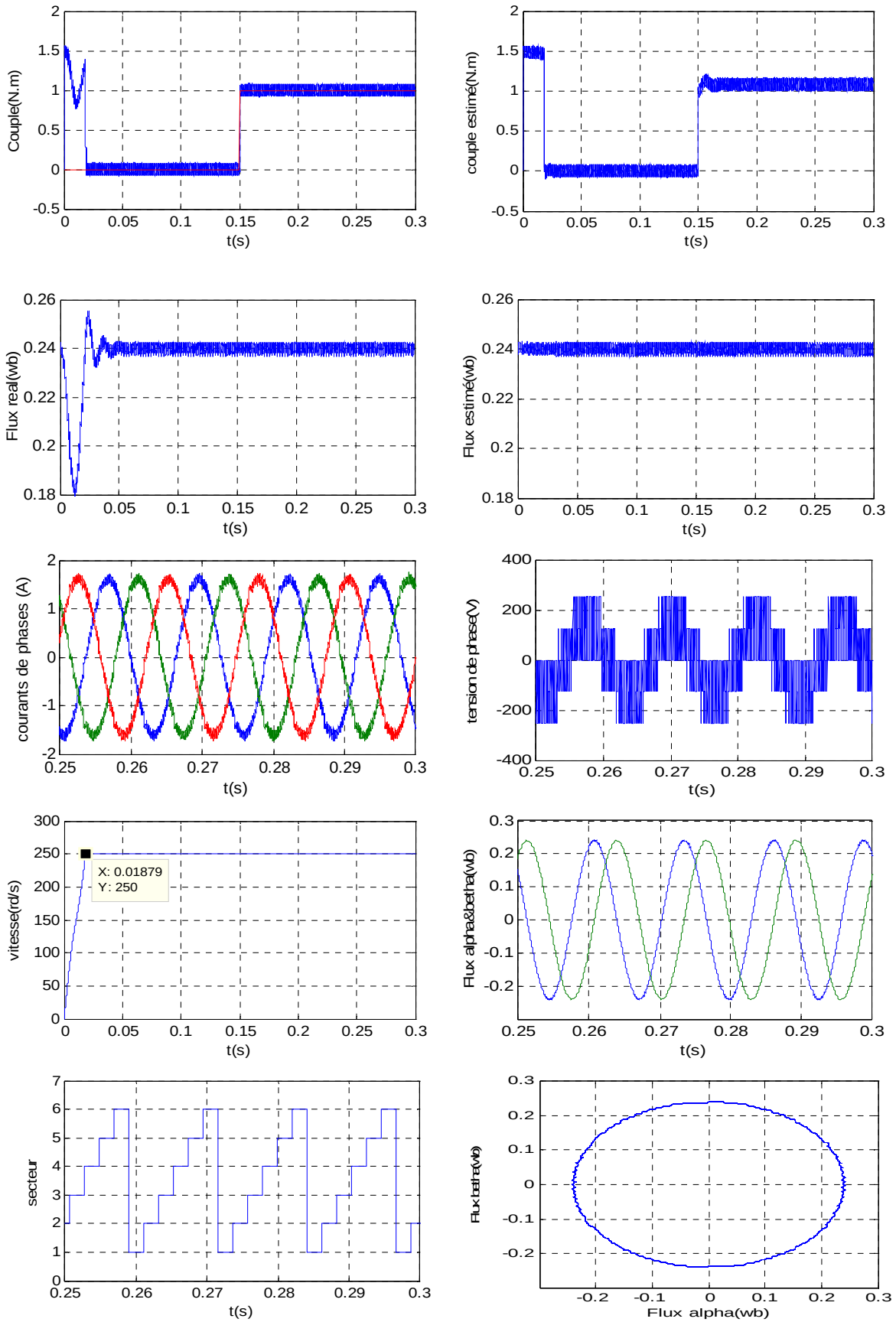


Figure II.20 : Réponse de la commande directe de couple avec un comparateur à trois niveaux à une charge de (1 Nm) à (t=0.15 s).

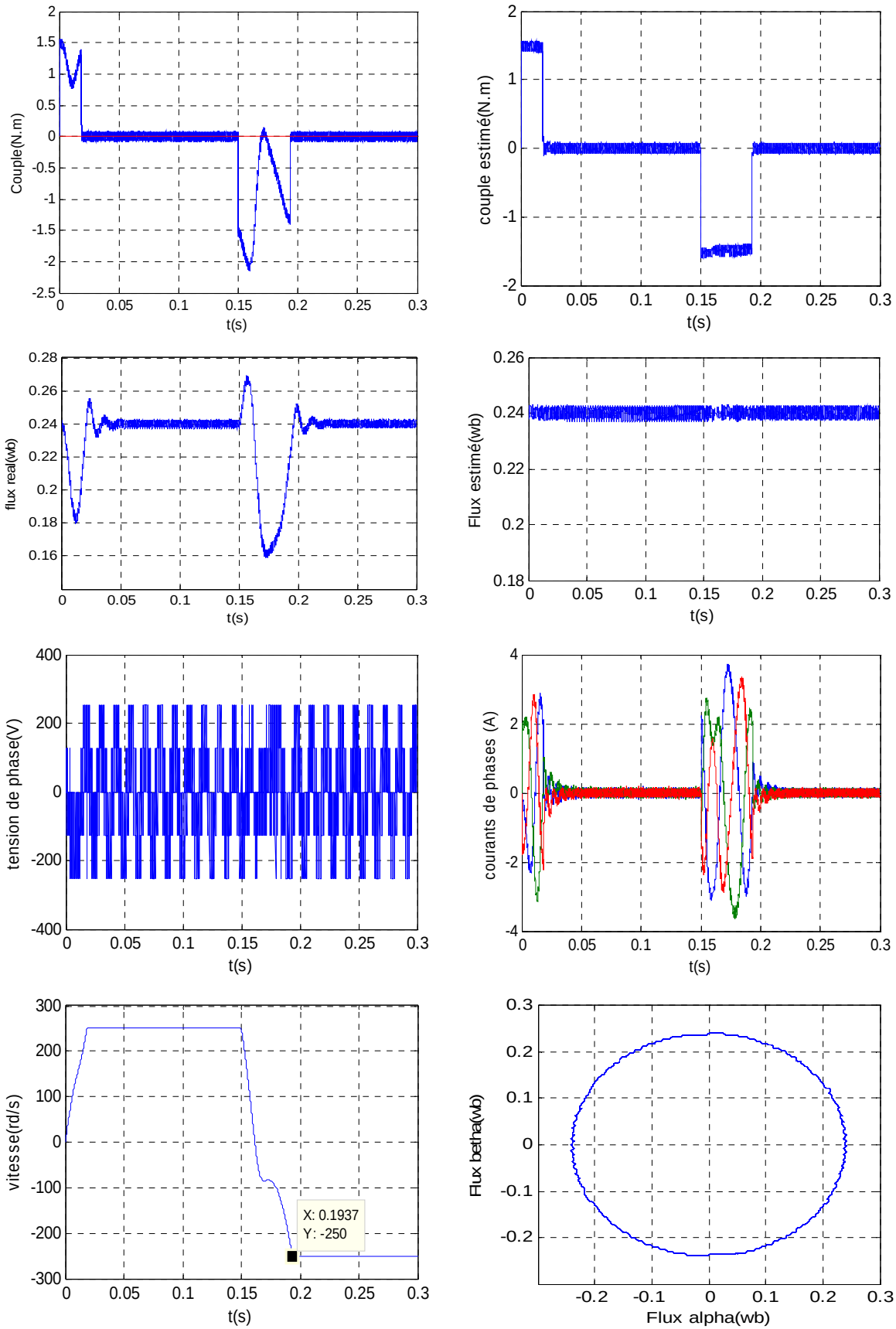


Figure II.21 : la réponse de la commande directe de couple à une inversion de marche de (250 rad/s) à (-250 rad/s).

II.5.7. Influence de la variation de la résistance statorique sur la DTC :

La DTC est une commande qui est basée sur l'estimation de l'amplitude et de la position du flux statorique, et du couple électromagnétique à partir du courant et de la tension statoriques. Seule la variation de la résistance statorique due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites, dégradent ces performances [MOK 08].

Plusieurs recherches récentes ont prouvé que la variation de cette résistance statorique peut réduire la robustesse de l'entraînement à base vitesse [HAQ 00], [LIX 03], [MOK 08].

Pour les grandes vitesses, la chute de tension due à la résistance statorique est négligeable [HAQ 00].

A basse vitesse, le système de contrôle sélectionne le vecteur nul pour une durée considérable ; et par conséquent la chute de tension statorique augmente, ce qui implique une diminution indésirable du flux et une dégradation des performances de la commande [HAQ 00], [CAS 02], [MOK 08].

La figure (II.24) présente la réponse de la commande à une variation de 50% de la résistance statorique pour une vitesse de 50 rad/s. on constate que cette variation dégrade les performances de la commande.

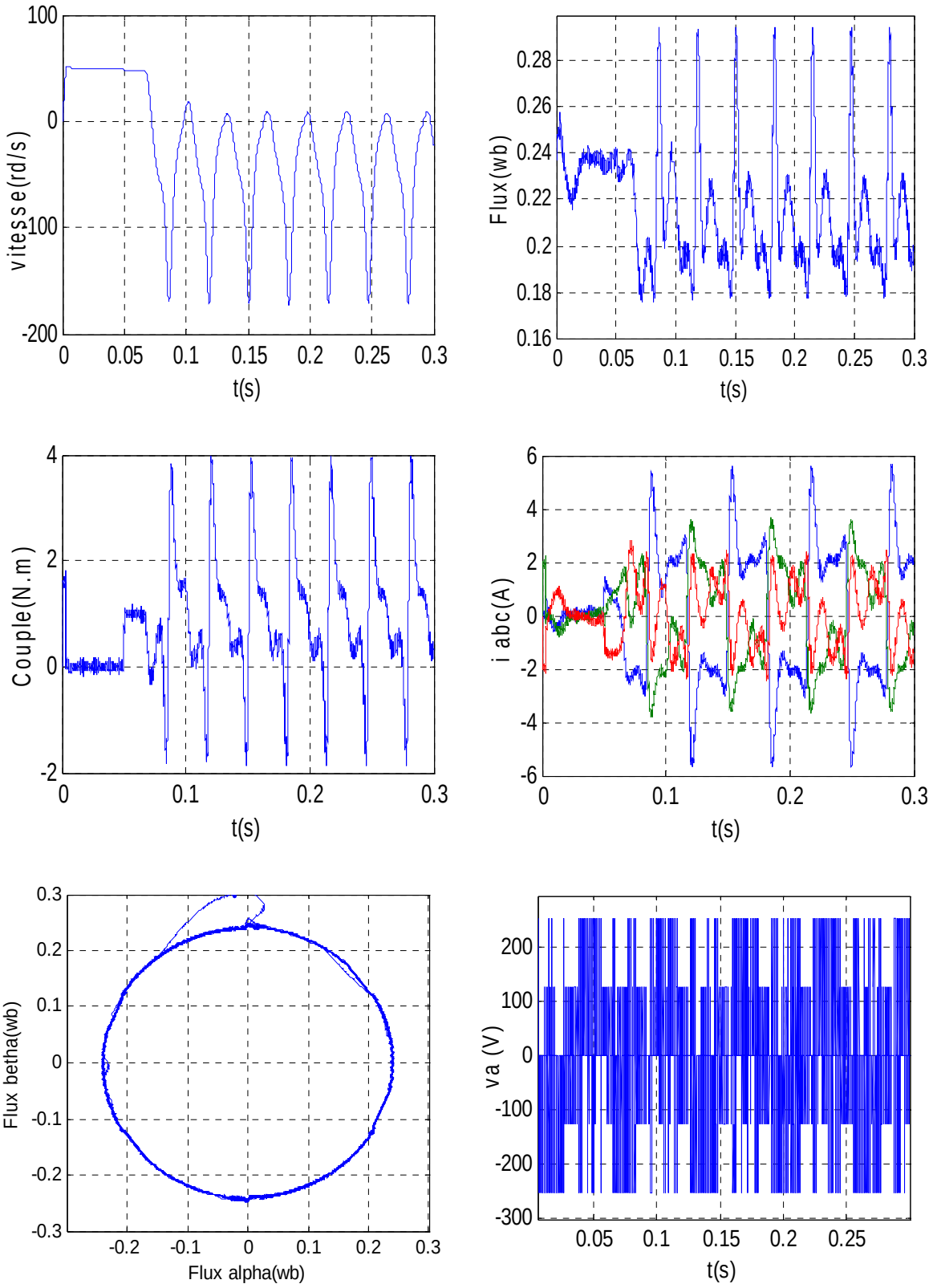


Figure III.22 : Réponse de la DTC à une consigne de vitesse de 50 rad/s avec application d'un couple résistant (Cr=1 N.m) et augmentation de la résistance à 50%.

II.6. Commande directe de couple sans capteur mécanique à base d'estimateur :

Dans cette partie, on présente une méthode simple de la commande directe de couple sans capteur mécanique à base d'estimateur.

A partir des équations d'état de la machine, on peut aboutir à plusieurs formulations qui permettent d'estimer la position [YOU 00], [LINK 02], [HAQ 02], [BIL 03], [PAR 07]. Nous avons considéré une de ces méthodes qui est basée sur l'estimation de la position à partir des composantes du flux et de couple estimés [HAQ 02], [TAN 03], [PAR 07], [FOO 08]:

$$\begin{aligned}\hat{\Phi}_{\alpha} &= \Phi_{\alpha}(0) + \int_0^t (V_{\alpha} - R_s.i_{\alpha})dt \\ \hat{\Phi}_{\beta} &= \Phi_{\beta}(0) + \int_0^t (V_{\beta} - R_s.i_{\beta})dt\end{aligned} \qquad \text{(II.24)}$$

Le module de flux et sa phase sont obtenus par calcul comme suit :

$$\begin{aligned}\hat{\Phi}_s &= \sqrt{\hat{\Phi}_{\alpha} + \hat{\Phi}_{\beta}} \\ \hat{\theta}_s &= \angle\Phi_S = arctg\left(\frac{\hat{\Phi}_{\beta}}{\hat{\Phi}_{\alpha}}\right)\end{aligned} \qquad \text{(II.25)}$$

Une fois les deux composantes du flux sont obtenues, le couple peut être estimé d'après la formule rappelée ci-dessous :

$$\hat{C}_{em} = \frac{3}{2} p\left(\hat{\Phi}_{\alpha} I_{\beta} - \hat{\Phi}_{\beta} I_{\alpha}\right) \qquad \text{(II.26)}$$

Où encore $$\hat{C}_{em} = \frac{3}{2}\frac{p}{L_d}\Phi_s\Phi_r \sin\gamma \qquad \text{(II.27)}$$

Où γ est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique (l'angle de charge).

Après avoir déterminé le couple électromagnétique d'après la relation (II.26), l'angle de charge peut être calculé à partir de la relation (II.27)

La position estimée du rotor est donnée par l'expression :

$$\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_s - \gamma \qquad \text{(II.28)}$$

La vitesse estimée est donnée par l'expression :

$$\hat{\omega}_r = \frac{d\hat{\theta}_r}{dt} \qquad \text{(II.29)}$$

L'organigramme suivant illustre le programme utilisé pour estimée la vitesse.

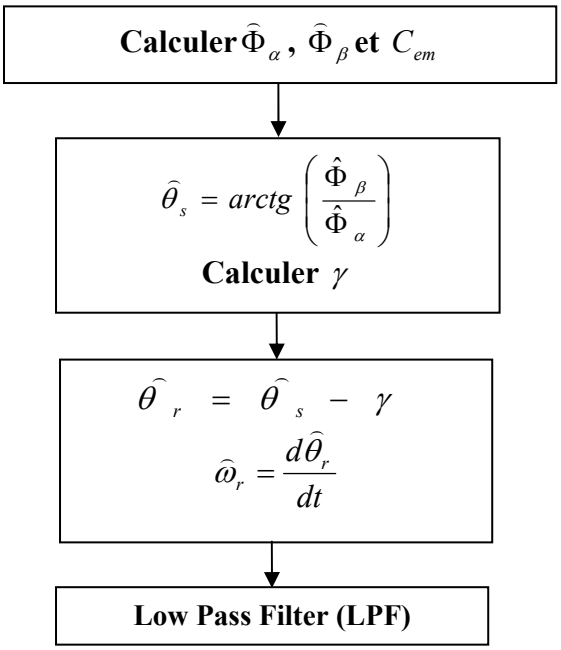
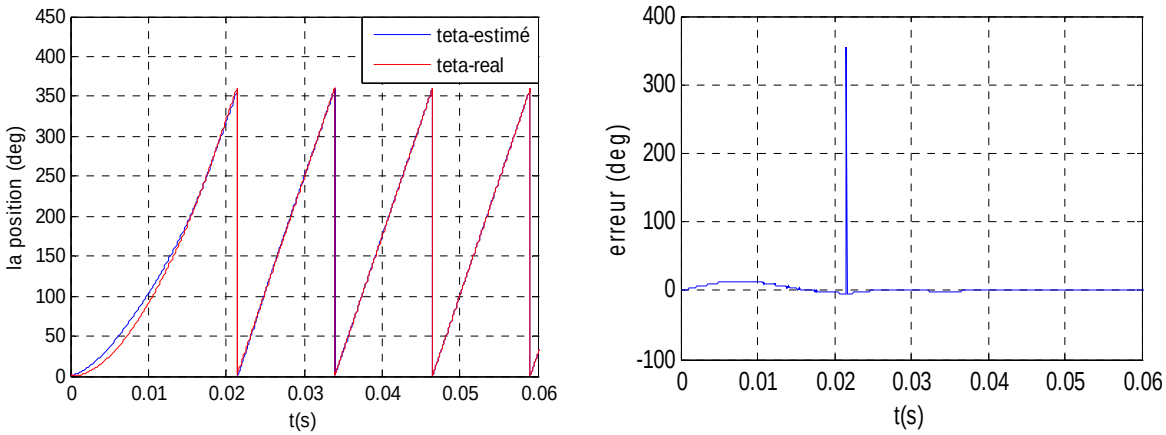
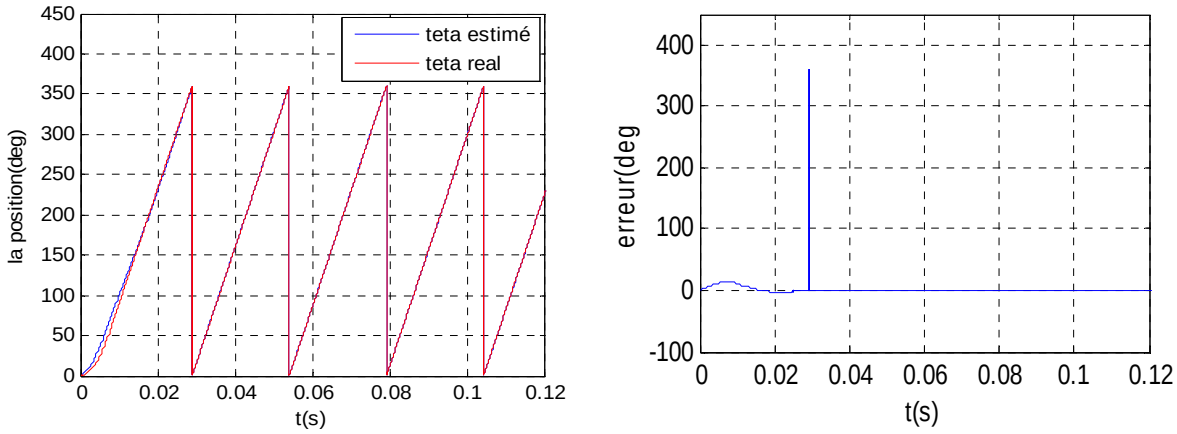


Figure IV.25 : Organigramme de la vitesse estimée.

La figure (II.23) présente l'évolution de la position réelle et la position estimée et montre l'erreur sur la position estimée pour des vitesses de 250 rad/s et de 125 rad/s. on remarque que la variation de la position estimée se superpose à la position réelle ce qui montre l'efficacité de l'estimateur.



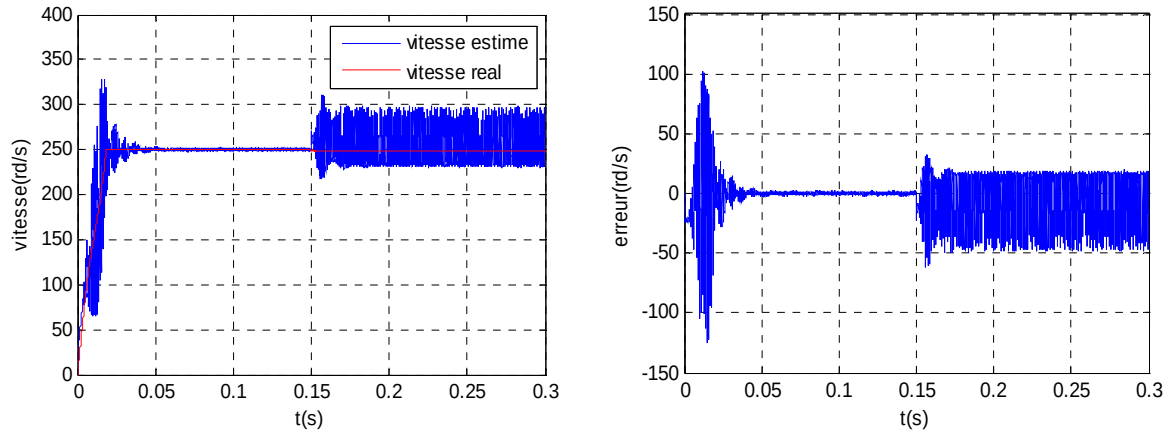
Vitesse =250 rad/s.



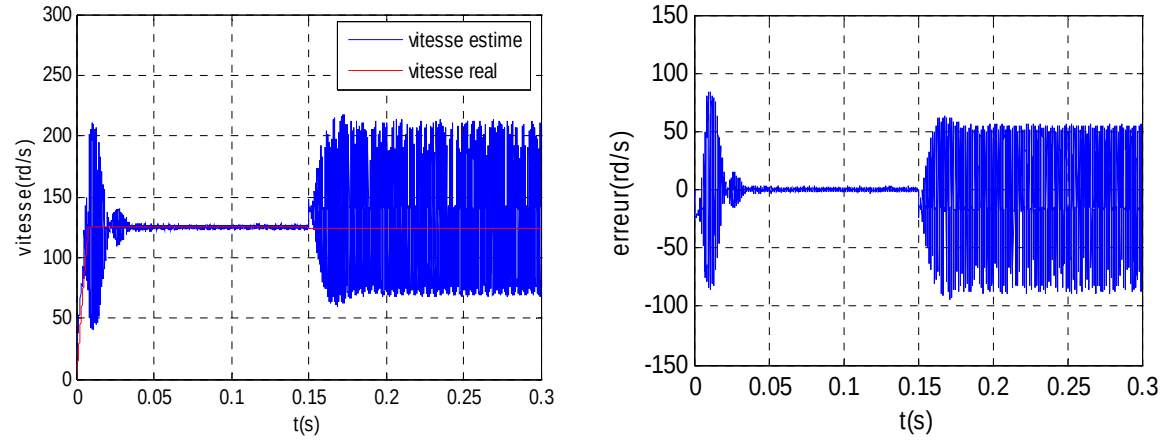
Vitesse =125 rad/s.

Figure II.23 : l'évolution de la position réelle et estimée et l'erreur sur la position.

La figure (II.24) présente l'évolution de la vitesse estimée, on remarque que cette vitesse est riche en harmoniques, d'où la nécessité de l'utilisation d'un filtre passe bas.



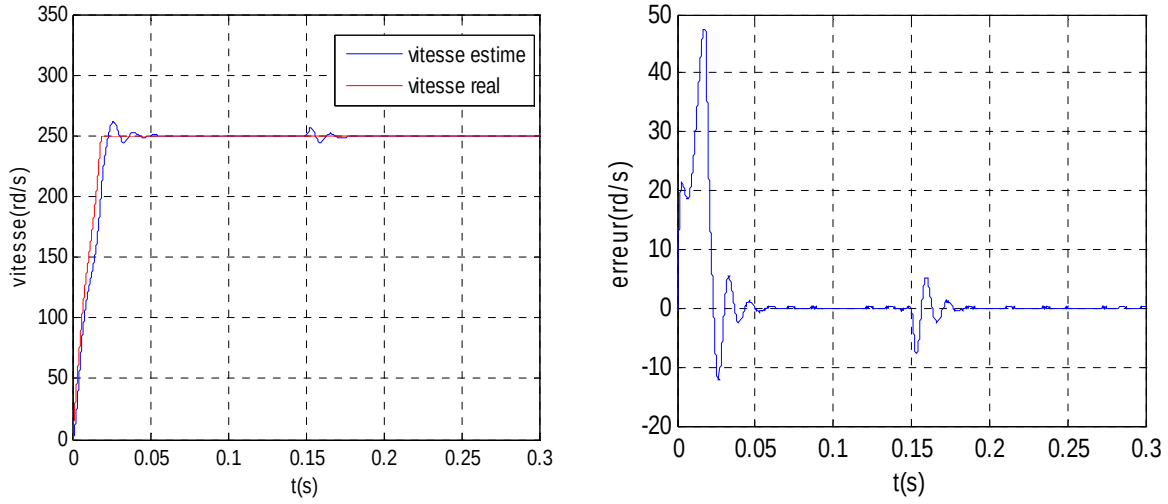
Vitesse =250 rad/s.



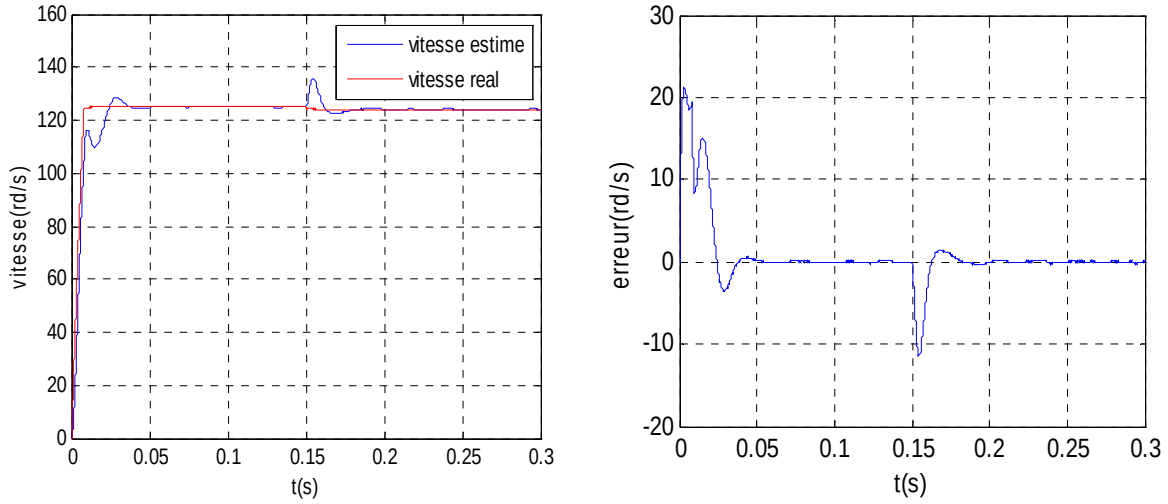
Vitesse =125 rad/s.

Figure II.24 : l'évolution de la vitesse réelle et estimée et l'erreur sur la vitesse avant filtrage.

La figure (II.25) présente l'évolution de la vitesse estimée après l'utilisation du filtre passe bas, on remarque que les harmoniques sont atténués, on remarque aussi un décalage entre la vitesse réelle et la vitesse estimée au régime transitoire qui du a l'utilisation de filtre.



Vitesse =250 rad/s.



Vitesse =125 rad/s.

Figure II.25 : l'évolution de la vitesse réelle et estimée et l'erreur sur la vitesse après filtrage.

II.7. Conclusion :

L'étude de la commande directe de couple a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, où l'on considère la vitesse suffisamment élevée pour négliger le rôle de la résistance statorique.

L'application du DTC nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour réduire les ondulations sur le flux statorique et le couple. Cependant, une valeur élevée a pour conséquence une augmentation des pertes par commutation et la nécessité d'utiliser une unité de traitement rapide comme un DSP.

Le choix d'une table de commutation dépend de la variation souhaitée de point de vue ondulations du flux et du couple et du fonctionnement dans deux ou quatre quadrants du plan coulpe-vitesse.

La résistance statorique est le seul paramètre de la machine qui est utilisé dans le système de contrôle, elle peut entraîne de fortes perturbations sur la commande aux basses vitesses.

La commande directe de couple sans capteur mécanique est caractérisée par sa simplicité de conception. Elle nous a permis surtout d'éliminer le capteur mécanique de position, qui est coûteux et fragile.

Chapitre III

La comparaison entre la commande directe de couple et la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents.

Chapitre III

La comparaison entre la commande directe de couple et la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents.

III.1. Introduction :

Dans les chapitres précédents, nous avons étudié deux stratégies de commande, la commande vectorielle et la commande directe de couple. Afin de conduire une étude comparative entre les deux systèmes, nous définissons les critères de performances généralement rechercher dans les systèmes des entraînements électriques. Ainsi, un ensemble de simulation est effectué.

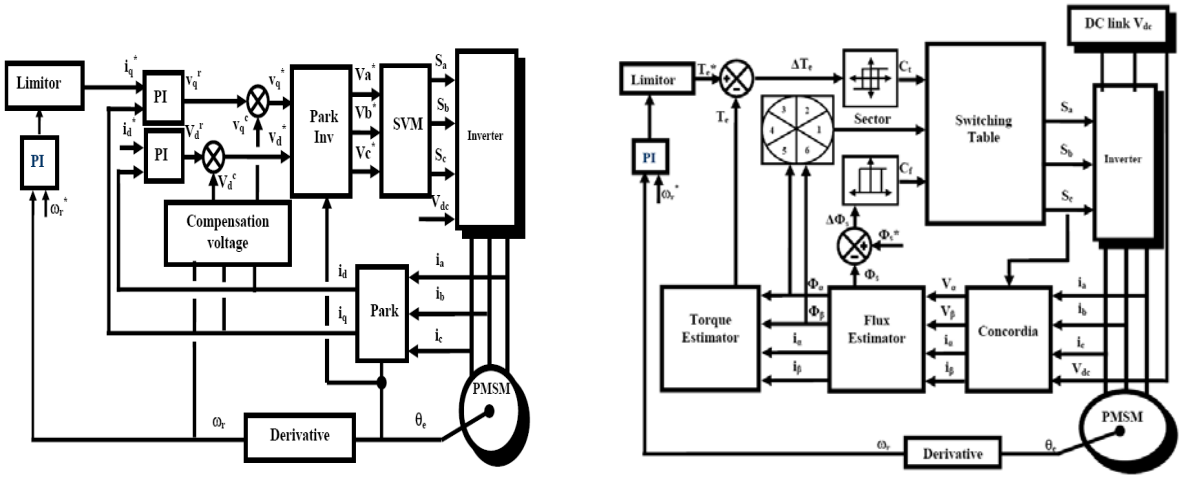
Et en vue d'améliorer les performances de la commande directe de couple classique, une stratégie qui intègre la DTC et la modulation vectorielle est employée.

III.2. Identification des techniques à comparer :

Nous proposons d'étudier comparativement deux systèmes d'entraînement largement connus dans la littérature, chacun d'entre eux est caractérisé par une commande particulière:

1. **La Commande Vectorielle (VC):** la commande vectorielle classique est proposée par Hasse et Blaschke. Le convertisseur utilisé est un onduleur à deux niveaux. Pour commander l'onduleur, on utilise la technique de la modulation vectorielle (Chapitre I).
2. **La Commande directe de couple (DTC):** la stratégie DTC est proposée par Takahashi. Le convertisseur utilisé est aussi un onduleur classique à deux niveaux. Pour commander l'onduleur, on utilise la table de commutation (Chapitre II).

Les schémas synoptiques des deux commandes sont présentés sur la figure (III.1)



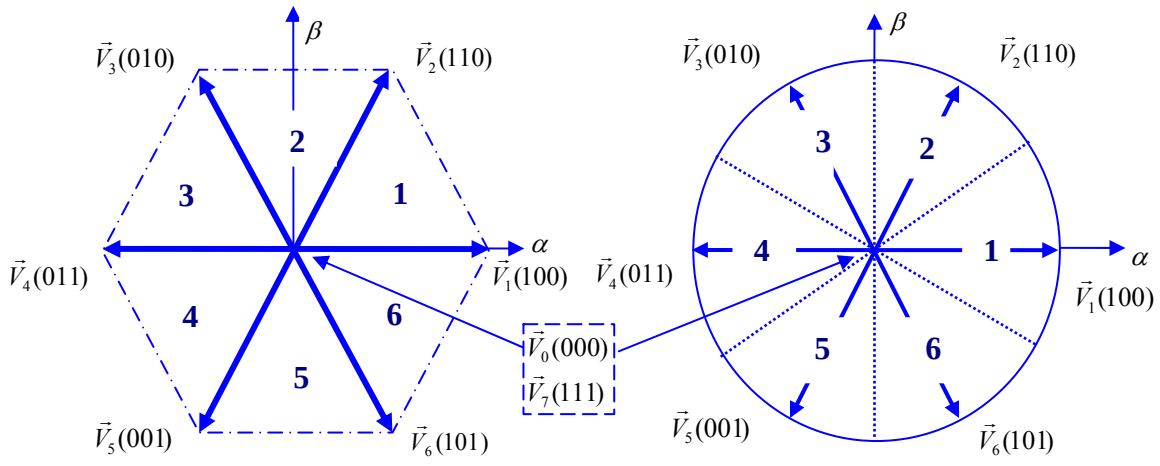
1. La commande vectorielle. 2. La DTC Classique.

Figure III.1 : Les schémas synoptiques.

Nous avons adopté les paramètres et les caractéristiques suivants, communs aux deux systèmes d'entraînement proposés:

- ✓ Même tension continue U = 380V.
- ✓ Paramètres machine connus et constants.
- ✓ Même type de régulateur PI pour la vitesse.

La répartition des secteurs pour chaque type de commande est présentée sur la figure III.2:



1. La modulation vectorielle 2. La DTC Classique

Figure III.2 : La répartition des secteurs pour les deux types de commande.

III.3. Etablissement des critères de comparaison :

Avant de définir les critères sur lesquels nous baserons notre étude comparative, il est important de remarquer que les deux systèmes d'entraînement que nous proposons d'étudier possèdent des performances appréciables.

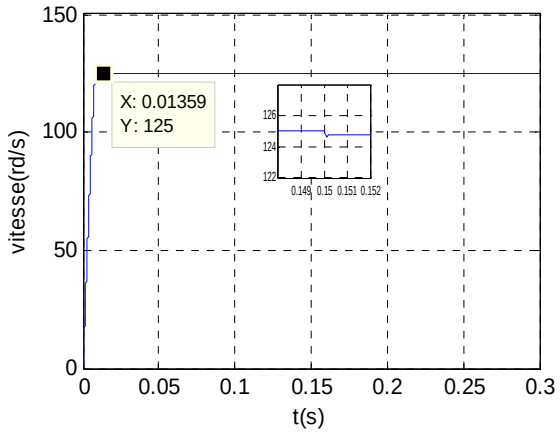
Les différences entre les deux stratégies résident surtout dans leurs applications pour certaines charges ou les conditions de fonctionnement aussi bien en statique et dynamique sont exigées. La comparaison peut être résumés sur les critères suivants:

- ✓ **Les performances dynamiques :** qui correspond au temps de réponse du couple et de vitesse.
- ✓ **Qualité du couple fourni**: Les oscillations du couple peuvent être à l'origine de vibrations et excitations de modes mécaniques résonants pouvant à terme réduire la durée de vie du système complet.
- ✓ **Qualité de l'alimentation de la machine**: liée surtout à la structure de conversion statique utilisée et à la stratégie de commande, elle peut avoir un effet significatif sur le rendement de la machine.
- ✓ **Robustesse des commandes à l'inversion de marche.**

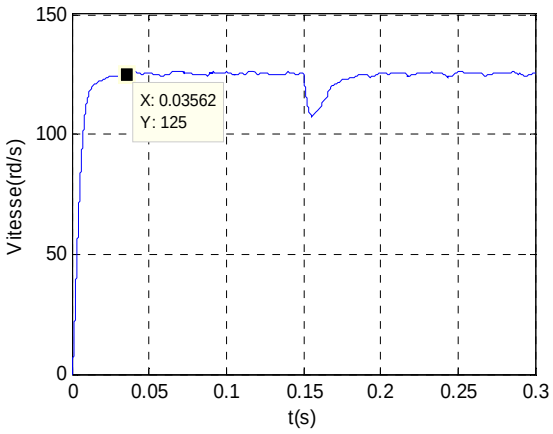
III.4. Les résultats de simulation :

1. Les performances dynamiques :

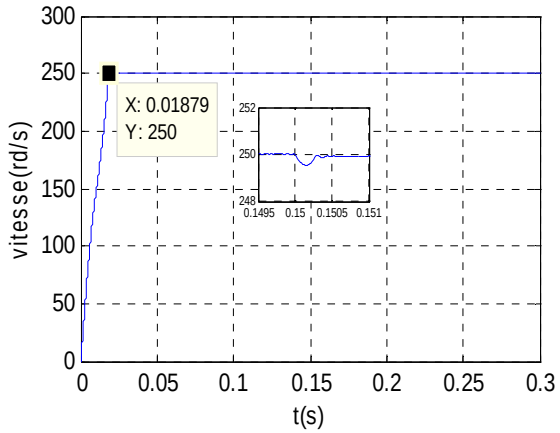
Les figures (III.3, 4) montrent la comparaison entre les deux techniques de commande de point de vue performances dynamique et robustesse à la variation de la charge. On constate que la DTC présente une meilleure dynamique de couple et de vitesse, elle présente aussi un rejet rapide de perturbation par rapport à la commande vectorielle. Cependant, la vitesse de cette commande présente une erreur statique de 0.1% lors de l'application de charge.



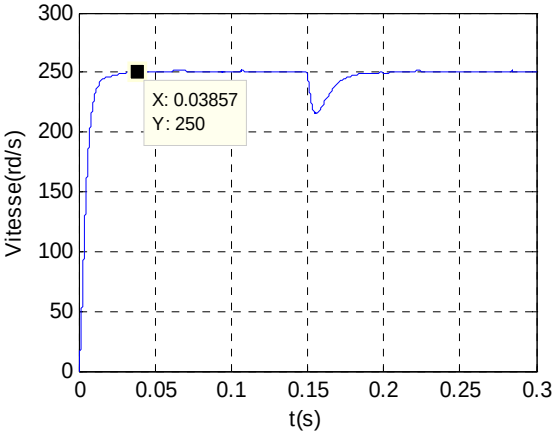
a) DTC, vitesse =125 rad/s.



b) VC, vitesse =125 rad/s.



a) DTC, vitesse =250 rad/s.



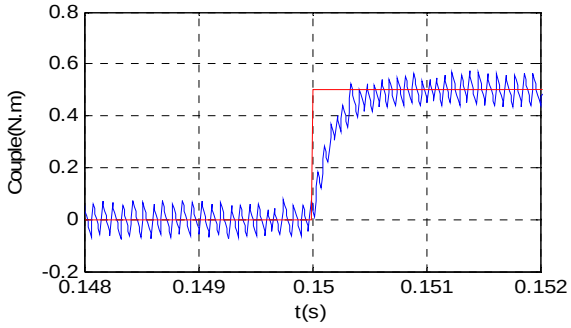
b) VC, vitesse =250 rad/s.

Figure III.3 : Comparaison entre la DTC et la commande vectorielle de point de vue temps de réponse.

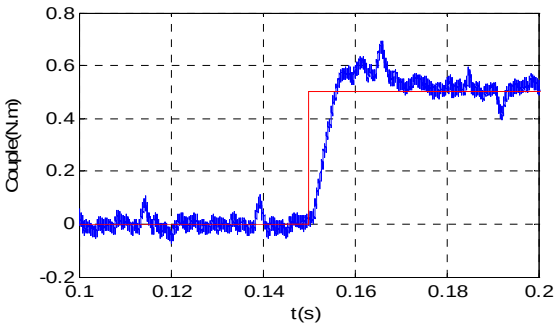
Le tableau III.1 présente le temps de réponse pour deux vitesses (250 rad/s et 125 rad/s) en appliquant des charges de 0.5 Nm et 1 Nm.

Tableau III.1 : Temps de réponse du couple.

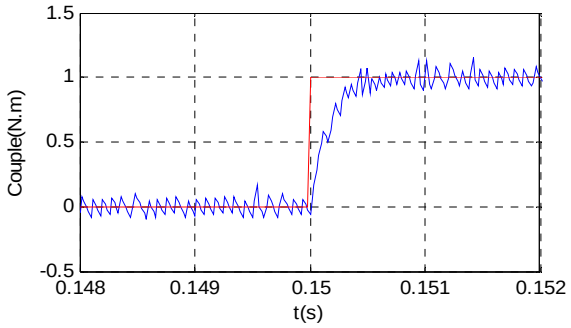
charge	VC	DTC
0.5 Nm	0.17s	0.1505s
1 Nm	0.18s	0.1505s



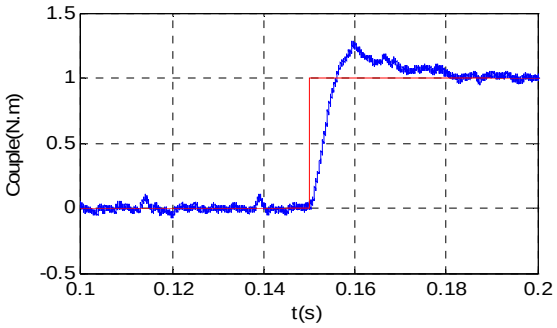
a) DTC, Vitesse =125 rad/s, Cr =0.5 Nm.



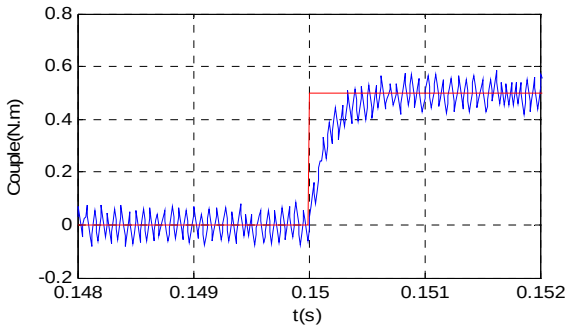
b) VC, Vitesse =125 rad/s, Cr =0.5 Nm.



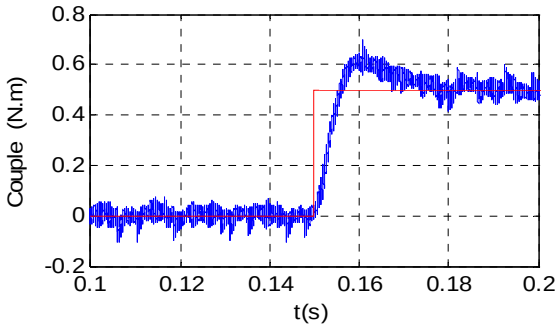
c) DTC, Vitesse =125 rad/s, Cr =1 Nm.



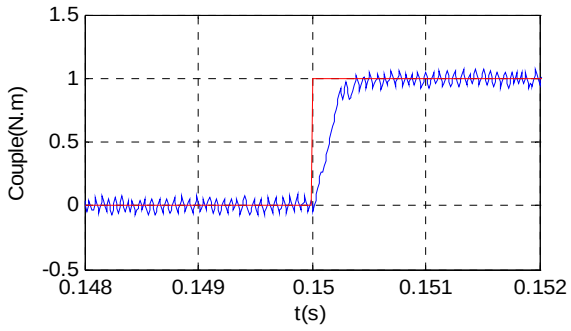
d) VC, Vitesse =125 rad/s, Cr =1 Nm.



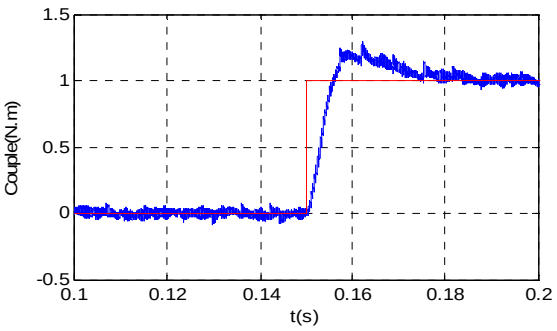
e) DTC, Vitesse =250 rad/s, Cr =0.5 Nm.



f) VC, Vitesse =250 rad/s, Cr =0.5 Nm.



g) DTC, Vitesse =250 rad/s, Cr =1 Nm.



h) VC, Vitesse =250 rad/s, Cr =1 Nm.

Figure III.4 : Comparaison entre la DTC et la Commande Vectorielle de point de vue temps de réponse du couple pour des vitesses de 125 rad/s et 250 rad/s et de couple résistant de 0.5 Nm et 1 Nm.

2. Qualité du couple fourni :

La figure (III.5) montre la forme du couple en régime permanent pour les deux types de commande. On constate que les oscillations du couple sont plus importantes avec la DTC pour les différentes valeurs de la charge.

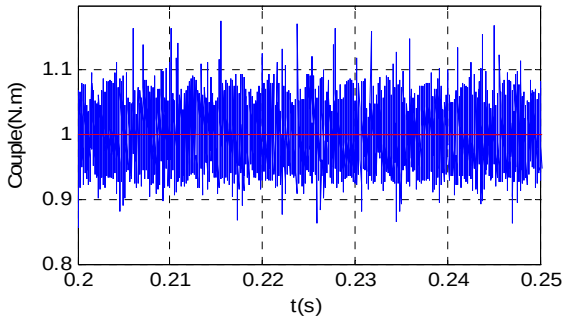
Les tableaux (III.2, 3) présentent le taux d'ondulation de couple pour les deux types de commandes.

Tableau III.2 : Le taux d'ondulation de couple(DTC).

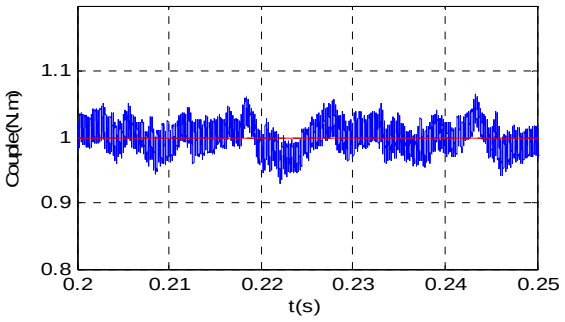
Vitesse/charge	0.5 Nm	1 Nm
125 rad/s	62 %	50 %
250 rad/s	60 %	33 %

Tableau III.3 : Le taux d'ondulation de couple(VC).

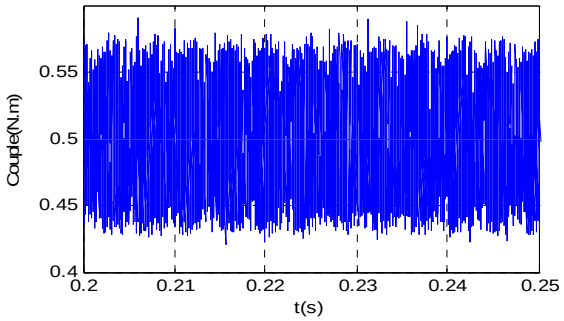
Vitesse/charge	0.5 Nm	1 Nm
125 rad/s	32 %	15 %
250 rad/s	34 %	14 %



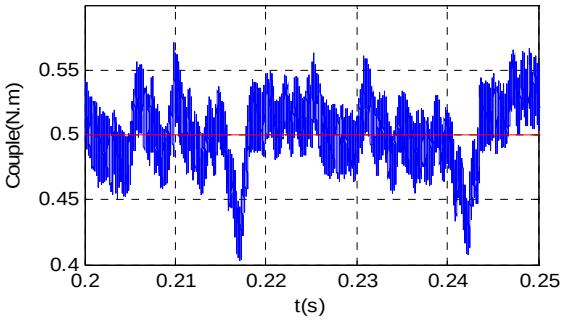
a) DTC, Vitesse =125 rad/s, Cr =1 Nm.



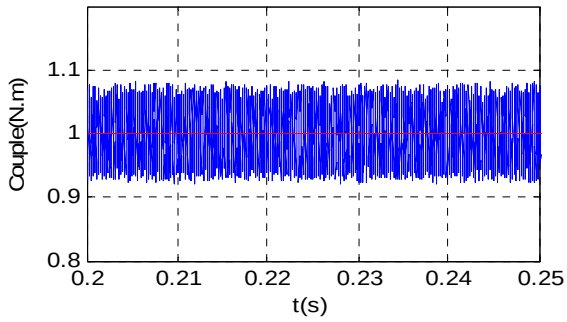
b) VC, Vitesse =125 rad/s, Cr =1 Nm.



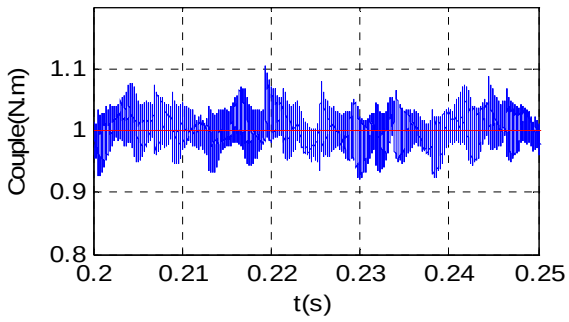
c) DTC, Vitesse =125 rad/s, Cr =0.5 Nm.



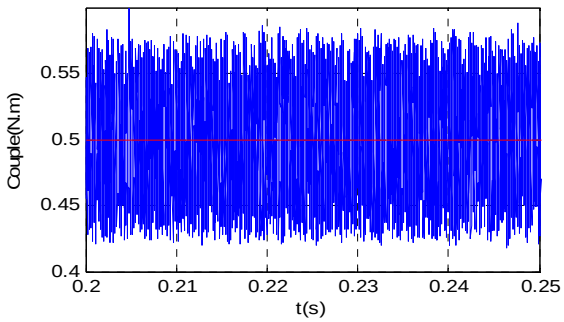
d) VC, Vitesse =125 rad/s, Cr =0.5 Nm.



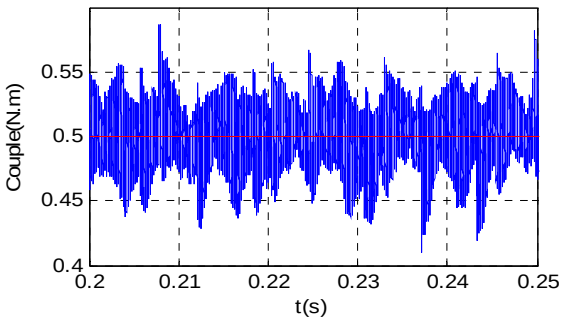
e) DTC, Vitesse =250 rad/s, Cr =1 Nm.



f) VC, Vitesse =250 rad/s, Cr =1 Nm.



g) DTC, Vitesse =250 rad/s, Cr =0.5 Nm.

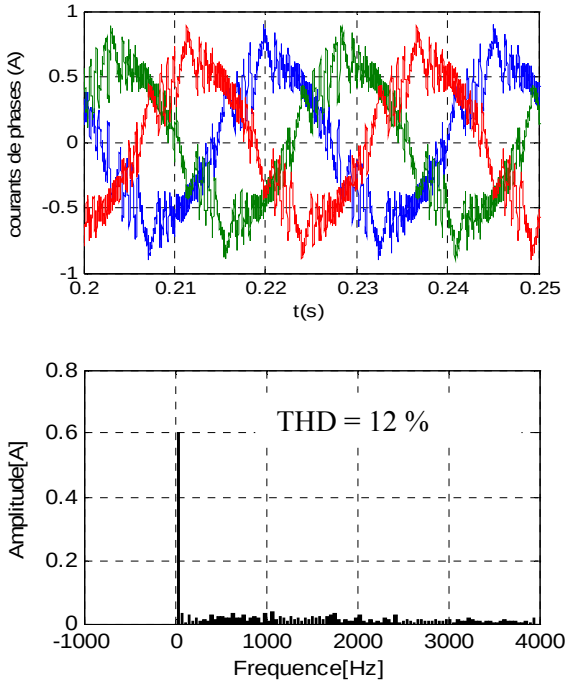


h) VC, Vitesse =250 rad/s, Cr =0.5 Nm.

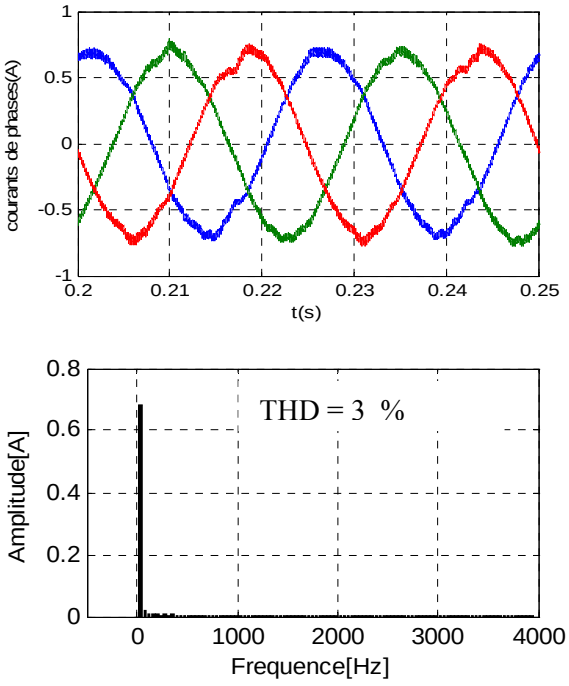
Figure III.5 : Comparaison entre la DTC et la Commande Vectorielle de point de vue ondulation du couple pour des vitesses de 125 rad/s et 250 rad/s et de couple résistant de 0.5 Nm et 1 Nm.

3. Qualité de l'alimentation de la machine:

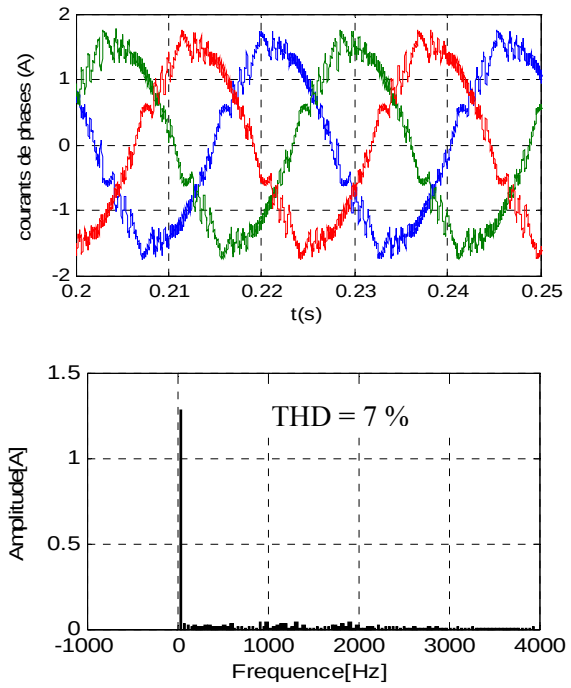
Les figures (II.6, 7) montrent les formes des courants et des tensions pour les deux techniques de commande. On remarque que les courants sont plus riches en harmoniques avec la commande directe de couple.



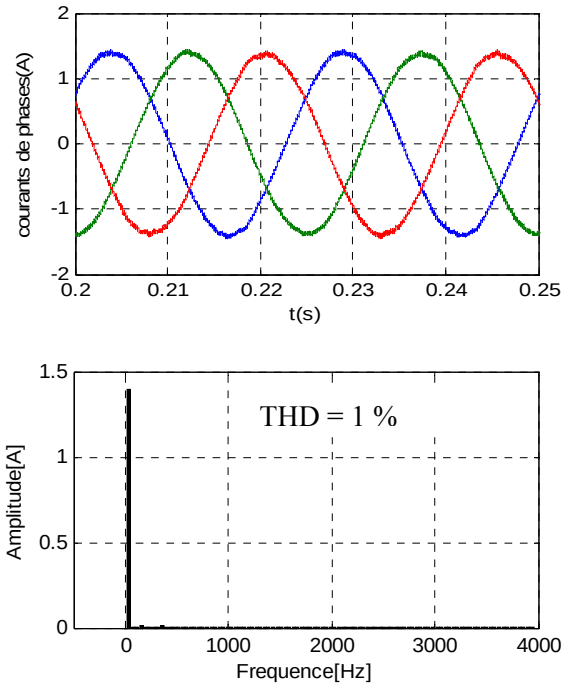
a) DTC, Vitesse =125 rad/s, Cr =0.5 Nm.



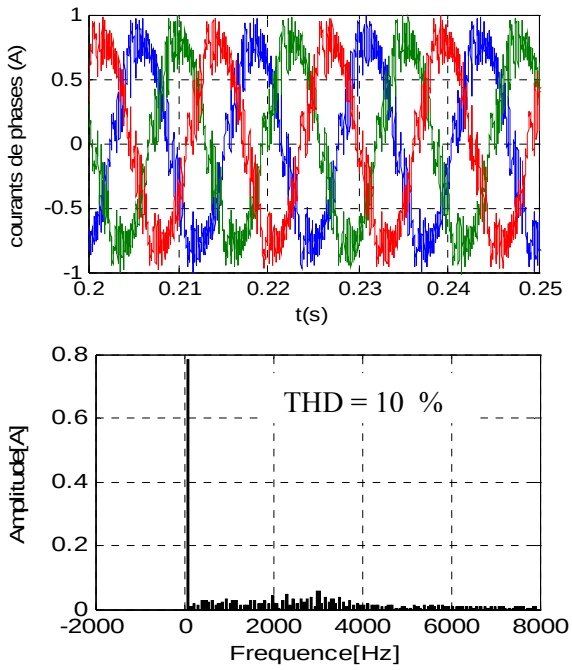
b) VC, Vitesse =125 rad/s, Cr =0.5 Nm.



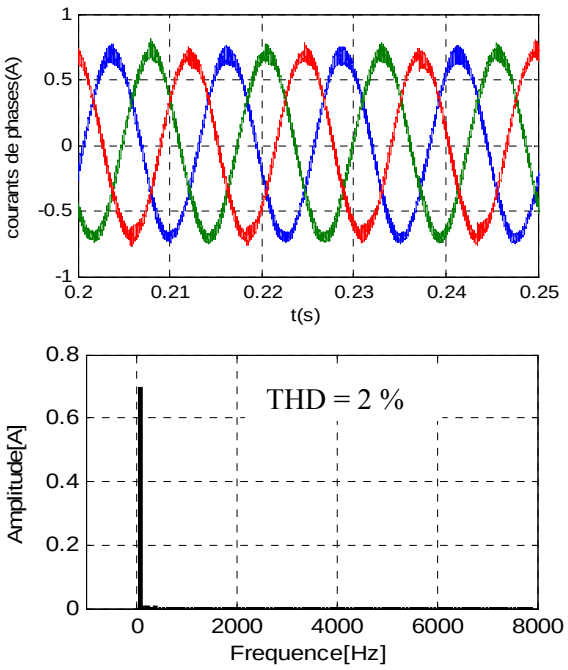
c) DTC, Vitesse =125 rad/s, Cr =1 Nm.



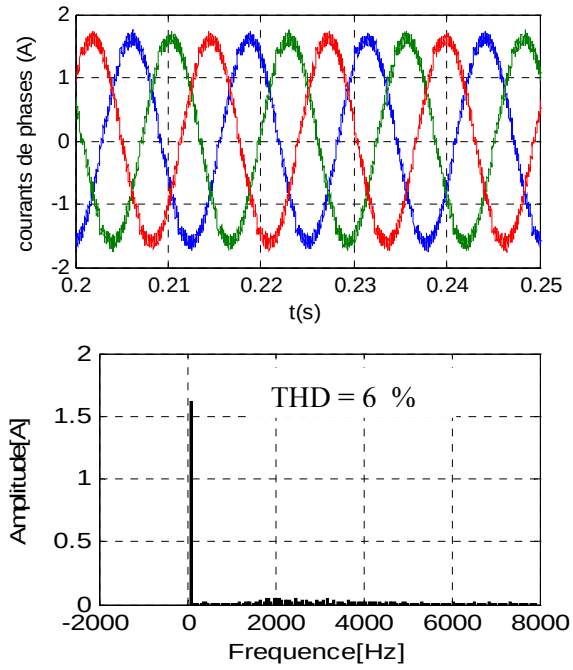
d) VC, Vitesse =125 rad/s, Cr =1 Nm.



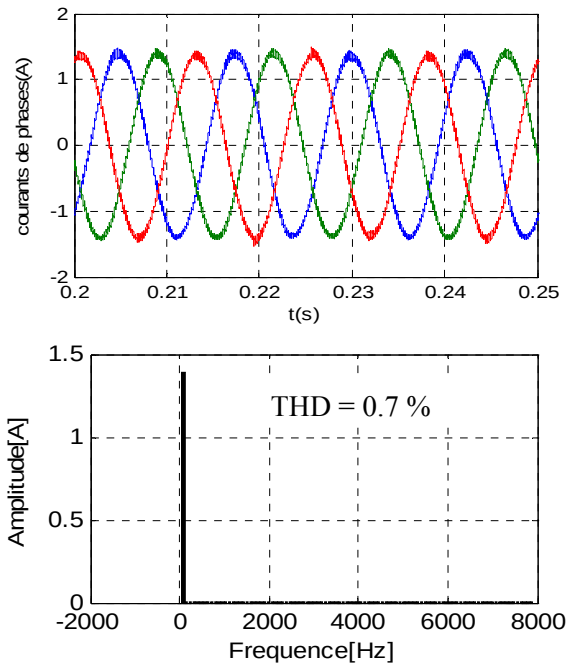
e) DTC, Vitesse =250 rad/s, Cr =0.5 Nm.



f) VC, Vitesse =250 rad/s, Cr =0.5 Nm.



g) DTC, Vitesse =250 rad/s, Cr =1 Nm.

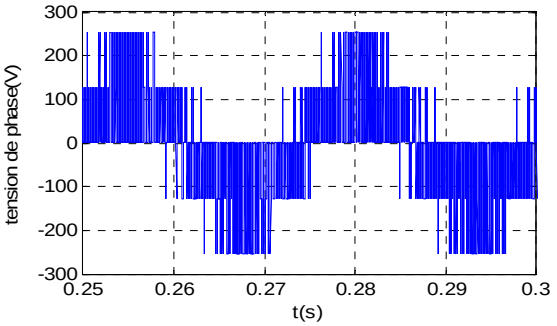


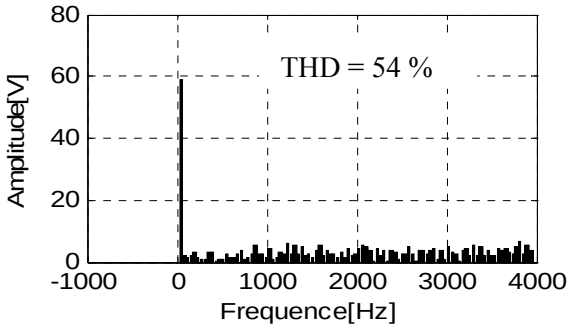
h) VC, Vitesse =250 rad/s, Cr =1 Nm.

Figure III.6 : Comparaison entre la DTC et la Commande Vectorielle de point de vue harmonique du courant.

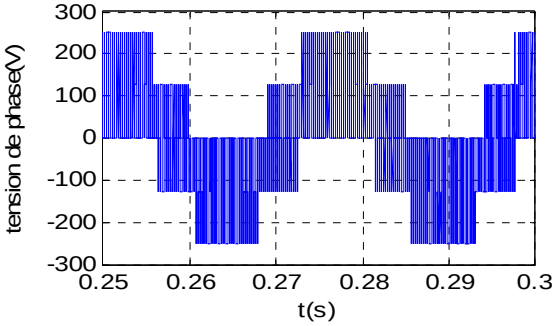
On constante que le taux d'harmonique de tension de la commande vectorielle est meilleur que celui de la commande directe de couple pour les différentes conditions de charges.

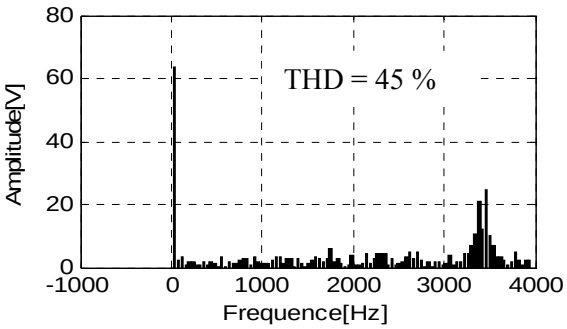
On constate aussi que l'augmentation de la charge vers une charge nominale conduit à une meilleure forme du courant, d'où meilleur rendement à charge nominale.



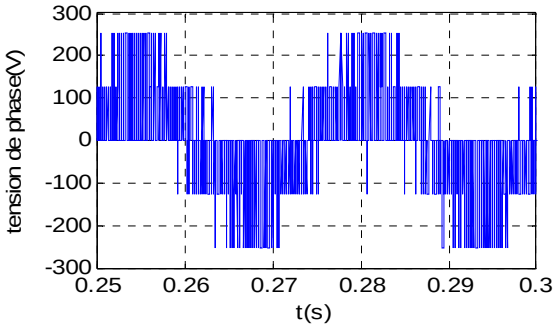


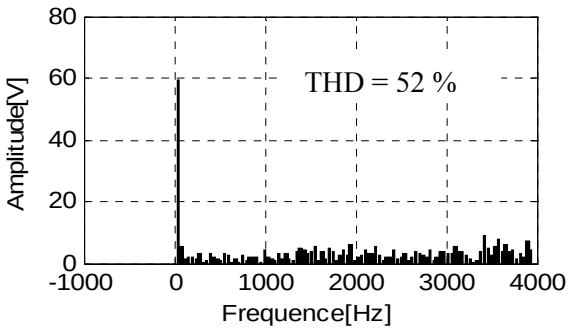
a) DTC, Vitesse =125 rad/s, Cr =0.5 Nm.



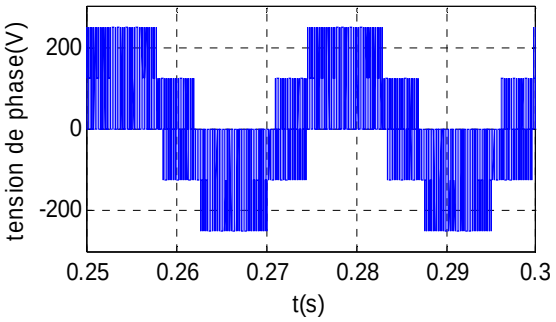


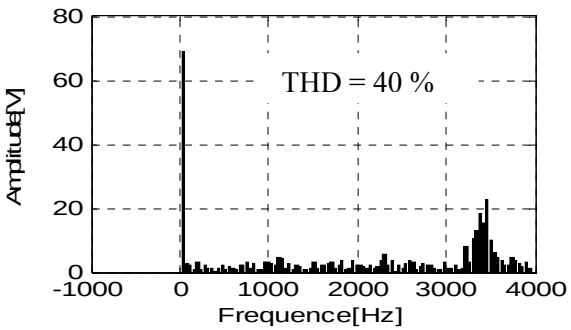
b) VC, Vitesse =125 rad/s, Cr =0.5 Nm.



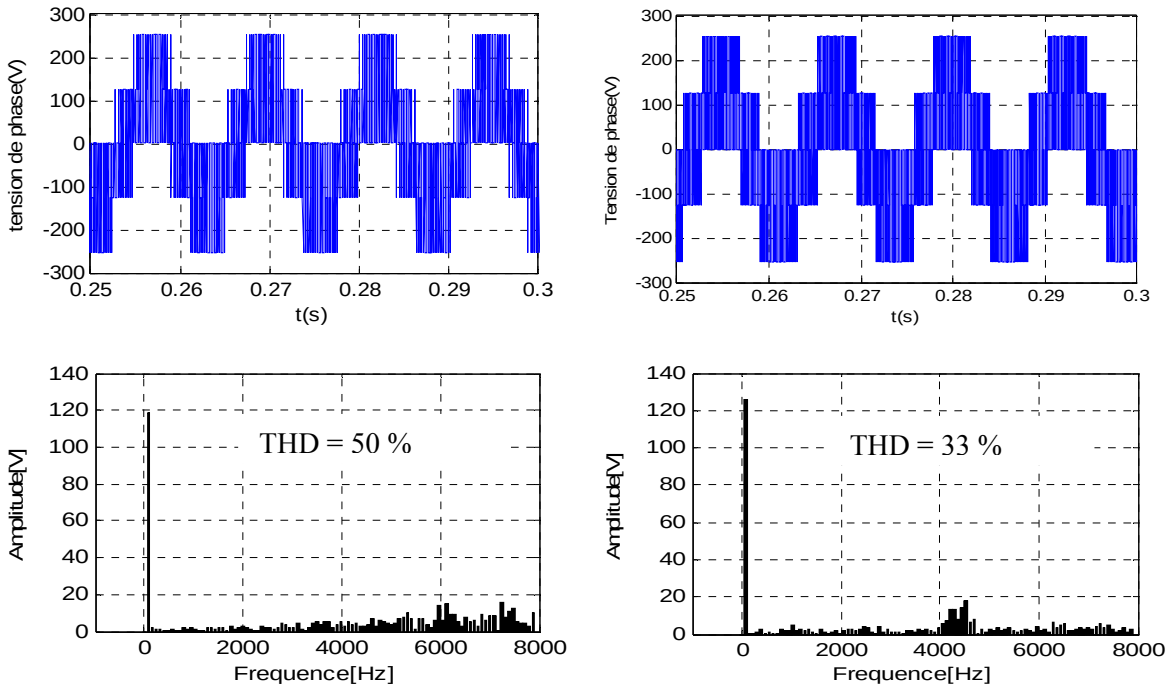


c) DTC, Vitesse =125 rad/s, Cr =1 Nm.

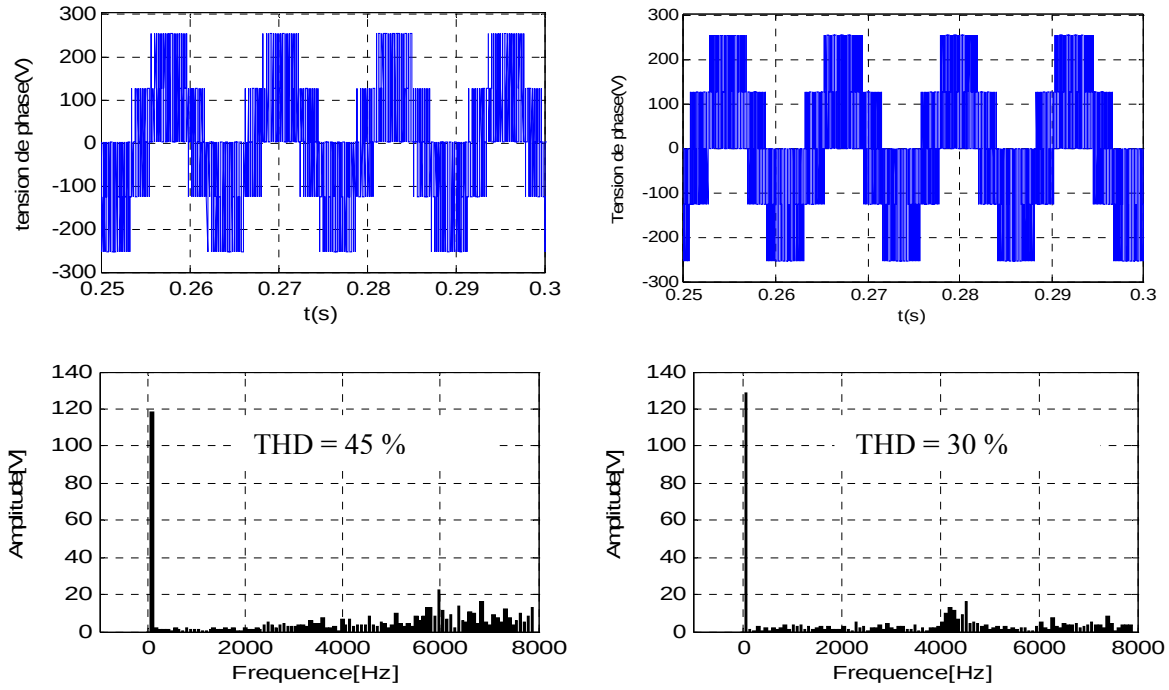




d) VC, Vitesse =125 rad/s, Cr =1 Nm.



a) DTC, Vitesse =250 rad/s, Cr =0.5 Nm. a) VC, Vitesse =250 rad/s, Cr =0.5 Nm.

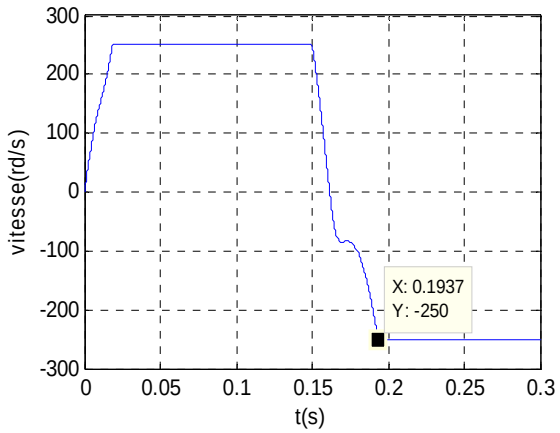


d) DTC, Vitesse =250 rad/s, Cr =1 Nm. d) VC, Vitesse =250 rad/s, Cr =1 Nm.

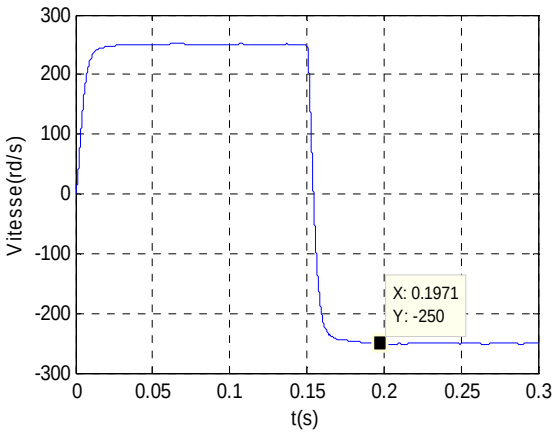
Figure III.7 : Comparaison entre la DTC et la Commande Vectorielle de point de vue forme de tension.

4. La robustesse des commandes à l'inversion de marche :

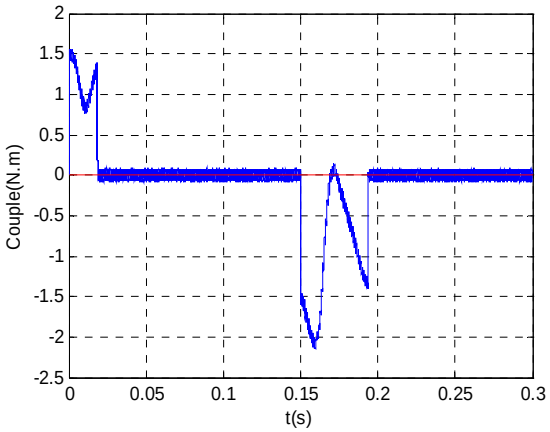
Nous effectuons dans cette partie des tests de robustesse de ces commandes à l'inversion de marche. On constate qu'on a presque les mêmes temps de réponses lors de l'inversion de marche (figure III.8, 9).



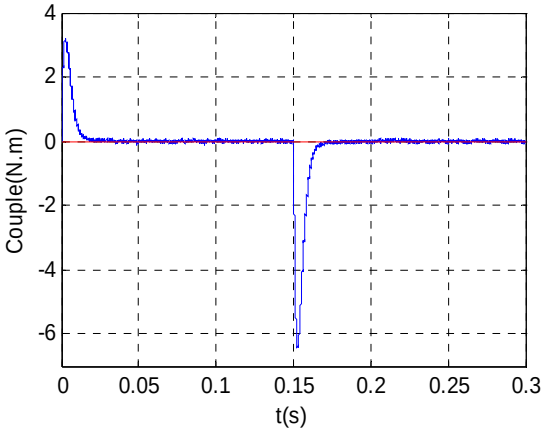
a) DTC



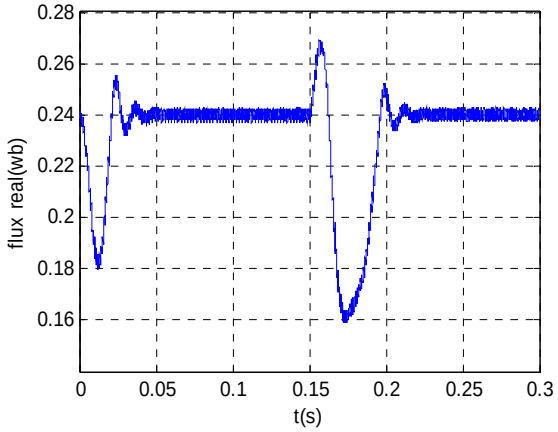
b) VC



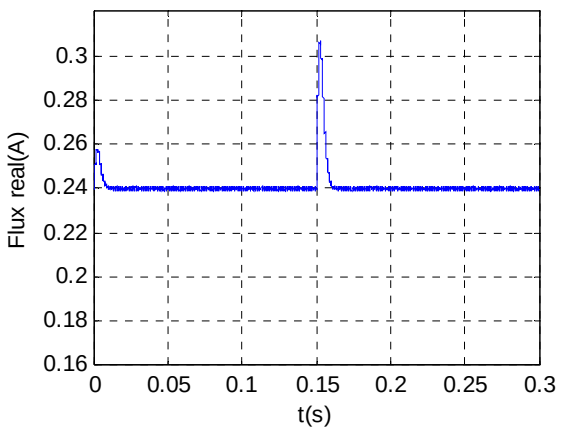
c) DTC



d) VC

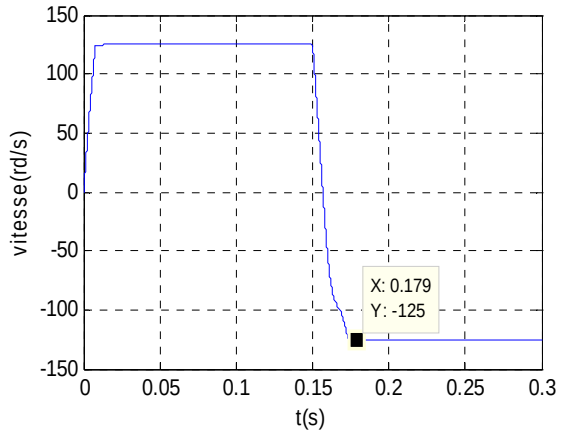


e) DTC

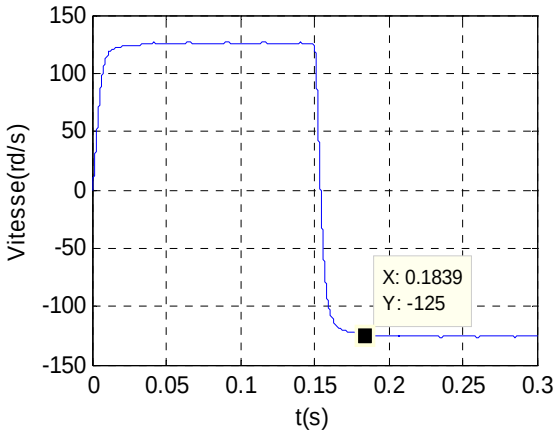


f) VC

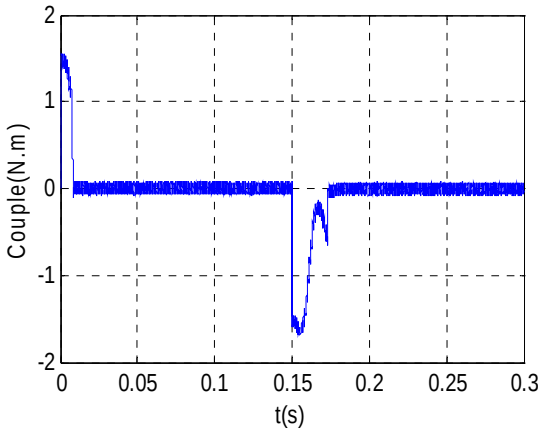
Figure III.8 : la réponse des commandes lors une inversion de marche de (250 rad/s) à (-250 rad/s).



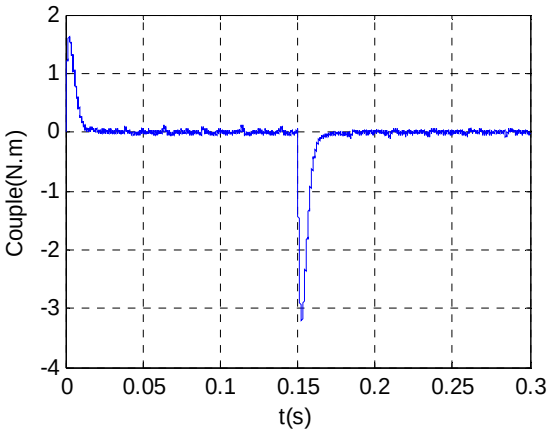
a) DTC



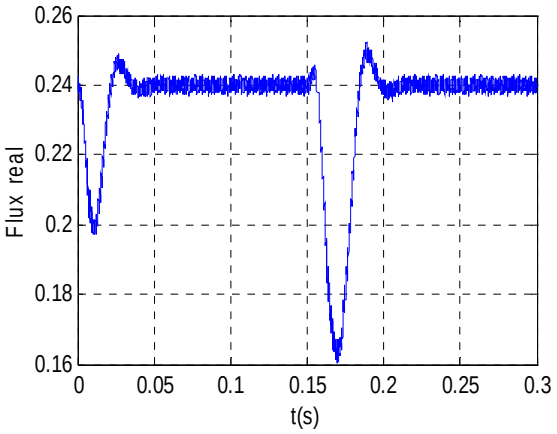
b) VC



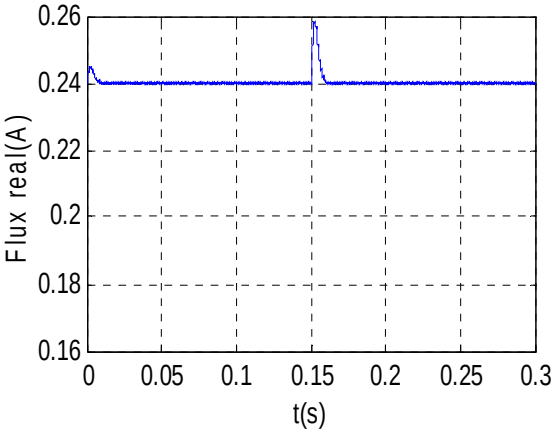
c) DTC



d) VC



e) DTC



f) VC

Figure III.9 : la réponse des commandes lors une inversion de marche de (125 rad/s) à (-125 rad/s).

III.5. La comparaison entre la DTC et la VC :

L'étude menée dans ce mémoire a permis de mettre en relief les avantages et les inconvénients liés à l'application des deux techniques de commande.

Plusieurs travaux ont été effectués et de nombreux variateurs ont été réalisés et utilisés avec la commande vectorielle pour de multiples applications, dans des domaines de puissance et pour une large plage de vitesse.

Cependant, bien qu'elle confère des performances élevées à la machine, la commande vectorielle présente un certain nombre d'inconvénients :

- ✓ Faible robustesse aux variations paramétriques.
- ✓ 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.
- ✓ La position rotorique intervient explicitement dans l'algorithme de commande.
- ✓ L'utilisation d'un capteur mécanique augmente le coût du système de commande et accroît les problèmes de fiabilité.

Par ailleurs, la DTC ne nécessite pas l'information sur la position de la machine dans l'algorithme de commande, de plus la sensibilité aux variations des paramètres de la machine est nettement atténuée, puisque l'estimation du flux se fait en fonction d'un seul paramètre à savoir la résistance statorique. En outre, la MLI est remplacée, dans cette commande par une simple table de commutation ce qui rend la commande facile. Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe. De plus, les performances dynamiques sont meilleures.

Bien sur, la DTC présente quelques inconvénients tel que :

- ✓ La sensibilité de la commande aux variations de la résistance statorique à basse vitesse.
- ✓ L'existence des oscillations de couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.
- ✓ Non maîtrise de la fréquence de commutation (utilisation des régulateurs à hystérésis), cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes et les bruits acoustiques.
- ✓ Fréquence d'échantillonnage élevée.

III.6. Une commande directe de couple basée sur la modulation vectorielle:

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique surtout la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation, la diminution de la fréquence d'échantillonnage et la réduction des ondulations du couple, une combinaison de la commande directe de couple avec la modulation vectorielle est modélisée et ses performances sont évaluées.

III.6.1. Principe de la commande (DTC-SVM) :

La commande DTC-SVM est basée sur l'utilisation de la modulation vectorielle et les régulateurs PI qui remplacent la table de commutation et les régulateurs á hystérésis respectivement [BLA 05], [FOO 08].

Le schéma synoptique de la commande DTC-SVM est présenté sur la figure (III.13)

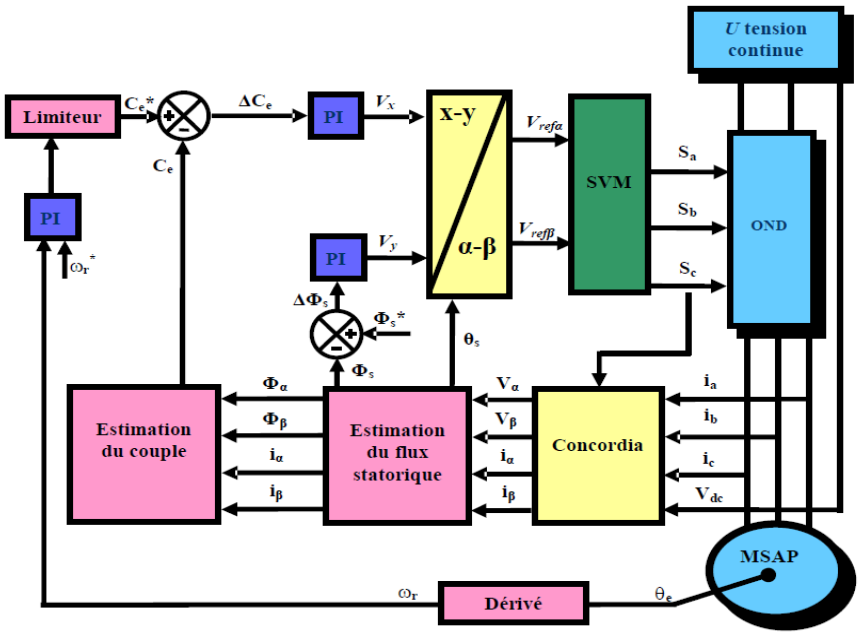


Figure III.13 : Le schéma synoptique de la DTC-SVM.

L'estimation du flux statorique se fait selon les expressions suivantes :

$$\hat{\Phi}_{\alpha} = \Phi_{\alpha}(0) + \int_0^t (V_{\alpha} - R_s.i_{\alpha})dt$$
$$\hat{\Phi}_{\beta} = \Phi_{\beta}(0) + \int_0^t (V_{\beta} - R_s.i_{\beta})dt \qquad \text{(III.1)}$$

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'expression suivante :

$$\hat{C}_{em} = \frac{3}{2} p\left(\hat{\Phi}_{\alpha} I_{\beta} - \hat{\Phi}_{\beta} I_{\alpha}\right) \qquad \text{(III.2)}$$

Les deux régulateurs PI sont utilisés pour règles le flux et le couple électromagnétique. Les entrées de ces régulateurs sont les erreurs entre les valeurs estimées et les valeurs de référence. Les sorties de ces régulateurs sont les tensions de référence V_x, V_y suivant l'axe xy.

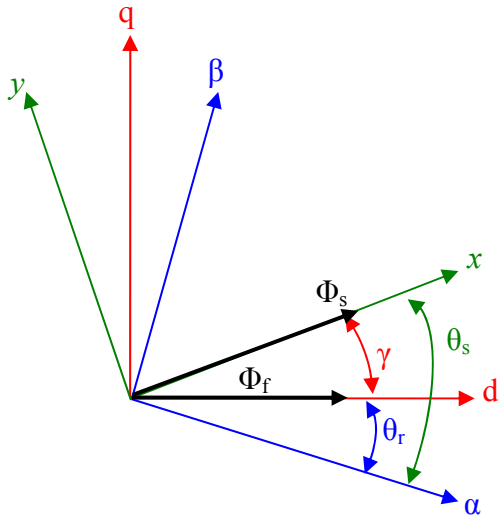


Figure III.14 : Le flux statorique et rotorique dans les différentes références.

Les tensions de référence V_x, V_y sont transformés aux tensions V_α, V_β suivant la relation (III.3).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix} \qquad \text{(III.3)}$$

L'angle θ_s est calculé à partir de l'expression suivante :

$$\theta_s = arctg\left(\frac{\hat{\Phi}_\beta}{\hat{\Phi}_\alpha}\right) \qquad \text{(III.4)}$$

La tension de référence suivant l'axe αβ est donnée par la relation suivante :

$$V_{ref} = V_\alpha + j.V_\beta \qquad \text{(III.5)}$$

Avec la modulation vectorielle, la tension de référence est décomposée en deux vecteurs actifs et un vecteur nulle. (Voir l'équation III.6)

$$\vec{V}_{ref} = \frac{T_0}{T_e}\vec{V}_0 + \frac{T_1}{T_e}\vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_e}\vec{V}_2 \qquad \text{(III.6)}$$

T_e : Période d'échantillonnage.

T_0 : Temps alloué aux vecteurs nuls.

T_1 : Temps réservé aux vecteurs $\vec{V}_1$.

T_2: Temps réservé aux vecteurs $\vec{V}_2$.

Cette équation peut être schématisée dans le plan $\alpha\beta$ par la figure (III.15).

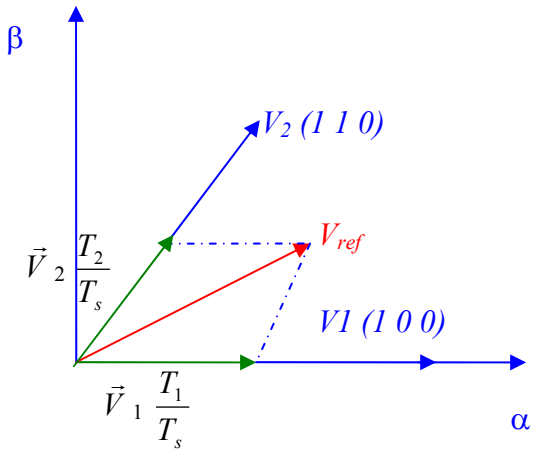


Figure III.15: Synthèse du vecteur de sortie (zone 1).

III.6.2. Modèle de la DTC-SVM sous Matlab/Simulink :

Les éléments théoriques présentés plus haut nous permettent de développer un modèle de la DTC-SVM sous Matlab/Simulink.

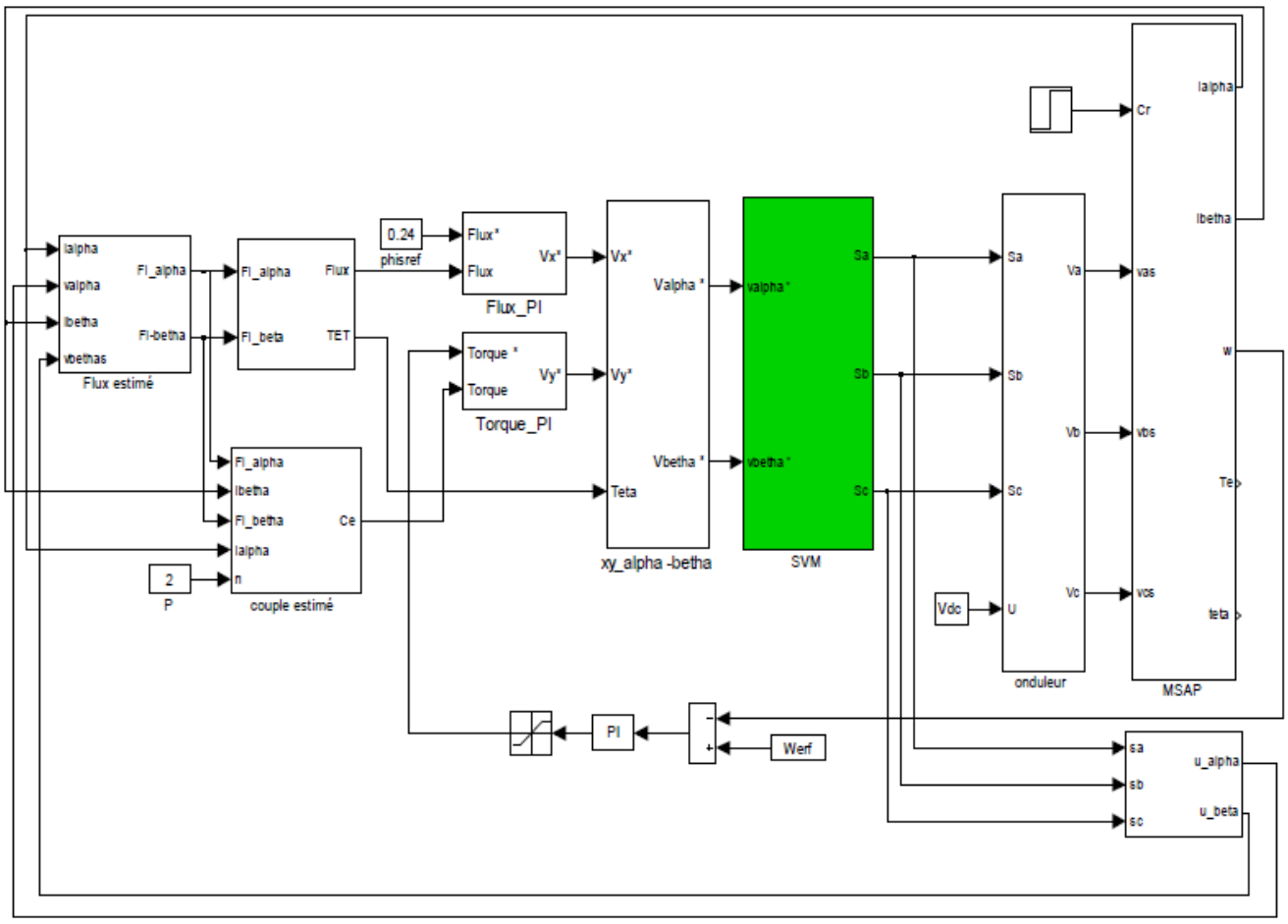


Figure III.16 : Modèle de la DTC-SVM sous Matlab/Simulink.

III.6.3. Résultats de Simulation :

Les résultats de simulation dans la figure (III.17) illustrant le comportement de la structure de commande directe de couple basée sur la modulation vectorielle (DTC-SVM) appliquée à la machine synchrone à aimants permanents, avec un démarrage à vide suit d'une application de charge Cr =1 N.m à t = 0.15s.

- ✓ La période d'échantillonnage égale à 50 µs.
- ✓ Le flux de référence égale à 0.24 web.
- ✓ La tension continue U = 380V.

On constate que la vitesse de la machine répond sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse court et un rejet de perturbation rapide. Cependant, elle présente une erreur statique de 0.1 % lors de l'application de charge. Le couple électromagnétique augmente à 1Nm pour compenser le couple de charge. Le flux suit convenablement sa référence. La trajectoire du flux est circulaire.

La figure (III.18) présente la réponse de la DTC-SVM à une inversion de marche de (250 rad/s) à (-250 rad/s). On constate que la machine répond parfaitement à l'inversion.

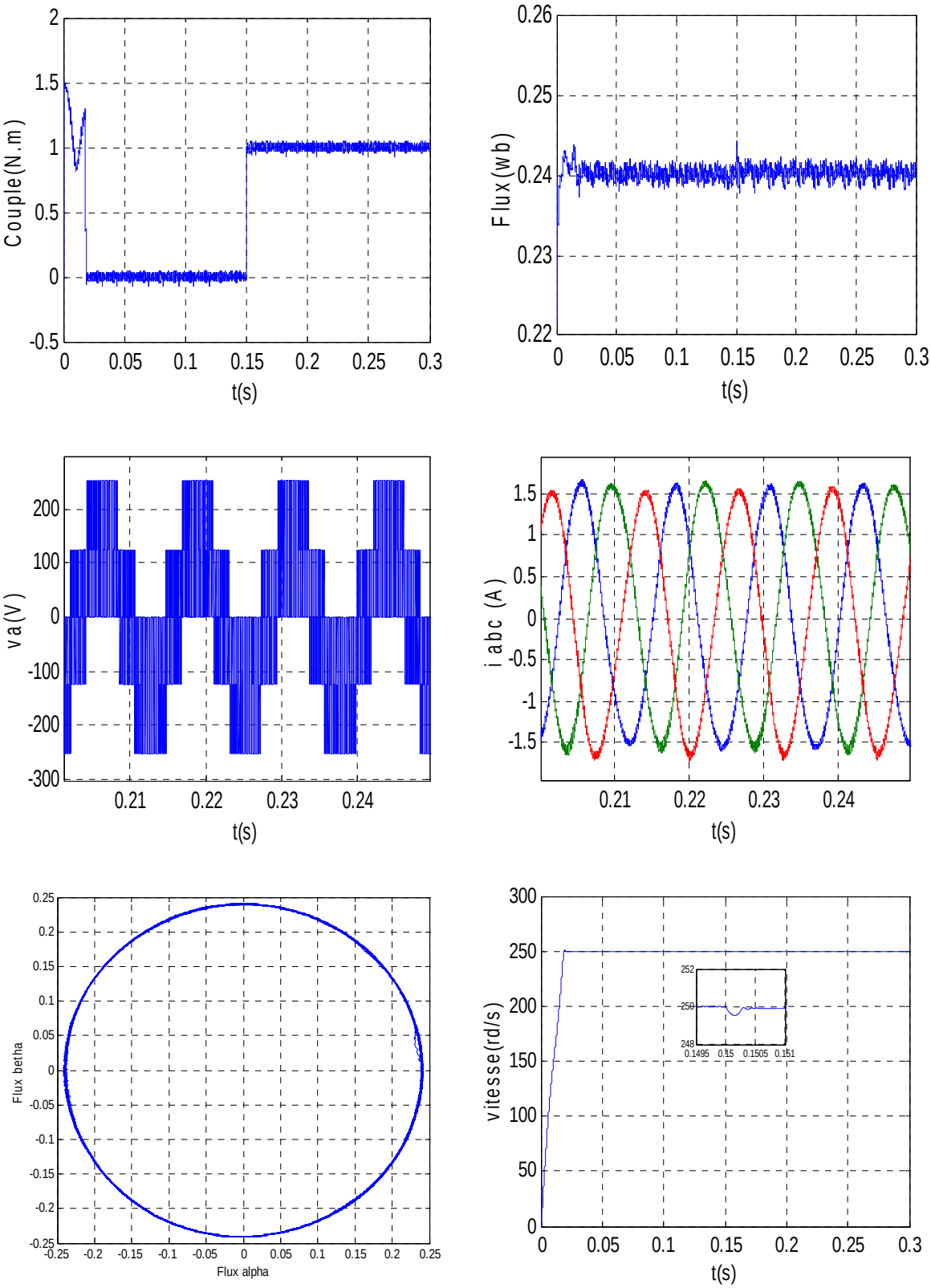


Figure III.17 : Réponse de la DTC-SVM à une charge de (1 Nm) à (t=0.15 s).

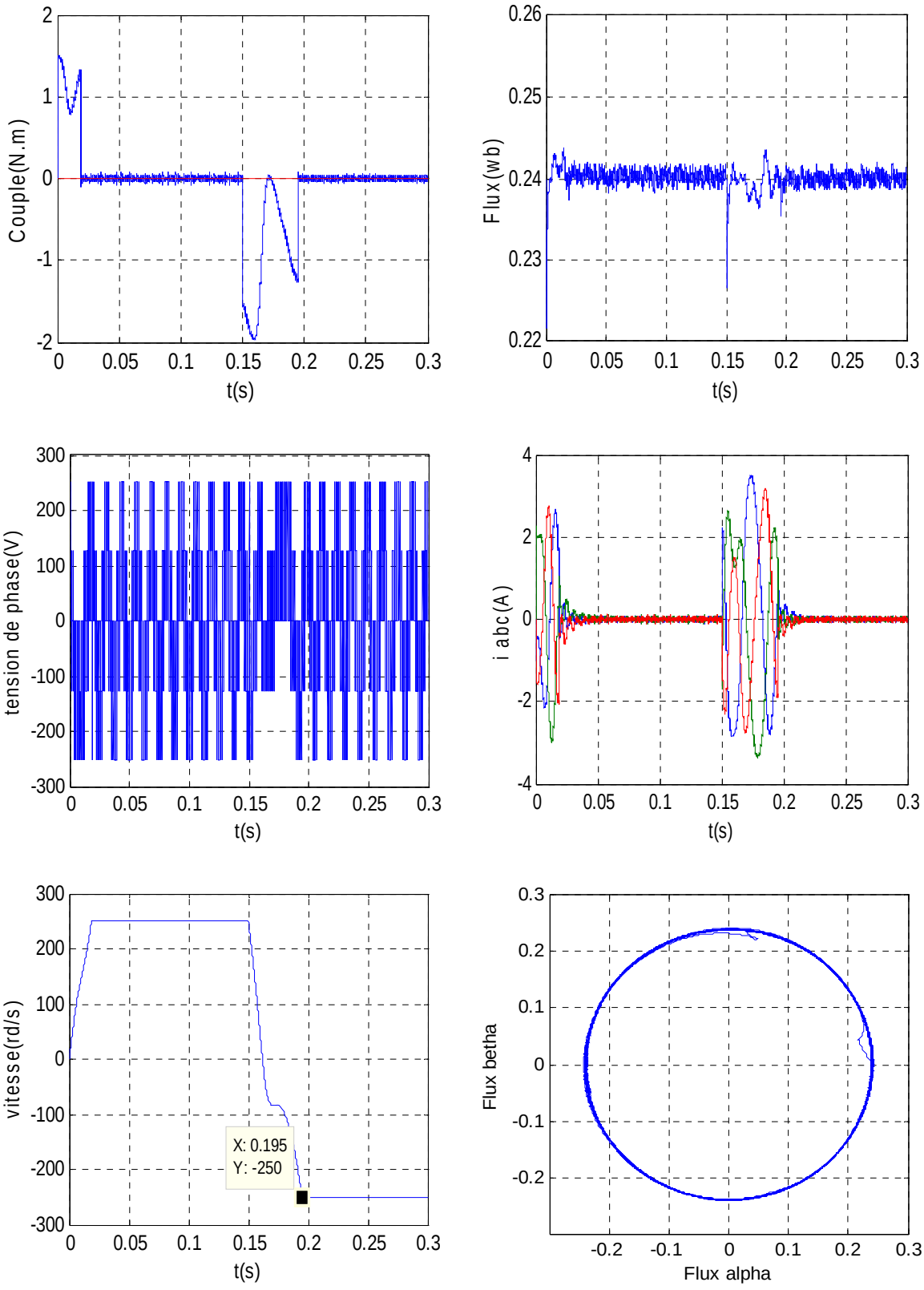


Figure III.18 : la réponse de la DTC-SVM à une inversion de marche de (250 rad/s) à (-250 rad/s).

III.6.4. La comparaison entre la DTC-SVM et la DTC classique:

Les figures (III.19…23) illustrent la comparaison entre la DTC classique et la DTC-SVM de point de vue ondulations de couple, repense dynamique et qualité de l'alimentation.

1. Les performances dynamiques :

On remarque une petite augmentation dans le temps de repense de la vitesse (figure III.19). D'autre part, on trouve le même temps de réponse du couple pour les deux commandes (figure III.20).

2. Qualité du couple fourni :

En comparant les résultats obtenus par la DTC-SVM à ceux obtenus par DTC classique (figure III.21), on remarque une nette amélioration des performances de point de vue ondulations du couple.

Le tableau (III.5) présente le taux d'ondulation de couple pour les deux types de commandes.

Tableau III.5 : Le taux d'ondulation de couple.

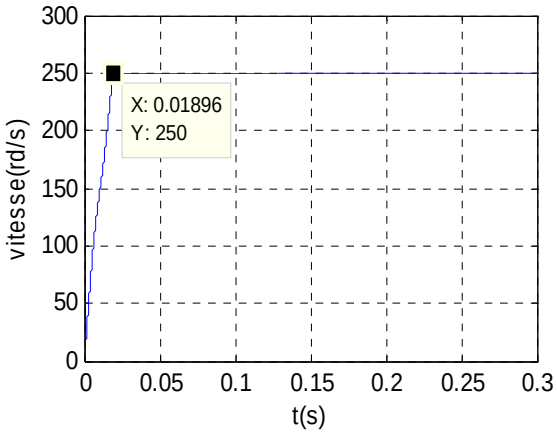
La vitesse	La commande /charge	0.5 Nm	1 Nm
125 rad/s	DTC	62 %	50 %
	DTC-SVM	24 %	11 %
250 rad/s	DTC	60 %	33 %
	DTC-SVM	17 %	9 %

3. Qualité de l'alimentation :

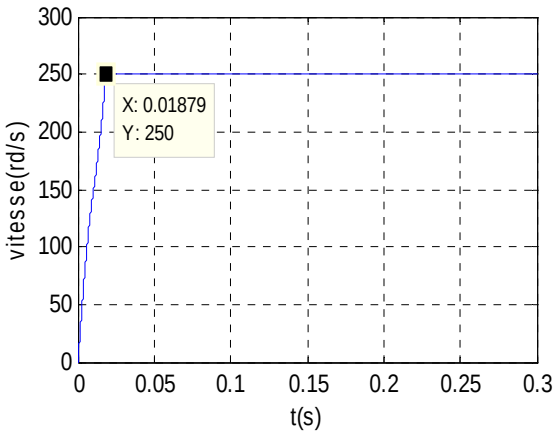
Les figures (II.22, 23) montrent les formes des courants et des tensions pour la commande DTC-SVM. On constate une amélioration de la qualité de courant et une atténuation des harmoniques par rapport à la DTC classique. (Tableau III.6)

Tableau III.6 : Le taux d'harmonique.

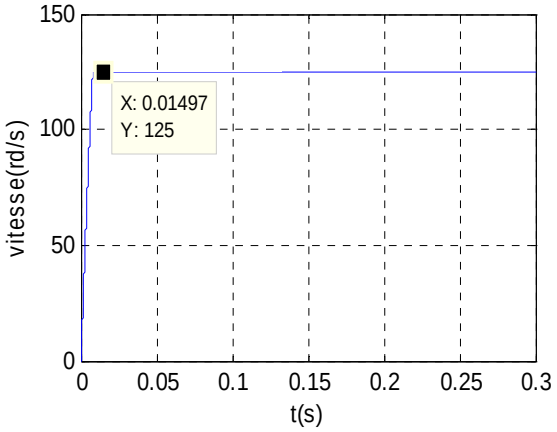
	La vitesse	La commande /charge	0.5 Nm	1 Nm
THD Courant	125 rad/s	DTC	12 %	7 %
		DTC-SVM	10 %	5 %
	250 rad/s	DTC	11 %	6 %
		DTC-SVM	8 %	3 %
THD Tension	125 rad/s	DTC	54 %	52 %
		DTC-SVM	43 %	40 %
	250 rad/s	DTC	50 %	45 %
		DTC-SVM	38 %	37 %



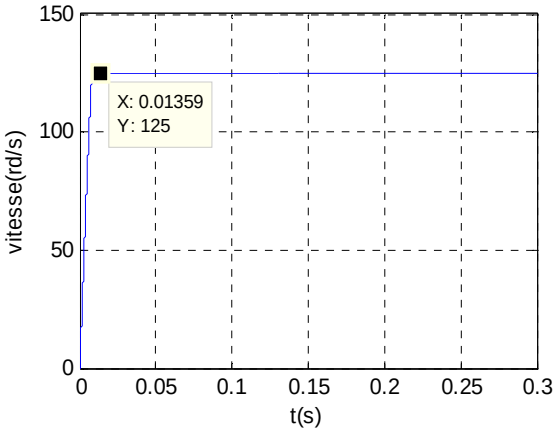
a) DTC-SVM, vitesse =250 rad/s.



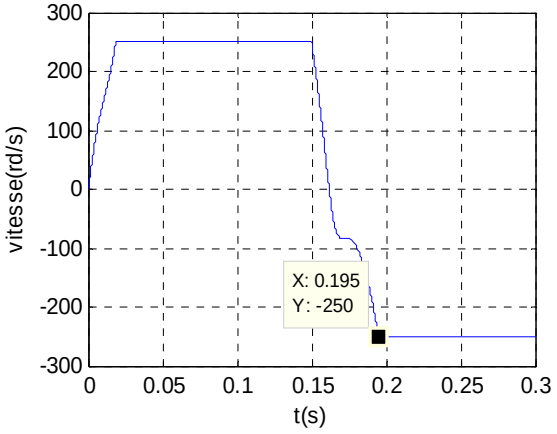
b) DTC, vitesse =250 rad/s.



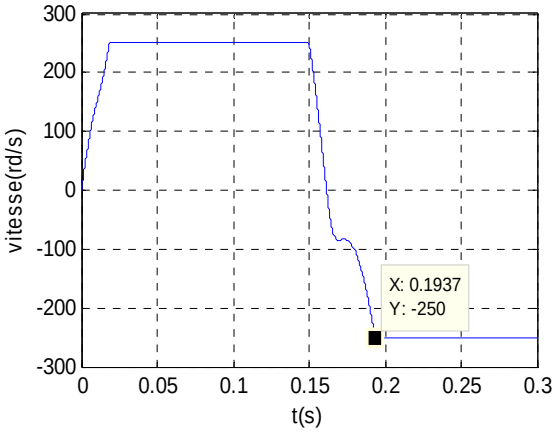
c) DTC-SVM, vitesse =125 rad/s.



d) DTC, vitesse =125 rad/s.

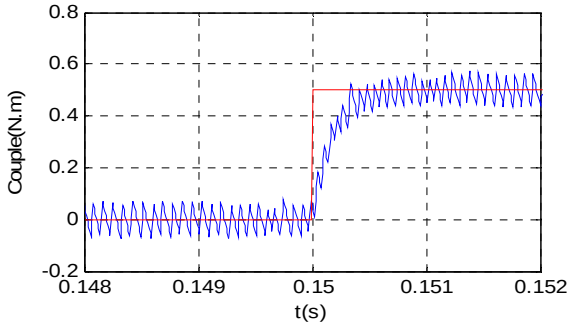


e) DTC-SVM, inversion de vitesse.

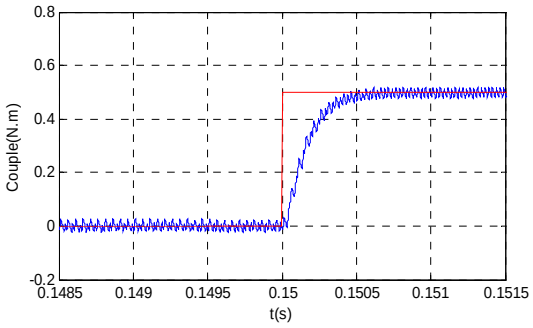


f) DTC, inversion de vitesse.

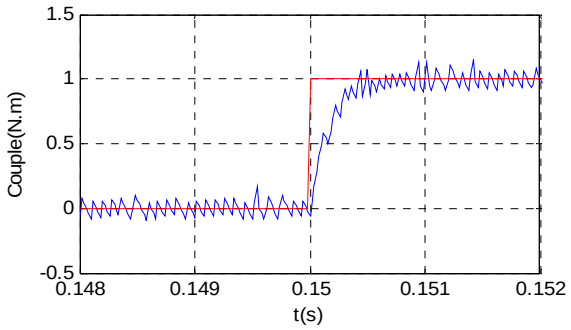
Figure III.19 : Comparaison entre la DTC-SVM et la DTC classique de point de vue temps de réponse.



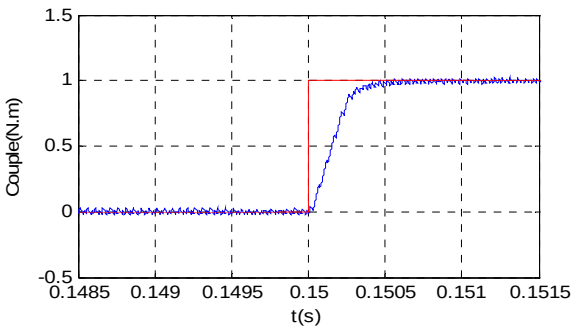
a) DTC, Vitesse =125 rad/s, Cr =0.5 Nm.



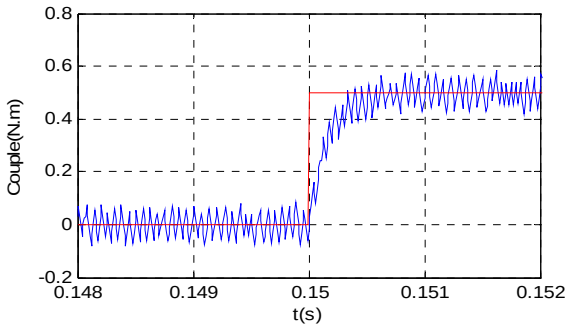
b) DTC-SVM, Vitesse =125 rad/s, Cr =0.5 Nm.



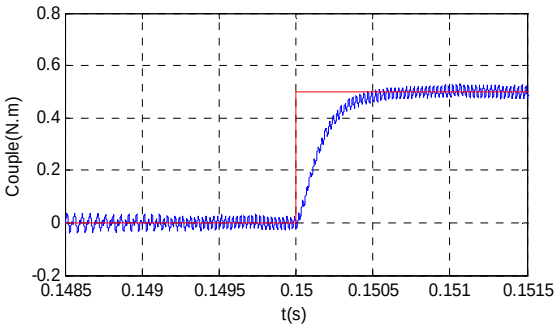
c) DTC, Vitesse =125 rad/s, Cr =1 Nm.



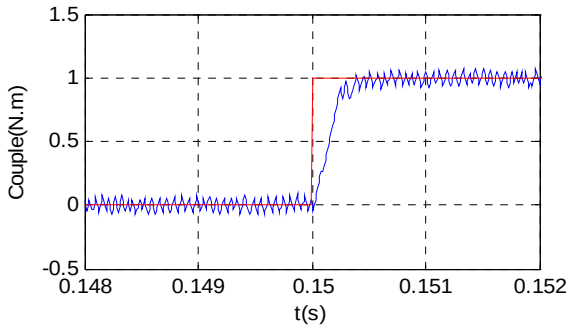
d) DTC-SVM, Vitesse =125 rad/s, Cr =1 Nm.



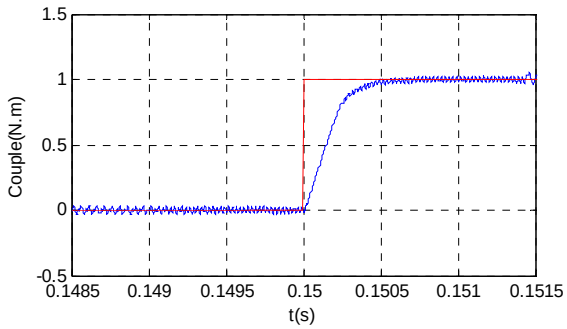
e) DTC, Vitesse =250 rad/s, Cr =0.5 Nm.



f) DTC-SVM, Vitesse =250 rad/s, Cr =0.5 Nm.

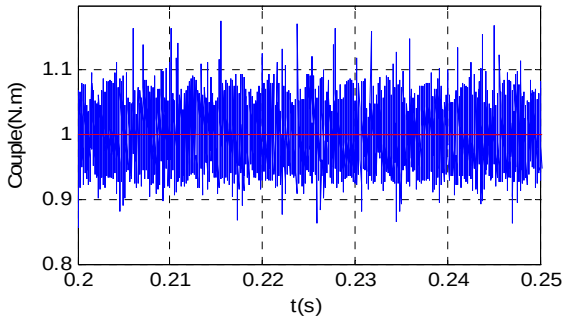


g) DTC, Vitesse =250 rad/s, Cr =1 Nm.

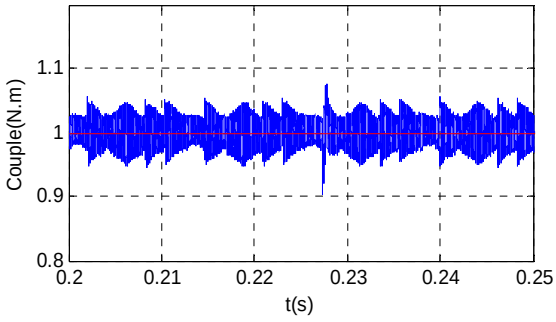


h) DTC-SVM, Vitesse =250 rad/s, Cr =1 Nm.

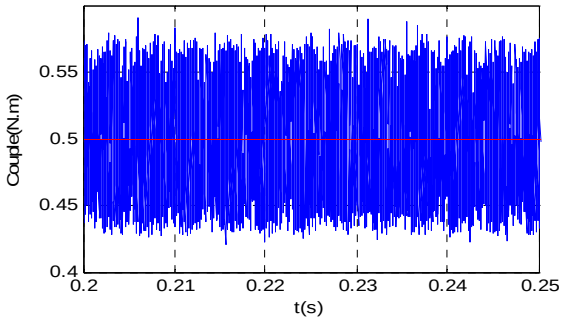
Figure III.20 : Comparaison entre la DTC classique et la DTC-SVM de point de vue temps de réponse du couple pour des vitesses de 125 rad/s et 250 rad/s et de couple résistant de 0.5 Nm et 1 Nm.



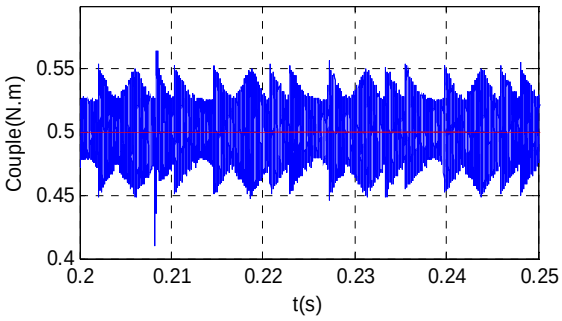
a) DTC, Vitesse =125 rad/s, Cr =1 Nm.



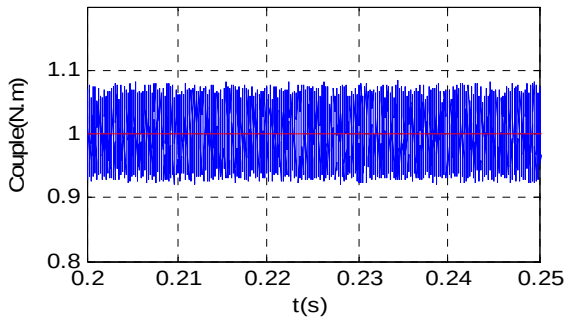
b) DTC-SVM, Vitesse =125 rad/s, Cr =1 Nm.



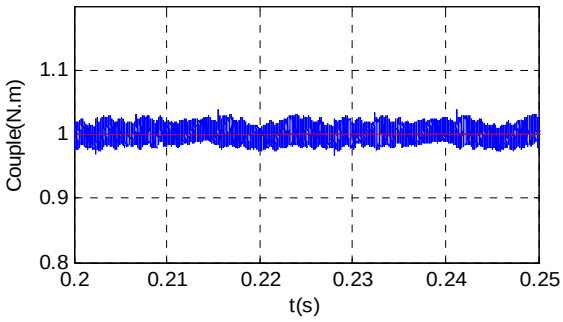
c) DTC, Vitesse =125 rad/s, Cr =0.5 Nm.



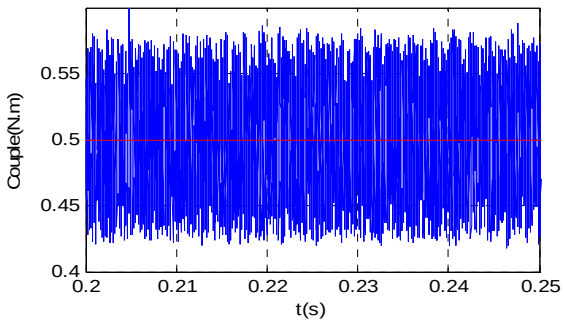
d) DTC-SVM, Vitesse =125 rad/s, Cr =0.5 Nm.



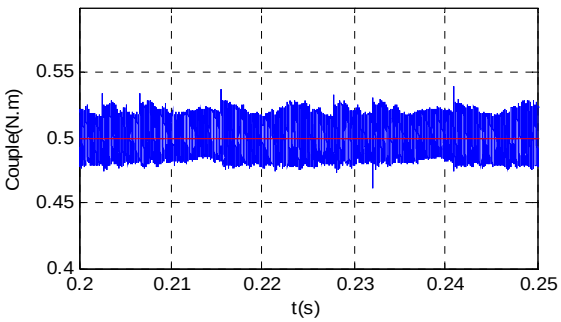
e) DTC, Vitesse =250 rad/s, Cr =1 Nm.



f) DTC-SVM, Vitesse =250 rad/s, Cr =1 Nm.

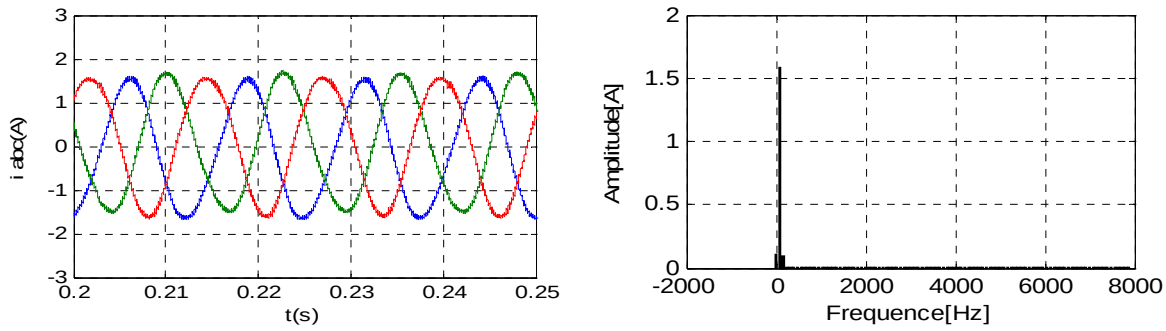


g) DTC, Vitesse =250 rad/s, Cr =0.5 Nm.

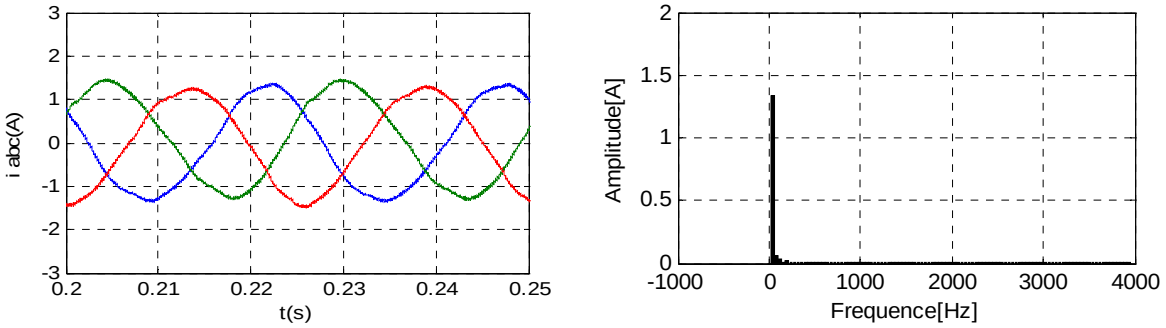


h) DTC-SVM, Vitesse =250 rad/s, Cr =0.5 Nm.

Figure III.21 : Comparaison entre la DTC classique et la DTC-SVM de point de vue ondulation du couple pour des vitesses de 125 rad/s et 250 rad/s et de couple résistant de 0.5 Nm et 1 Nm.

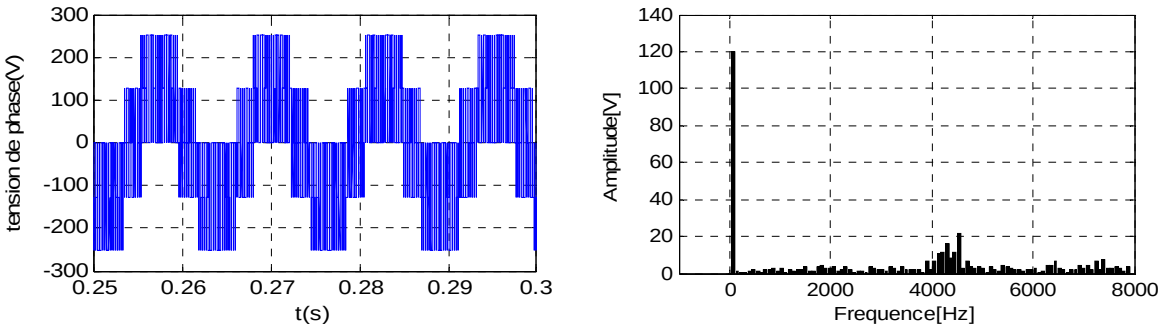


a) Vitesse =250 rad/s, Cr =1 Nm.

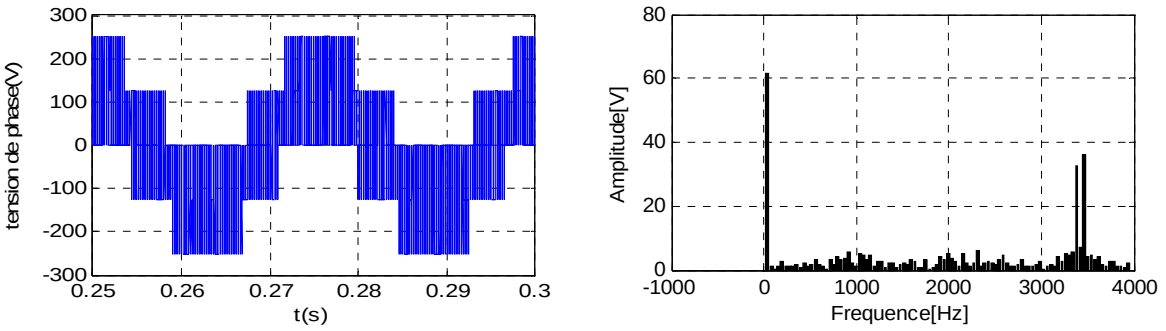


b) Vitesse =125 rad/s, Cr =1 Nm.

Figure III.22 : Forme et spectre d'harmonique de courant (DTC-SVM).



a) Vitesse =250 rad/s, Cr =1 Nm.



b) Vitesse =125 rad/s, Cr =1 Nm.

Figure III.23 : Forme et spectre d'harmonique de tension (DTC-SVM).

III.6.5. La commande DTC-SVM sans capteur mécanique :

Dans cette partie, on utilise la méthode sans capteur mécanique à base d'estimateur présenter dans le chapitre II. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure (III.24). On remarque que la position et la vitesse estimée se superposent à la position et la vitesse réelle respectivement, ce qui montre l'efficacité de l'estimateur.

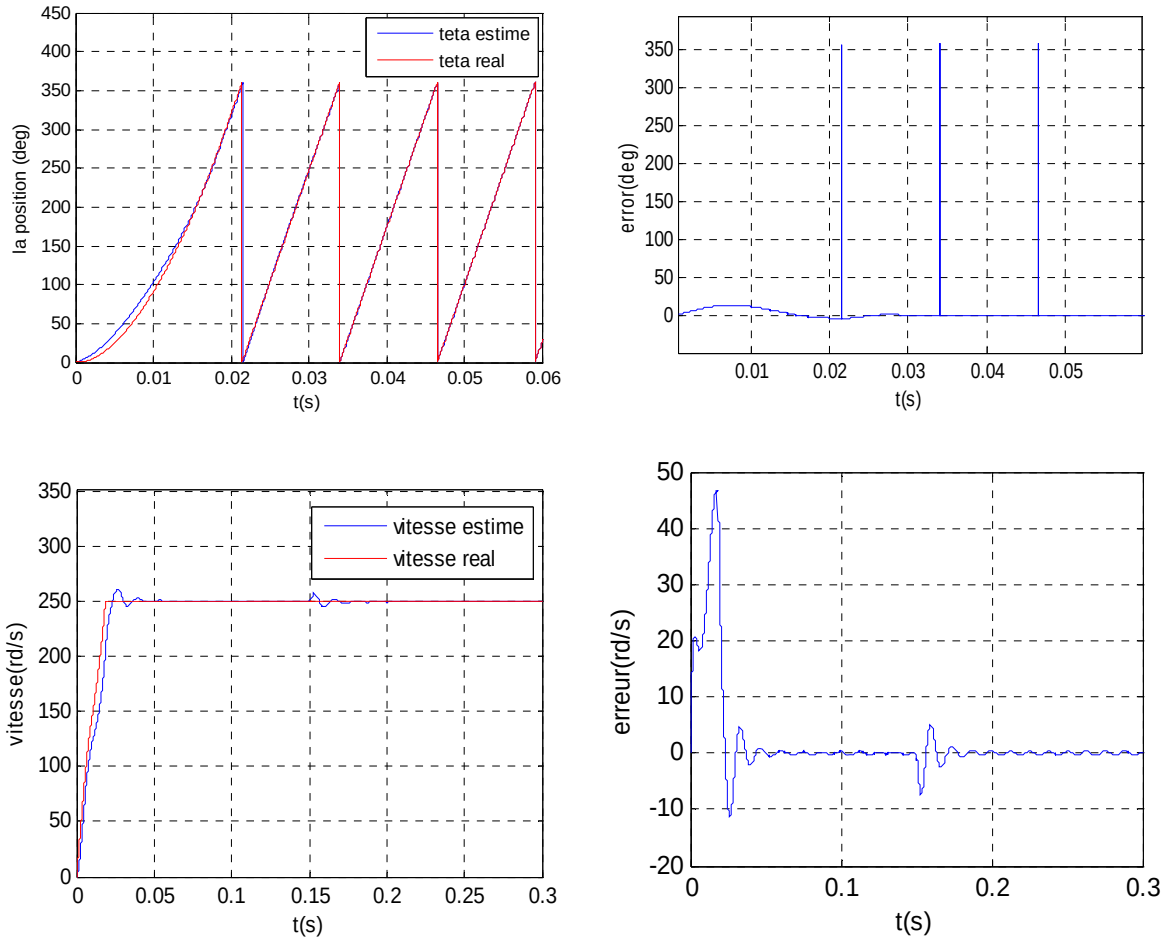


Figure III.24 :L'estimation de la position et de la vitesse pour la commande directe de couple basée sur la modulation vectorielle (DTC-SVM).

III.7. Etude comparative entre les différentes techniques étudiées :

Le tableau suivant résume l'étude comparative entre les différentes commandes appliquées à la machine synchrone à aimants permanents.

.

	Temps de réponse de vitesse.	Taux d'ondulation de couple.	Taux d'harmonique de tension.	Taux d'harmonique de courant.
VC	0.0385 s	14 %	30 %	0.7 %
DTC	0.0187 s	33 %	45 %	6 %
DTC-SVM	0.0189 s	9 %	37 %	3 %

III.8. Conclusion :

Dans la première partie de ce chapitre, on a présenté une étude comparative entre les performances des deux types de commande : la commande vectorielle et la commande directe de couple.

La DTC semble avantageuse de point de vue réponse dynamique, simplicité de structure. Cependant, elle présente quelques inconvénients tel que l'existence des oscillations de couple, la variation de la fréquence de commutation et la valeur élevée de la fréquence d'échantillonnage.

A cet effet, nous avons proposé une commande directe de couple basée sur l'utilisation de la modulation vectorielle et les régulateurs PI (DTC-SVM) pour améliorer les performances de la DTC classique.

L'utilisation de la modulation vectorielle et les régulateurs PI au lieu de la table de commutation et les régulateurs d'hystérésis, permettant de fixer la fréquence de commutation et de réduire la valeur de la fréquence d'échantillonnage et les ondulations de couple. Cette étude s'avère intéressante est confère au système des meilleurs performances.

Chapitre IV
Implémentation de la commande directe de couple et la commande vectorielle.

Chapitre IV

Implémentation de la commande directe de couple et la commande vectorielle.

IV.1. Introduction :

Dans ce chapitre, nous proposons un modèle de la commande vectorielle à implémenter sur le DSP TMS320F2812 et un modèle de la commande directe de couple à implémenter sur une architecteur mixte DSP-FPGA dont les principes de base ont été théoriquement présenté et illustré par des résultats de simulation au cours des chapitres précédents. Ainsi, nous proposons un banc d'essai pour effectuer ces commandes.

IV.2. Le dispositif expérimentale :

Le dispositif expérimental proposé est conçu pour la commande des moteurs à courant alternatif. Pour rendre la commande plus facile, nous avons prévue une commande numérique qui permet d'exploiter au mieux les caractéristique du module en utilisant des circuits programmables (DSP et FPGA). Cependant, l'association de cette architecteur au convertisseur nécessite un circuit d'interface pour le conditionnement et l'acquisition des signaux de commande et de mesure.

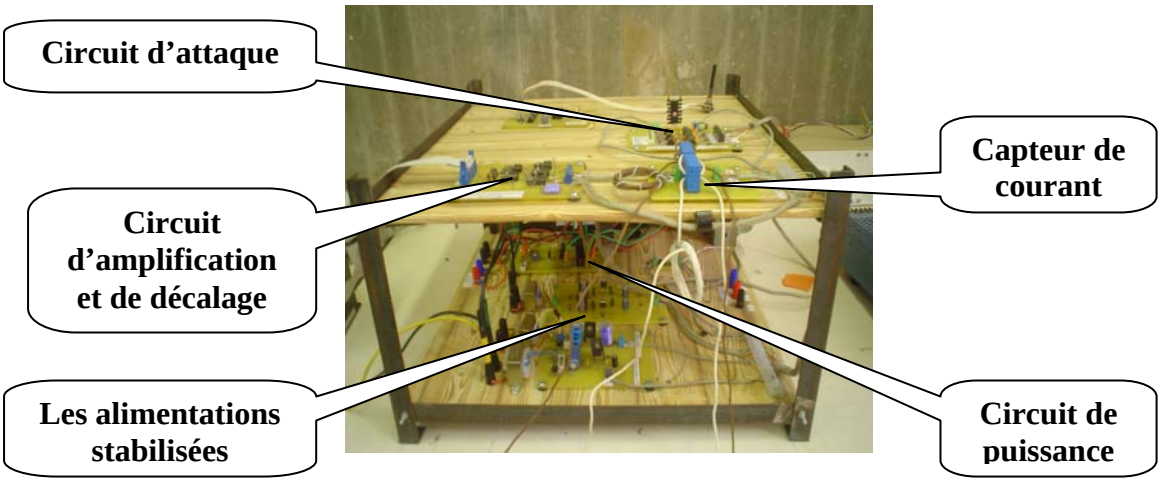


Figure IV.1 : Le dispositif expérimentale.

La figure (VI.2) présente le schéma synoptique de notre système de commande.

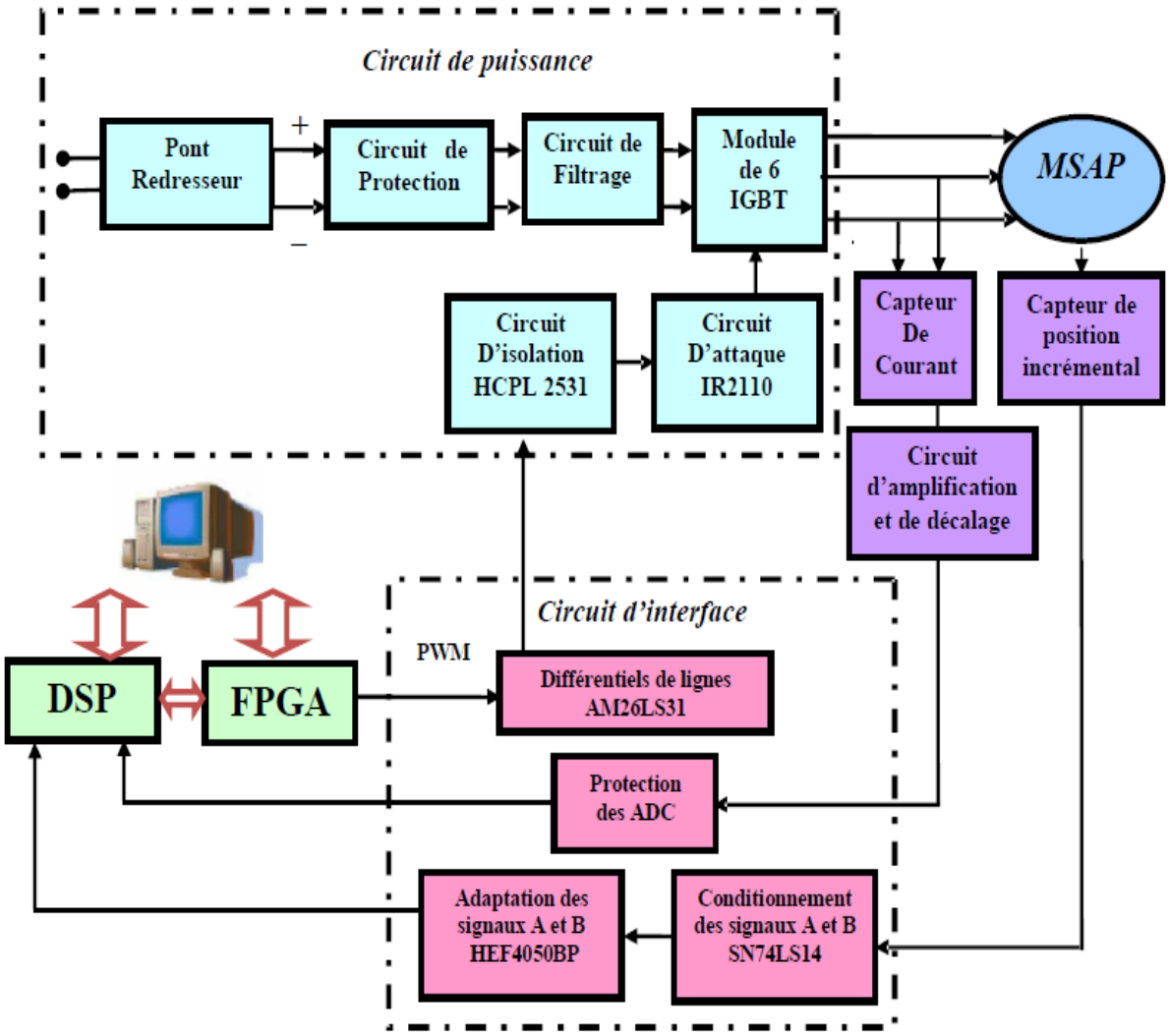


Figure VI.2 : Schéma synoptique de dispositif expérimental.

IV.3. Modèle de la commande vectorielle (VC) à implémenter sur DSP TMS320F2812 :

Le programme de la commande vectorielle à implémenter sur le DSP TMS320F2812 est un ensemble de sous programme, appelés modules, destinés chacun à une tache particulière. Le programme est exécuté à chaque interruption, survenant toutes les 50 us, ce qui correspond à une fréquence d'échantillonnage de 20 kHz. Le schéma synoptique de cette commande est montré sur la figure (IV.3).

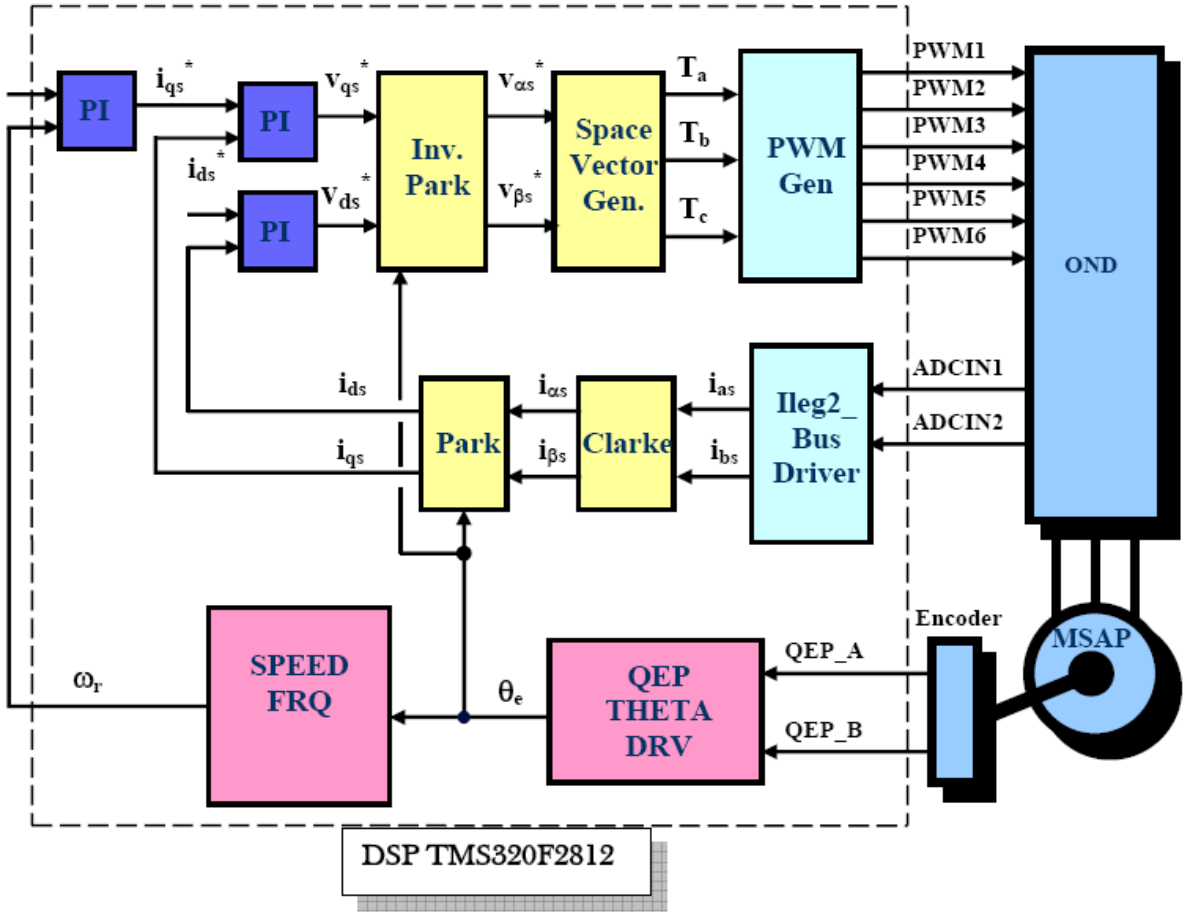


Figure IV.3 : Modèle de la VC à implémenter sur DSP.

L'organigramme suivant illustre le programme utilisé pour la commande vectorielle.

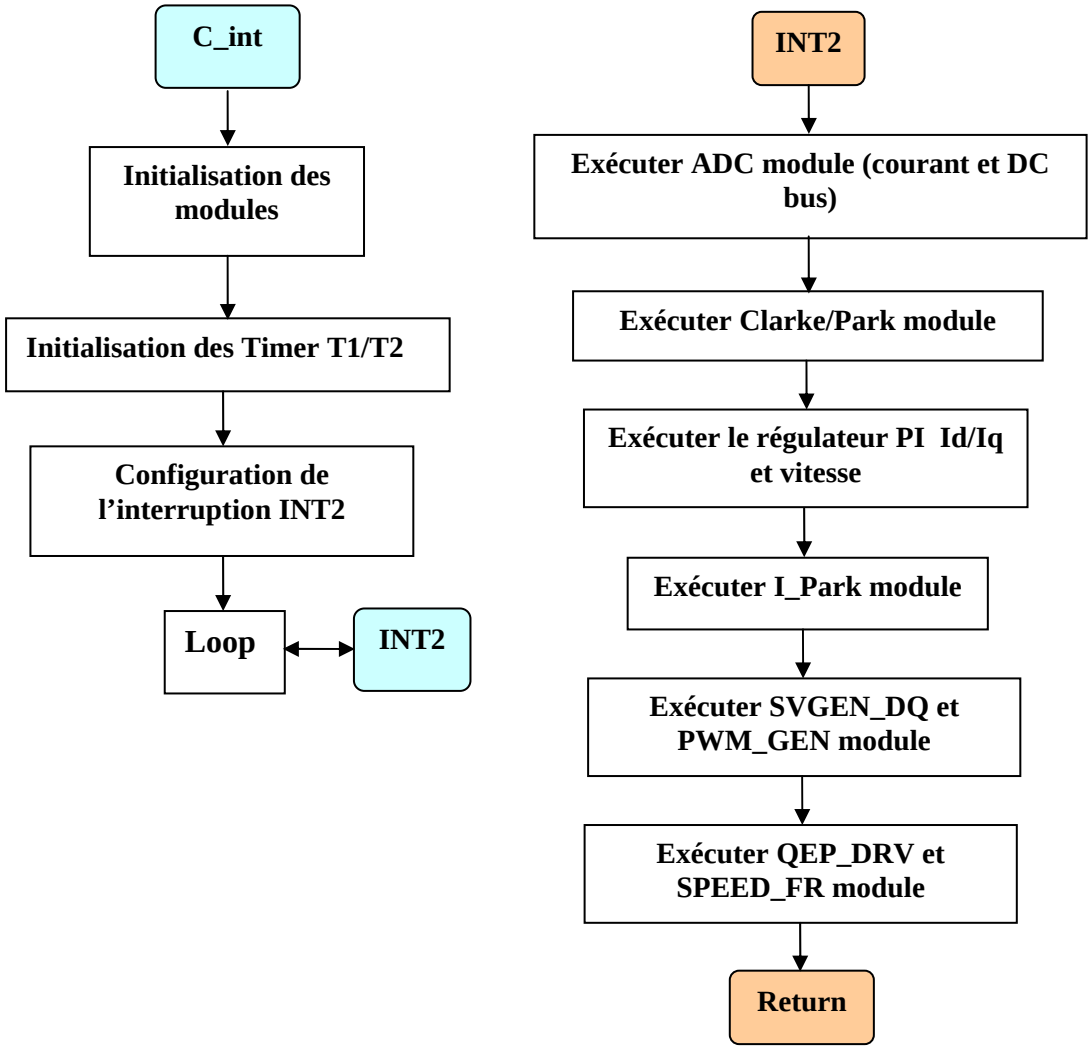


Figure IV.4 : Organigramme de la commande vectorielle.

IV.3.1. Outil de développement CC Studio :

La programmation du TMS320F2812 se fait en langage C/C++ ou en assembleur à travers le logiciel Code Composer Studio (CC Studio) fournit par la société Spectrum Digital, ce logiciel offre une grande souplesse car le travail s'effectue sous un environnement Windows comme le montre la figure IV.5.

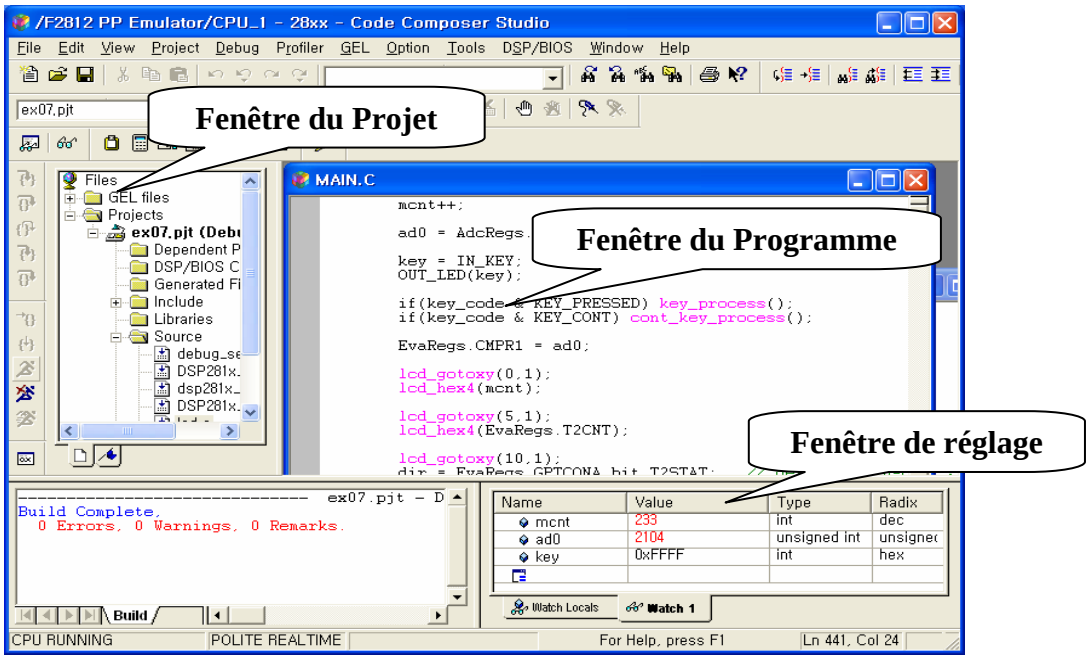


Fig.IV.5 : Outil de développement Code Composer Studio.

IV.3.2. Test de la modulation vectorielle :

Le test de la modulation vectorielle nécessite le test de plusieurs modules. La valeur de la vitesse de référence est indiquée par le module RAMP_CTRL et à travers le module RAMP_GEN on génère l'angle θ. Le module I_Park produit des soties injectées dans le bloc SVGEN_DQ. Ce bloc calcul Ta, Tb, Tc qui seront transmit au bloc PWM_GEN pour générer les six PWM.

Le schéma synoptique de cette structure est montré sur la figure (IV.6).

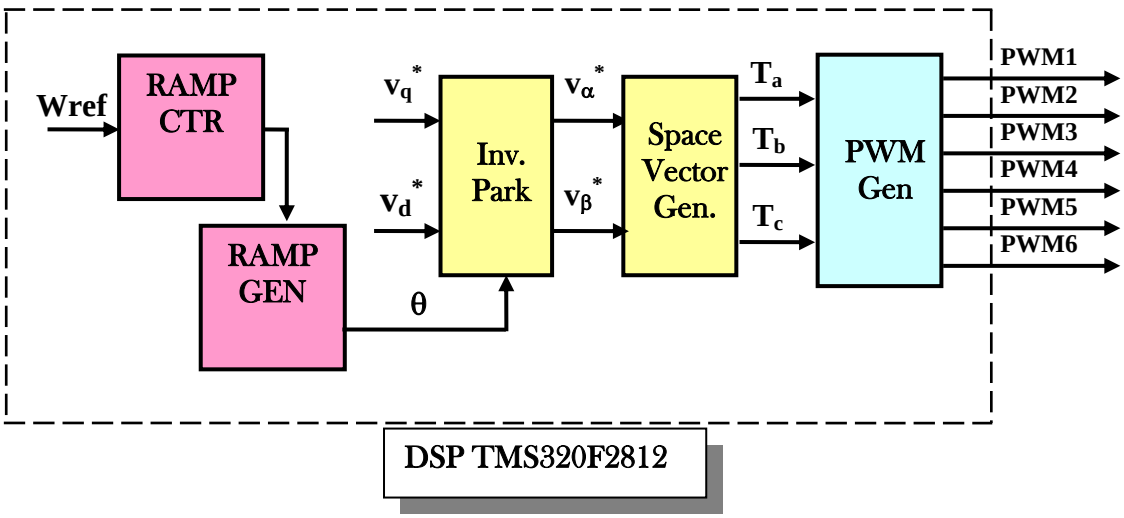


Figure IV.6 : Schéma synoptique de la SVM.

L'essai préliminaire donne le résultat suivant :

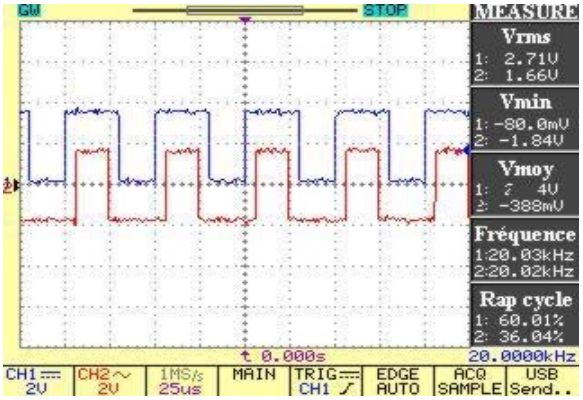


Figure IV.7: les signaux PWM1 et PWM3.

On constate que le résultat expérimental confirme le résultat de simulation (voir chapitre I).

IV.4. Modèle de la commande directe de couple à implémenter sur DSP/FPGA :

La puissance de calcul et la précision du DSP peuvent être ainsi complétées par la haute vitesse d'exécution du FPGA. Si une répartition convenable des différentes tâches de l'algorithme est envisageable, on peut obtenir un meilleur compromis entre puissance de calcul et vitesse d'exécution [Martins 00]. (Voir figure IV.8)

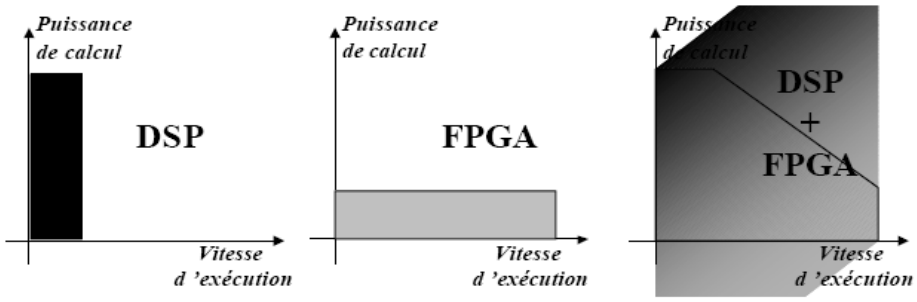


Figure IV.8 : Une architecture mixte DSP/FPGA permettant d'optimiser le compromis entre puissance de calcul et vitesse d'exécution.

A cet effet, nous proposons un modèle de la commande directe de couple à implémenter sur une architecteur mixte DSP TMS320F2812/FPGA SPARTAN-3. Le DSP prend en charge l'estimation de flux et de couple d'une part et le contrôle d'hystérésis d'autre part. La mise en ouvre de la table de commutation, le calcule de temps mort et la recherche des secteurs sont effectuées par le kit FPGA. Le schéma synoptique de la commande est montré sur la figure (IV.9).

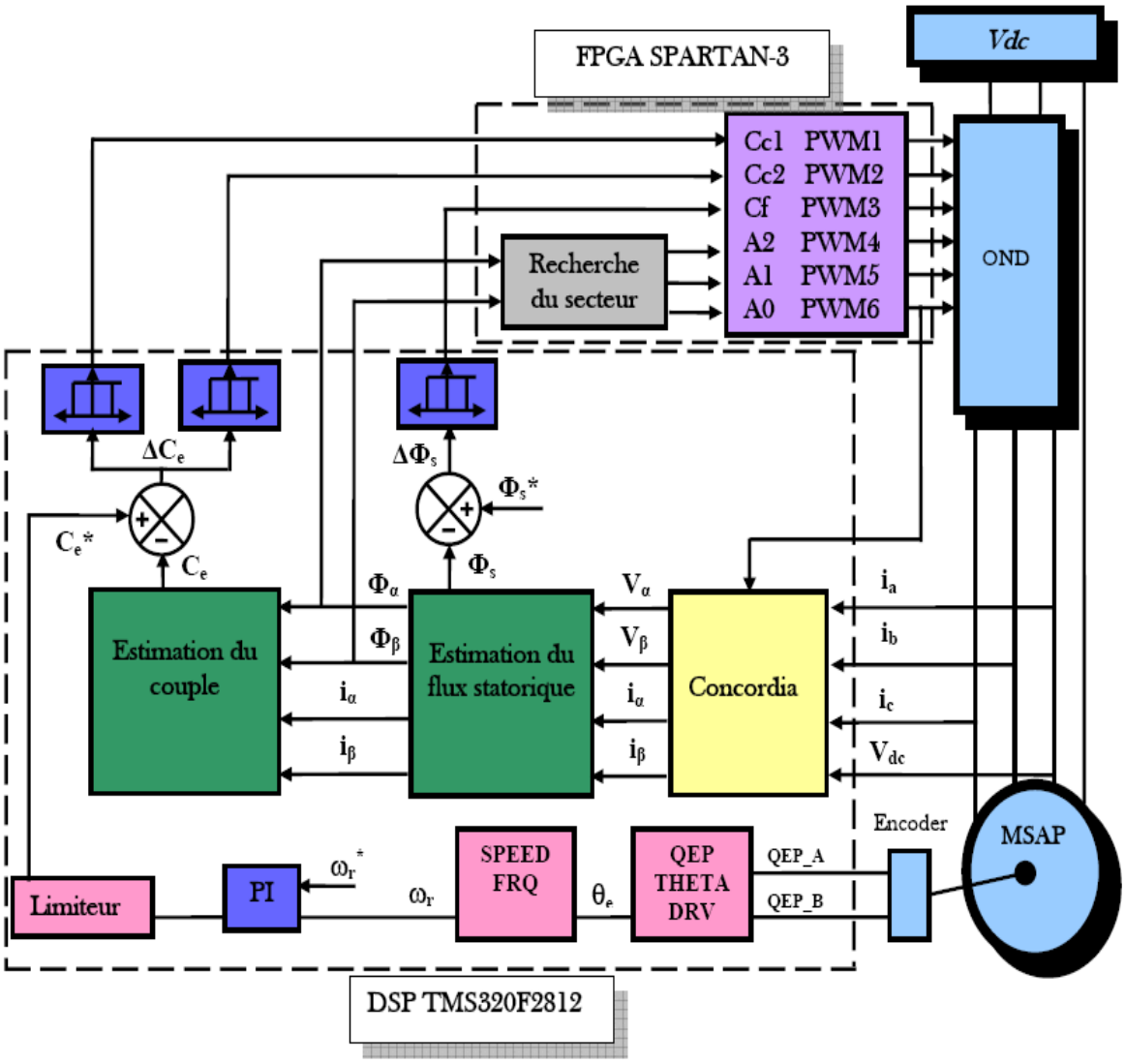


Figure IV.9 : Modèle de la DTC implémenter sur DSP/FPGA.

IV.4.1. Structure d'une description VHDL simple :

Une description VHDL est composée des deux parties indissociables à savoir :

- ✓ L'entité : elle définit les entrées et sorties de modèle.
- ✓ L'architecture : elle contient les instructions VHDL permettant de réaliser le fonctionnement attendu. (voir figure IV.10)

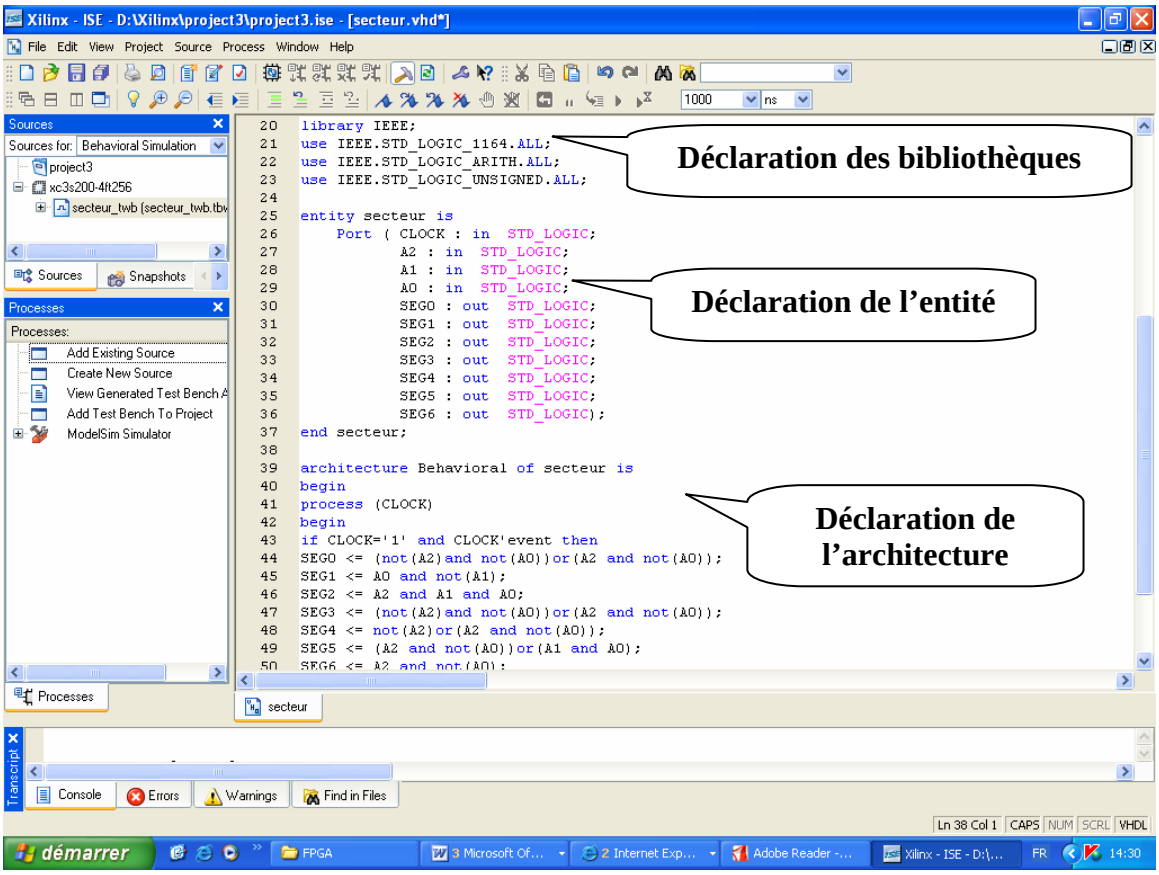


Figure IV.10: Structure d'une description VHDL.

IV.4.2. Développement d'un programme VHDL :

L'outil de développement utilisé pour la programmation du kit FPGA SPARTAN-3 est le logiciel Xilinx ISE 8.1i. La synthèse de modèle se faite à partir d'une description en langage VHDL. Ce logiciel permet de synthétiser le fichier VHDL afin de voir la mémoire qu'il occupe, en plus il permet d'assigner les pins où se situent les entrées/sorties de modèle. Il permet aussi la simulation du programme afin de vérifier le bon fonctionnement de ce dernier et en fin charger le programme dans le kit FPGA à travers le JTAG. (Figure IV.11)

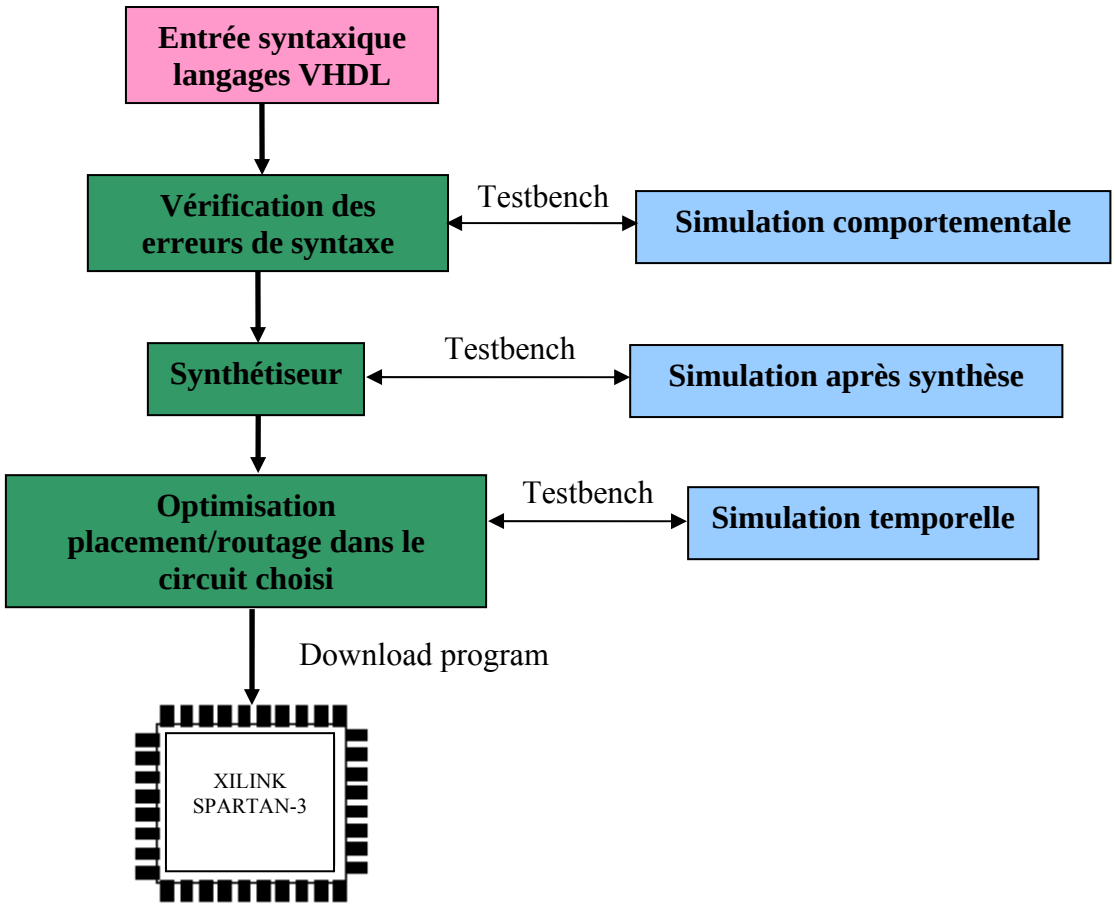


Figure IV.11 : Organigramme de développement d'un programme VHDL.

IV.4.3. Modèle VHDL de la table de commutation :

Le modèle VHDL de la table de commutation qui utilise le comparateur à hystérésis à trois niveaux est constitué de 2 processus. Le premier processus génère l'horloge d'échantillonnage (T_e = 50 us) et les PWM1, 2 et 3, fait la recherche du secteur et l'affichage de ce dernier. Le deuxième processus permet de modéliser la gestion des temps morts des interrupteurs de l'onduleur et génère les PWM4, 5 et 6.

IV.4.3.1. Recherche et l'affichage du secteur :

Dans ce travail le secteur est déterminé par une méthode simple (voir chapitre I), cette méthode est basée sur la connaissance des flux Φ_α, Φ_β. La détermination est faite suivant le tableau (IV.1).

Tableau IV.1: Détermination du secteur.

A2	A1	A0	sector
0	0	0	4
0	0	1	5
0	1	0	4
0	1	1	3
1	0	0	1
1	0	1	6
1	1	0	1
1	1	1	2

L'affichage du secteur se faite chaque 50 us, ce dernier est déterminer en utilise les sept segment de l'FPGA suivant le tableau IV.2.

Tableau IV.2 : L'affichage du secteur.

A2	A1	A0	sector	SEG0	SEG1	SEG2	SEG3	SEG4	SEG5	SEG6
0	0	0	4	1	0	0	1	1	0	0
0	0	1	5	0	1	0	0	1	0	0
0	1	0	4	1	0	0	1	1	0	0
0	1	1	3	0	0	0	0	1	1	0
1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1
1	0	1	6	0	1	0	0	0	0	0
1	1	0	1	1	0	0	1	1	1	1
1	1	1	2	0	0	1	0	0	1	0

IV.4.3.2. Elaboration du correcteur de couple à hystérésis à trois niveaux :

Deux sorties ont été utilisés ici pour obtenir les trois niveaux de contrôleur de couple (Tableau IV.3).

- ✓ Cc1 : sortie de contrôleur en utilisant l'écart positif.
- ✓ Cc2 : sortie de contrôleur en utilisant l'écart négatif.

Tableau IV.3: Détermination des sortie de contrôleur.

Cc1	Cc2	Cc
0	0	0
0	1	-1
1	0	1
1	1	×

IV.4.3.3. Elaboration de la table de commutation:

La table de commutation présenter utilise les signaux A2, A1, A0, Cc1, Cc2, Cf comme des entrées et les PWM1, PWM2, PWM3 et ces compléments PWM4, PWM5, PWM6 comme des sorties.

Tableau IV.4: La table de commutation.

					Cc1 Cc2 Cf							
					000	001	011	010	110	111	101	100
Les états	A2	A1	A0	sector	PWM1 PWM2 PWM3							
1	0	0	0	4	111	000	010	110	×××	×××	001	101
2	0	0	1	5	000	111	011	010	×××	×××	101	100
3	0	1	1	3	000	111	110	100	×××	×××	011	001
4	0	1	0	4	111	000	010	110	×××	×××	001	101
5	1	1	0	1	000	111	101	001	×××	×××	110	010
6	1	1	1	2	111	000	100	101	×××	×××	010	011
7	1	0	1	6	111	000	001	011	×××	×××	100	110
8	1	0	0	1	000	111	101	001	×××	×××	110	010

Le résultat de simulation sous Xilinx ISE est présenté sur la figure (IV.12), seg0,..,6 présentent les sept segment de l'afficheur du kit.

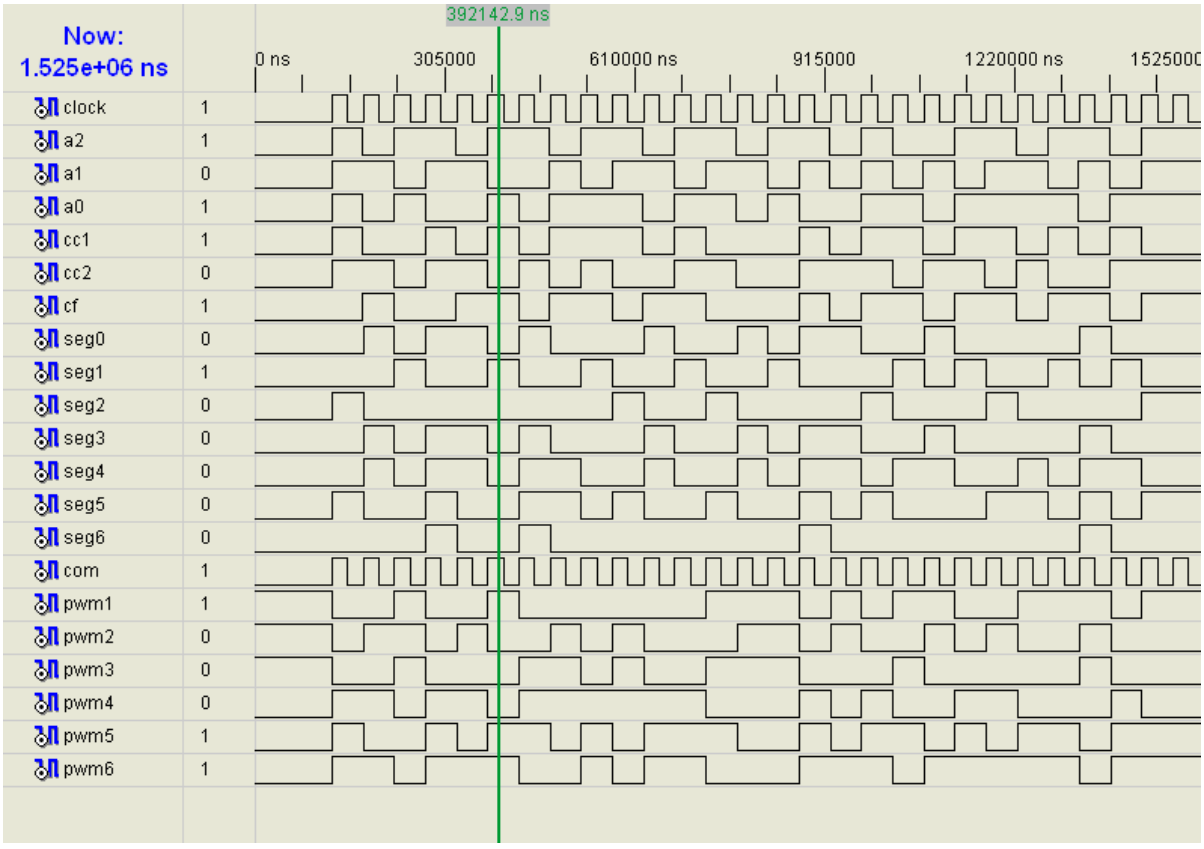
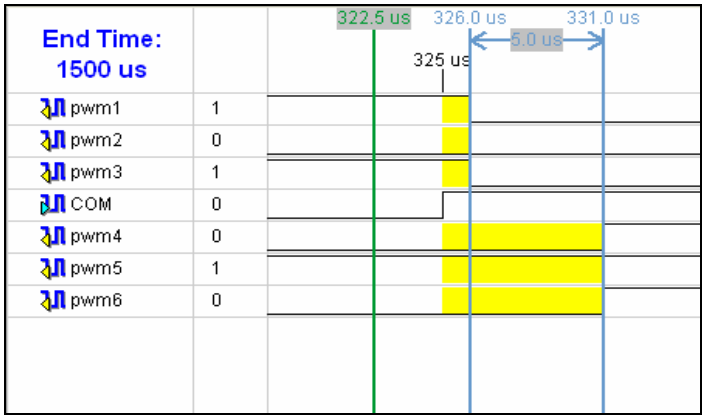
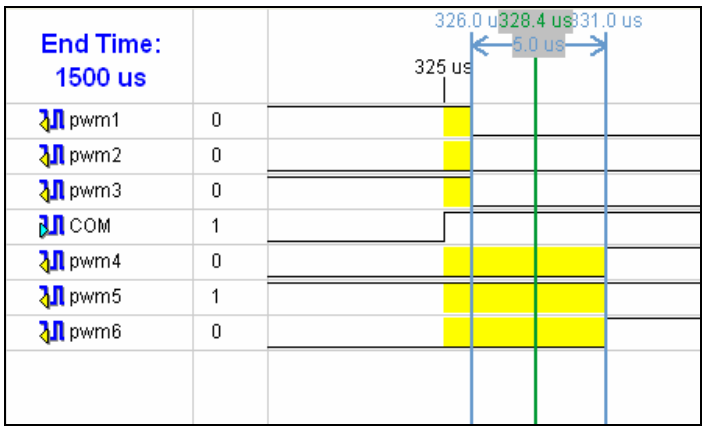


Figure IV.12 : Modèle VHDL de la table de commutation.

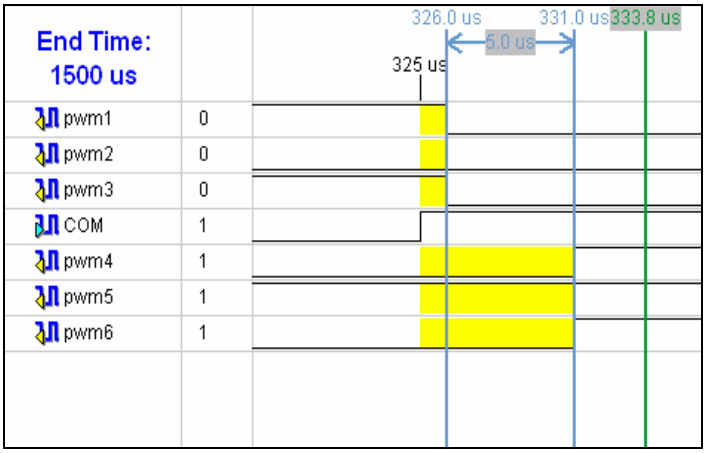
La figure suivante montre les états des interrupteurs de l'onduleur. Le passage de l'état (a) vers l'état (c) passe par l'état (b) où les transistors sont contrôlés de manière complémentaire avec un temps mort qui est de 5 us.



(a)



(b)



(c)

Figure IV.13 : Le temps mort.

IV.4.3.4. Implémentation du programme dans le Kit FPGA :

Après la simulation par le biais du logiciel ISE de Xilinx, on a choisie les LED's comme des sorties pour visualiser les 6 PWM et l'afficheur du FPGA pour visualiser les secteurs, Ensuite, en charge le programme dans le kit FPGA à travers le JTAG, le bon déroulement de cette implantation est montré dans la figure IV.14.

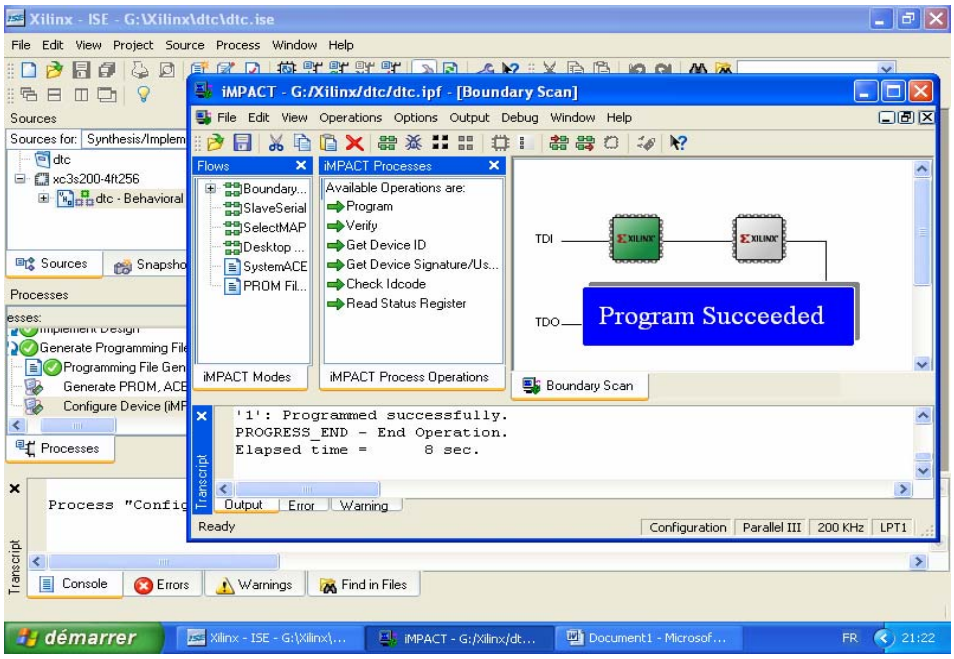


Figure IV.14 : Implémentation du programme dans le Kit FPGA Spartan-3

La figure (IV.15) présente l'état 3 de la table du commutation ou les sortie PWM1, 2, 3 =110. Les LD0,…5 du Kit correspond aux PWM1,…6 respectivement.

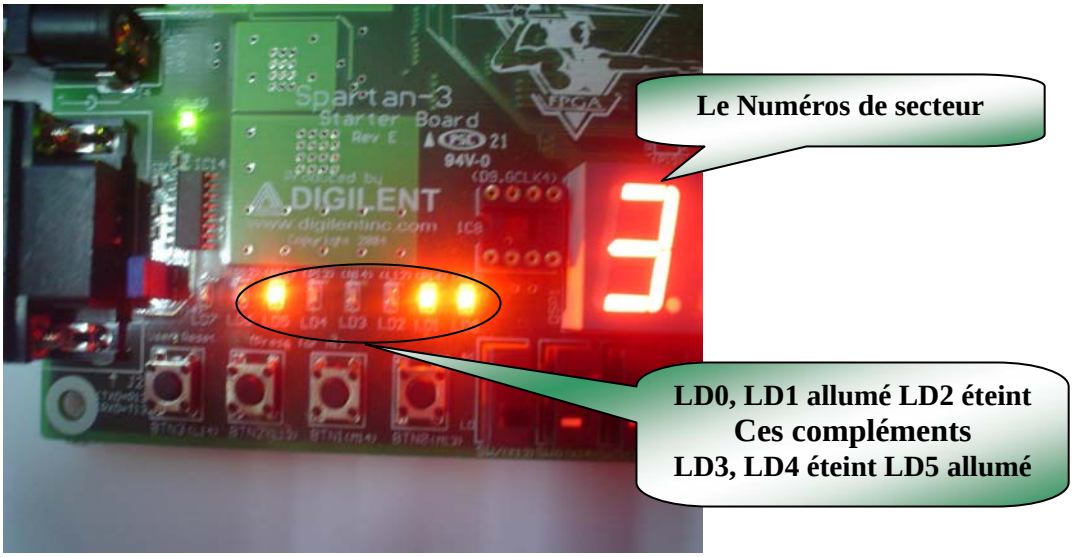


Figure IV.15 : l'état 3 de la table du commutation.

La figure (IV.16) présente l'état 4 de la table du commutation ou les sortie PWM1, 2, 3 =010.

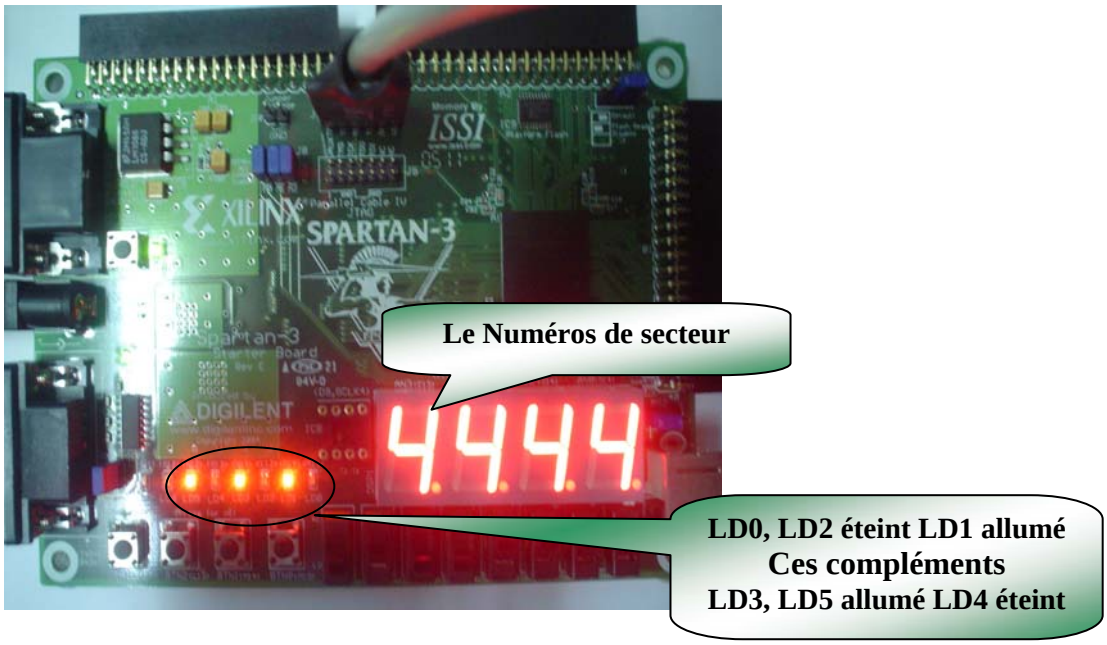


Figure IV.16 : l'état 4 de la table du commutation.

La figure (IV.17) présente l'état 2 de la table du commutation ou les sortie PWM1, 2, 3 =101.

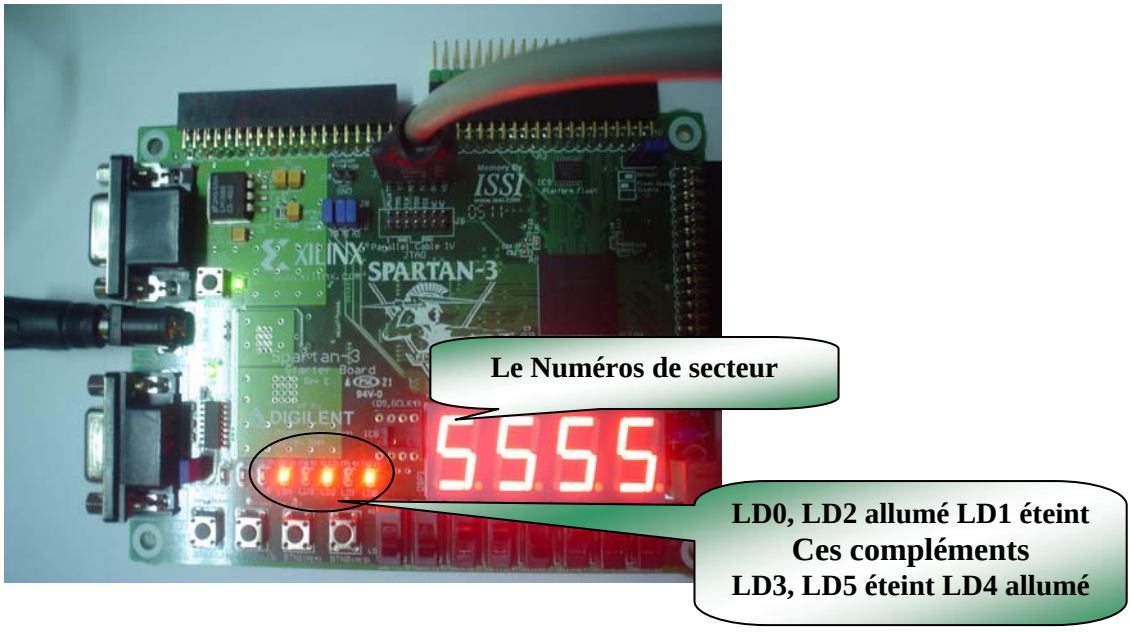


Figure IV.17 : l'état 2 de la table du commutation.

IV.5. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté les modèles des commandes à implémenter. Nous avons présenté aussi les résultats de l'implémentation de la SVM sur le DSP TMS320F2812 et la table de commutation de DTC sur FPGA SPARTAN-3. On conclue que ces résultats sont satisfaisants. Néanmoins, l'exécution de programme global n'a pas été effectuée pour des raisons de non disponibilité de matériel.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail présenté consiste à faire une comparaison entre les performances des deux techniques de commande : la commande directe du couple et la commande vectorielle.

A cet effet, nous avons présenté un modèle mathématique pour la commande vectorielle en utilisant la modulation vectorielle, avec laquelle une simulation a été effectuée en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK. Les résultats de simulation montrent les performances de la conduite de la MSAP avec une dynamique de couple acceptable.

Ensuite, nous avons présenté un modèle de la commande directe de couple en boucle fermée avec l'utilisation des différentes stratégies de commutation en tenant compte de l'influence de divers paramètres sur le contrôle. Les résultats de simulation montrent que la période d'échantillonnage doit être très petite pour un contrôle correct du flux statorique et que le choix d'une table de commutation dépend de la variation souhaitée de point de vue ondulations du flux et du couple, et du fonctionnement dans deux ou quatre quadrants du plan coulpe-vitesse.

En vue d'améliorer les performances de cette commande particulièrement de point de vue fiabilité, nous avons considéré une commande directe de couple sans capteur. Cette méthode est basée sur l'estimation de la position à partir des composantes du flux et de couple estimés. Les résultats de simulations ont prouvé l'efficacité de l'estimateur.

A travers les résultats de simulation des modèles développés sous Matlab/Simulink, nous avons fait une comparaison entre les deux types de commandes sous différentes conditions de fonctionnement.

Les résultats de simulation montrent que les deux systèmes d'entraînement garantissent leur rôle principal qui est la production d'un couple moteur capable d'asservir la machine à sa vitesse de référence, en assurant la régulation découplée et stable du couple moyen et du flux. Cependant, la commande vectorielle nécessite la connaissance plus ou moins précise des

paramètres de la machine. Elle nécessite également un modulateur pour la commande de l'onduleur qui provoque des retards qui sont responsables de l'augmentation du temps de réponse en couple, la présence de transformations de coordonnées dépendant de la position qui intervient explicitement dans l'algorithme de commande. La DTC semble avantageuse de point de vue réponse dynamique, simplicité de structure et coût du système pour les applications où la minimisation d'ondulations de couple n'est pas un critère recherché. Néanmoins, elle présente quelques inconvénients tel que la variation de la fréquence de commutation et la valeur élevée de la fréquence d'échantillonnage, ainsi que, sa sensibilité aux variations de la résistance statorique à basse vitesse.

Dans le but d'éliminer les inconvénients de la DTC classique surtout le non maîtrise de la fréquence de commutation et le taux élevé de l'ondulations de couple , une commande directe de couple basée sur la modulation vectorielle et les contrôleurs PI a été étudiée. Cette méthode permet de fonctionner avec une fréquence de commutation constante. Ce fonctionnement est assuré par l'utilisation de la modulation vectorielle pour laquelle, à chaque période de modulation, sont appliqués deux vecteurs actifs de tension et un vecteur de tension nulle. Avec cette technique, les oscillations de couple sont notablement réduites, engendrant des bruits acoustiques faibles.

En vue d'une évaluation pratique des performances de ces deux techniques, une commande numérique a été prévue en utilisant des circuits programmables (DSP et FPGA) avec un circuit d'interface adéquat. Deux modèles ont été présentés ; un modèle de la commande vectorielle à implémenter sur le DSP TMS320F2812 et un modèle de la commande directe sur une architecteur mixte DSP-FPGA. Les résultats expérimentaux feront l'objet de travaux ultérieurs.

Finalement, nous recommandons la poursuite des recherches sur la DTC, où plusieurs améliorations peuvent être apportées à ce travail, à savoir :

- ✓ L'utilisation d'un estimateur robuste permettant l'estimation de la résistance pour éliminer les problèmes à basse vitesse.
- ✓ L'utilisation des onduleurs multi niveaux pour minimise les ondulations du couple électromagnétique.

Références bibliographiques

[ABB 02] ABB, « Direct Torque Control - the world's most advanced AC drive technology», Technical guide 1, April 2002.

[AME 05] A. Ameur, « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une MSAP dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants », Mémoire de Magister BATNA 2005.

[ARC 99] Anne-Marie. Arcker, «Contrôle direct de couple électromagnétique des machines asynchrones de grande puissance », Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Février 1999.

[ARI 00] P. A. Arias, « Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors », Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.

[BAS 01] P.S. Bastiani, « Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur -machine alternative : Application à la traction électrique », Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Février 2001.

[BEL 99] J.Belhadj, M.Pietrzak-David, A.Ghazel, I.Slama-Belkhodja, B.de Fornel, « Sliding modes observer for the Direct Torque Control with an optimised switching table», EPE'99, Lausanne.

[BEN 99] K. Benmanseur, « Etude et implantation de contrôleurs robustes et Flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel », Mémoire de Magister, EMP 1999.

[BLA 72] Blaschke, « The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control for rotating machines », Siemens Review, vol. 30, no. S. pp. 217-220, 1972.

[BLA 05] F. Blaabjerg, M.P. Kazmierkowski, M. Zelechowski, D. Swierczynski, W. Kolomyjski, « Design and comparison direct torque control technique for induction motors », EPE 2005.

[BIB 06] P.Panigrahi. Bibhu, Dinkar Prasad, S. SenGuptu, « A simple hardware realization of switching table based direct torque control of induction motor », Science Direct, Electric Power Systems Research 77 (2007) 181-190.April2006.

[BIL 03] A. Bilal, « State Estimation Techniques for Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motors », Master Thesis of the Middle East Technical University, August 2003.

[BOUC 97] F. Bouchaffa, « Influence des paramètres sur les performances de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de Magister, USTHB, Juin 1997.

[BOUH 99] E. Bouhassoun, « Contribution à la commande par structure variable d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel », Mémoire de Magister, ENP, Juillet 1999.

[BOUL 05] Z. Boulbair, R. Aubrée, F. Auger, E. David, L. Loron, « Comparing Microcontroller and FPGA based implementations of the space vector control algorithm of three phase induction motors », 6th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems, ELECTROMOTION'05, Lausanne Switzerland, Septembre 2005.

[BOUS 02] D. Boussa, G. Alioua « Commande numérique en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents», PFE 2002, USTHB.

[BOUZ 95] H. Bouzekri, « Contribution à la commande des machines synchrones à aimants permanents », Thèse de Doctorat, INPL, Juin 1995.

[BUJ 98] G.Buja, D. Casadei, G. Serra, « Direct stator flux and torque control of induction motor: theoretical analysis and experimental results », IEEE 1998, IC 0-7803-4503-7/98/, pp. T50-T64.

[BUJ 04] G.Buja, Marian P. Kazmierkowski, «Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors—A Survey », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.51, No.4, August 2004, pp.744-757.

[BÜH 89] H.Bühler, « Conception de systèmes automatiques », Presses polytechniques. Romandes, Lausanne, 1989.

[CAR 00] C de wit. Carlos, Volume I « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone », Edition Hermes Science Europe, 2000.

[CAS 94] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, G. Tani, « Switching Strategies in Direct Torque Control of Induction Machines », IECON'94, Vol.2, pp.204-209.

[CAS 02] Domenico Casadei, Francesco Profumo, Giovanni Serra and Angelo Tani, « FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, N°.5, Sept 2002

[DEP 88] M. Depenbrok, « Direct Self-Control (DSC) of inverter-fed induction machine », lEEE Transactions on Power Electronics, vol. PE-3, no. 4. Oct. 1988, pp. 420-429.

[DER 03] Abdelhakim Derbane, « Contrôle direct du couple de la machine synchrone à aimants permanents basé sur la logique floue ou les réseaux de neurones », Mémoire de Magister EMP 2003.

[FER 04] J.Ferreira, J.F. Martins, « SVM Voltage Control Implementation using low cost reconfigurable FPGA system », 11th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC'2004, Riga Lativia, September 2004.

[FOO 08] Foo. G, Rahman. M.F, « A novel speed sensorless direct torque and flux controlled interior permanent magnet synchronous motor drive», Power Electronics Specialists Conference, IEEE Conference Proceeding, June 2008, Page(s):50 – 56.

[GUY 00] G. Guy, et C. Guy, « Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande », Edition Eyrolles, 2000.

[HAD 02] M. Hadef, « Contrôle direct du couple des machines synchrones avec et sans capteur mécanique », Mémoire de Magister- électrotechnique, Université A. Mira de Bejaia, Novembre 2002.

[HAQ 00] M. E. Haque, M. F. Rahman, « The effect of stator resistance variation on direct torque controlled permanent magnet synchronous motor drives and its compensation », In Prerecordings of the Australian Universities on Power Engineering Conference (AUPEC'00),Brisbane, Australia, pp. 126-131, September 2000.

[HAQ 02] M. E. Haque, L. Zhong , and M. F. Rahman, « A Sensorless Speed Estimator for Application in a Direct Torque Controller of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive », In Prerecordings of Power Electronics Specialist's Conference, (PESC'02), Vol. 1, pp. 276-281, Cairns, Australia, June 2002.

[HU 02] Y.Hu, T. Cun, G. Kang, Y. Zhiqing, L.X. Tang, M.R. Rahman, « In-depth Research on Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor », IEEE 2002, pp. 1060-1065.

[IBT 93] R. Ibtiouene, « Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine synchrone autopilotée à aimants insérés », Thèse de Doctorat d'Etat, ENP, Avril 1993.

[JIN 05] Jin Mengjia, Shi Cenwei, Qiu Jianqi, Lin Ruiguang, « Stator Flux Estimation for Direct Torque Controlled Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Drives over Wide Speed Region », pp. 350-354

[KHA 05] M. Khafallah, A. El afia, A. Saad, J. Ghouili, « Étude Comparative des Performances de la Modulation Sinusoïdale Régulière et la Modulation Vectorielle d'un Onduleur à MLI », IEEE.CCECE/CCGEL, Saskatoon, May 2005, pp.578-582.

[KUN 04] Y.S.Kung, « High Performance Position Controller for PMSM Drives Based on TMS320F2812 DSP », Proceeding of the 2004 IEEE, International Conference on Control Applications, Taipei Taiwan, September 2004.pp.290-295.

[LAC 89] G. Lacroux, « Les aimants permanents », Technique et Documentation, Lavoisier 1989.

[LIN 02] M. Linke, R. Kennel, and J. Holtz, « Sensorless Position Control of Permanent Magnet Synchronous Machines without Limitation at Zero Speed », In proceedings of 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 674-679, Sevilla, Spain, November 2002.

[MAR 00] C.De Almeida Martins, « Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux à fréquence imposée », Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, décembre 2000.

[MER 00] A.Meroufel, MK.Fellah et Y.Ramdani, « Commande d'un moteur synchrone à aimants permanents alimenté par onduleur de tension a MLI vectorielle », 2ed International Conference on Electrotechnics. ICEEL'2000. Volume ½. U.S.T.Oran ALGERIE. Novembre 2000.

[MOK 08] B. Mokhtari, A. Ameur, L. Mokrani et B. Azoui, « Compensateur PI de la Variation de la Résistance Statorique d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents Commandé par DTC », 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering ICEEE'08, Laghouat Algérie, Avril 2008.

[PAR 07] Leila Parsa, Hamid A. Toliyat, « Sensorless Direct Torque Control of Five-Phase Interior Permanent-Magnet Motor Drives », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 43, NO. 4, July/August 2007.

[RAH 97] M.F. Rahman, L. Zhong, « An investigation of direct and indirect torque controllers for permanent magnet synchronous motor drives », IEEE IC 1997, pp.516-523.

[RAT 05] D.Rathnakumar, J.LakshmanaPerumal, T.Srinivasan, « A New Software Implementation of Space Vector PWM », IEEE.CCECE/CCGEL, Saskatoon, May 2005, pp.131-136.

[REK 91] T. Rekioua, « Contribution à la modélisation et la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents », Thèse de Doctorat, INPL, Juillet 1991.

[REK 93] DJ. Rekioua, « Etude et modélisation des machines synchrones à aimants permanents associées à des onduleurs de tension », Thèse de Magister, ENP, Juin 1993.

[ROB 93] B. Robyns, « Commandes numériques évoluées des actionneurs à courant alternatif », Thèse de Doctorat, Université Catholique de Louvain, Décembre 1993.

[SEG 95] G. Séguier, F. Labrique et R. Bausier, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance », Volume 4 " La conversion continu-Alternatif ", Lavoisier, 1995.

[STU 00] G. Sturtzer, E. Smigiel, « modélisation et commande des moteurs triphasés, Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP », Ellipses Edition, Markty. S.A, 2000.

[TAK 86] I.Takahashi, T. Noguchi, «A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor », IEEE Trans. on IA, Vol. 22, No. 5, Sept\ Octo 1986, pp.820-827.

[TAN 03] L. Tang, L.Zhong, M. F. Rahman, Y.Hu, « A Novel Direct Torque Control for Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive With Low Ripple in Torque and Flux—A Speed-Sensorless Approach », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, NO. 6, November/December 2003.

[TAN 04] L. Tang, M. F. Rahman, « A new stator resistance tracker for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous machine drive », In Prerecordings of 4th International Conference (IPEMC 04), on Power Electronics and Motion Control , Vol. 3, pp. 1454-1459, August 2004

[TEX 03] Texas Instruments, « eZdsp™ F2812 », Technical Reference, September 2003.

[VAS 90] P. Vas, « Vector control of AC machine », Clarendon press Oxford, USA, 1990.

[XIL 05] Xilinx, « Spartan-3 Starter Kit Board User Guide », Technical Reference, May 2005.

[YAG 98] B. Yagoubi, S. Meniche, « Commande floue d'une actionneur synchrone à aimants permanents », PFE en génie électrique, EMP, Juin 1998.

[YOU 00] D. Yousfi, M. Azizi, and A. Saad, "Robust Position and Speed Estimation Algorithm for Permanent Magnet Synchronous Drives", In Proceedings of Industry Applications Conference (IAS2000), Vol. 3, pp. 1541-1546, October 2000.

[ZHO 97] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, « Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, N°. 3, MAY 1997.

[ZHO 99] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, M. A. Rahman, « A Direct Torque Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, N°. 3, September 1999.

[ZOL 97] M.R. Zolghadri, E. Mujika Olasagasti, D. Roye, « Steady State Torque Correction of a direct Torque Controlled PM Synchronous Machine », IEEE 1997, International Electric Machines and Drives Conference Record, Page MC3-4.1-4.3.

Communications Internationales

S. Rafa, H. Zeroug, L. Hocine, K. Boudjit, « Simulation sur Matlab/Simulink et implémentation sur DSP/FPGA de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (PMSM) alimenté par un onduleur de tension a Modulation vectorielle (SVM) », 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'07, Sétif Algérie, Novembre 2007.

S. Rafa, H. Zeroug, L. Hocine, K. Boudjit, « Comparison between a Direct Torque Control (DTC) and Vector Control (VC) of a Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) », 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering ICEEE'08, Laghouat Algérie, Avril 2008.

S. Rafa, H. Zeroug, L. Hocine, K. Boudjit, « Comparison between a Direct Torque Control (DTC) and Vector Control (VC) of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive », 13th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC'08, IEEE Conference Proceeding, Poznan-Poland, September 2008.

S. Rafa, H. Zeroug, L. Hocine, K. Boudjit, « Performance Analysis of two Viable Controls: DTC and VC of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive », 2nd International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies ICEEDT'08, Hammamet Tunisia, November 2008.

Références bibliographiques

Annexe

Annexe1

Les Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses.

Puissance nominale	**P_n= 400 W**
Nombre de paire de pôles	**p=2**
Résistance statorique par phase	**R_s=5.2 Ω**
Inductance cyclique d'axe directe	**L_d=21.5 mH**
Inductance cyclique d'axe en quadrature	**L_q=21.5 mH**
Courant nominale	**I_n=2 A**
Coefficient de frottement	**f_r=0 N.m.s/rd**
Moment d'inertie	**J=85*10^{-6} Kg.m^2**
Flux des aimants	**Φf=0.24 Wb**
Couple maximale	**Cr =1.5 N.m**

Annexe2

Circuit d'interface

Une carte d'interface été développée dans ce projet. Elle est désignée pour prévoir un lien entre le module eZdspF2812 et le convertisseur de puissance, elle peut reçoit jusqu'a huit signaux alternatifs des capteurs de courant à effet hall, et quatre signaux impulsionnelles de l'encodeur incrémental; six signaux PWM sont générés et transmis au convertisseur à travers cette interface. Deux connecteurs de quarante et vingt pines assurent la connexion de l'interface au DSP, et 26 borné permettent l'envoie des entrées CAP et ADC et la réception des sorties PWM. Il faut noter que le nombre des entrées, sorties est double car le F2812 est dédié pour la commande de deux convertisseurs à la fois.

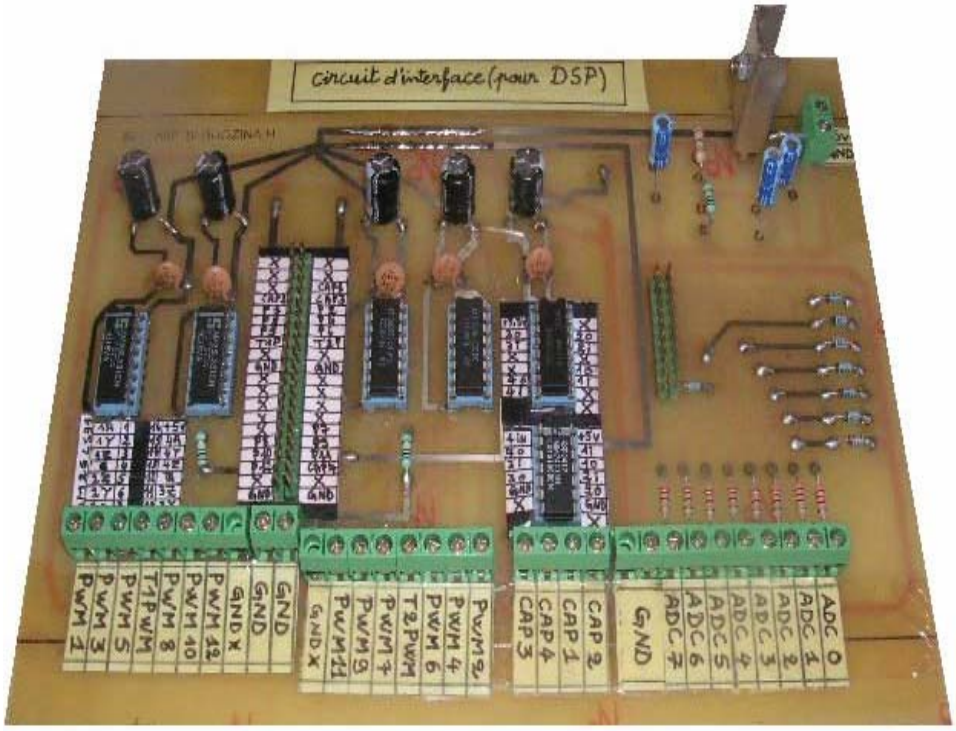


Figure 1 : Le circuit d'interface réalisé.

1. Les entrées QEP :

En vue d'obtenir un signal de l'encodeur exploitable par le DSP, on a prévue un circuit de conditionnement à travers un Schmitt Trigger TTL SN74LS14. Le rôle d'un tel circuit est de transformer le signale capté en un train d'impulsions (signale TTL) compatible avec les entrées QEP du DSP. Après le conditionnement des deux signaux A et B, ces derniers vont êtres transmis au DSP TMS320F2812 à travers les entrées QEP0 et QEP1. Par ailleurs, le TMS320F2812 ne tolère pas les 5V, donc un circuit intégré HEF4050BP (buffer) doit être employé en tant que traducteurs des niveaux logiques, ce circuit intégré reçoit des entrées de 5V et délivre les mêmes signaux mais avec 3.3V (la tension de sortie du buffer suit sa tension d'alimentation). L'ensemble du circuit de conditionnement (SN74LS14) et d'adaptation des signaux A et B (HEF4050BP) vis a vis les entrées QEP est présenté sur la figure 2.

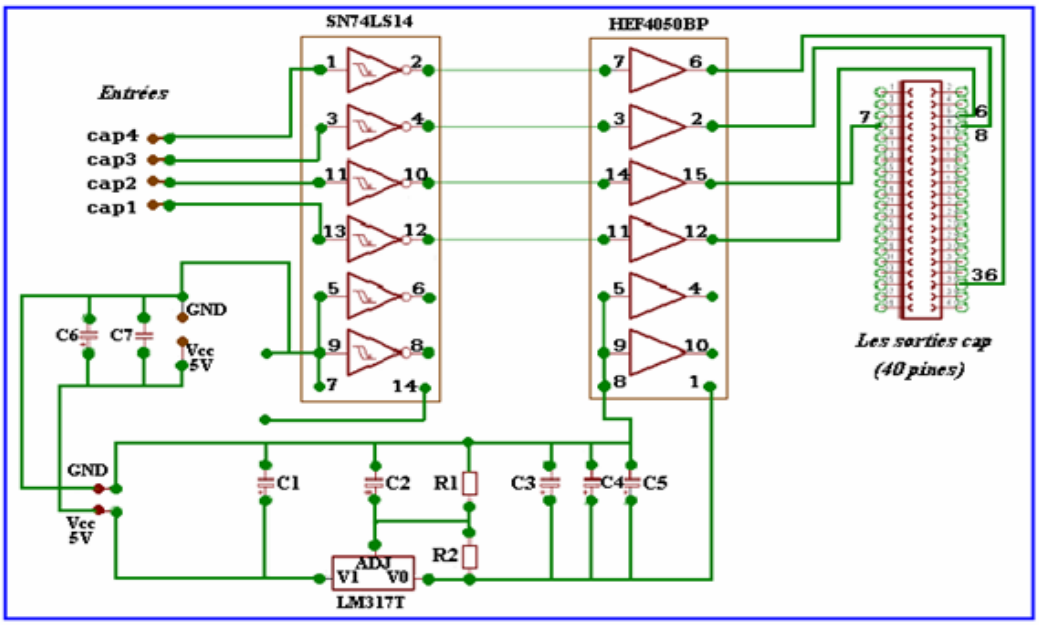


Figure.2 : Schéma électrique de circuit de conditionnement et d'adaptation des signaux A et B

Le HEF4050BP est alimenté par +3.3V, qu'est assurée par à un régulateur de tension (LM317T).Le schéma électrique est représenté sur la figure 3.

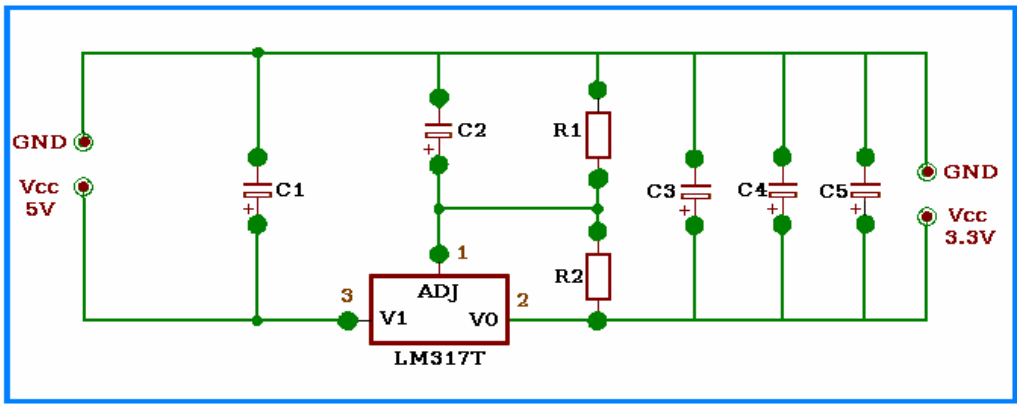


Figure. 3 : Schéma du circuit de régulation.

La tension de sortie du LM317T est régie par l'équation suivante :

$$V_0 = 1.25.(1 + \frac{R_1}{R_2})$$

Tel que : R_1= 1 kΩ; R_2= 610 Ω.

2. Circuit de protection contre les surtensions pour les entrées ADC :

Les entrées ADC du DSK (eZdsp F2812) sont de 3 V. Le dépassement de cette tension causera la détérioration de notre DSK, donc on fait appel à un circuit de protection à la sortie du signale amplifié et décalé. Ce circuit est constitué avec des diodes zéner de type BZX 3V qui sont montées en inverse. Si la tension aux bornes de diode dépasse les 3V, cette dernière devienne conductrice ; de plus des résistances sont montées en série pour minimiser l'intensité du courant. Le schéma électrique d'une seule entrée ADC est présenté sur la figure 4.

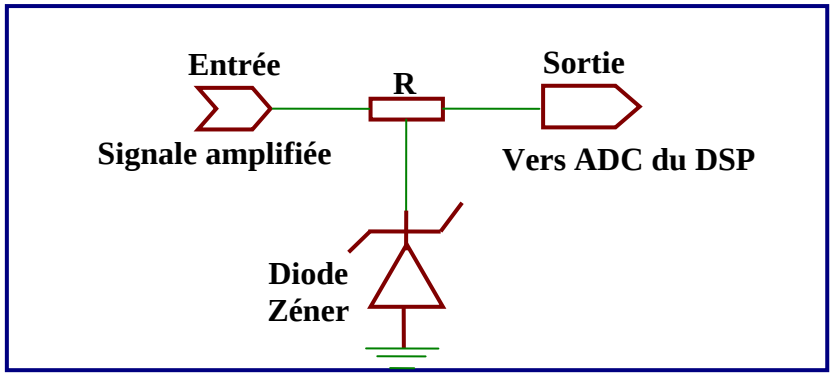


Figure 4 : Le schéma électrique d'une seule ADC.

3. Les sorties PWM :

Les sortis PWM du DSP TMS320F2812 donnent un niveau faible de tension qui est de 3.3V, elles sont des signaux référencée au GND et elles sont sensibles aux erreurs de bruit. Le GND et le problème de bruit peuvent être résolus par les signaux différentiels. Par conséquent, chacun des six signaux PWM est transformé à un signal différentiel en employant la ligne conductrice différentielle qui est le circuit intégré AM26LS31. Le schéma de circuit est présenté sur la figure 5.

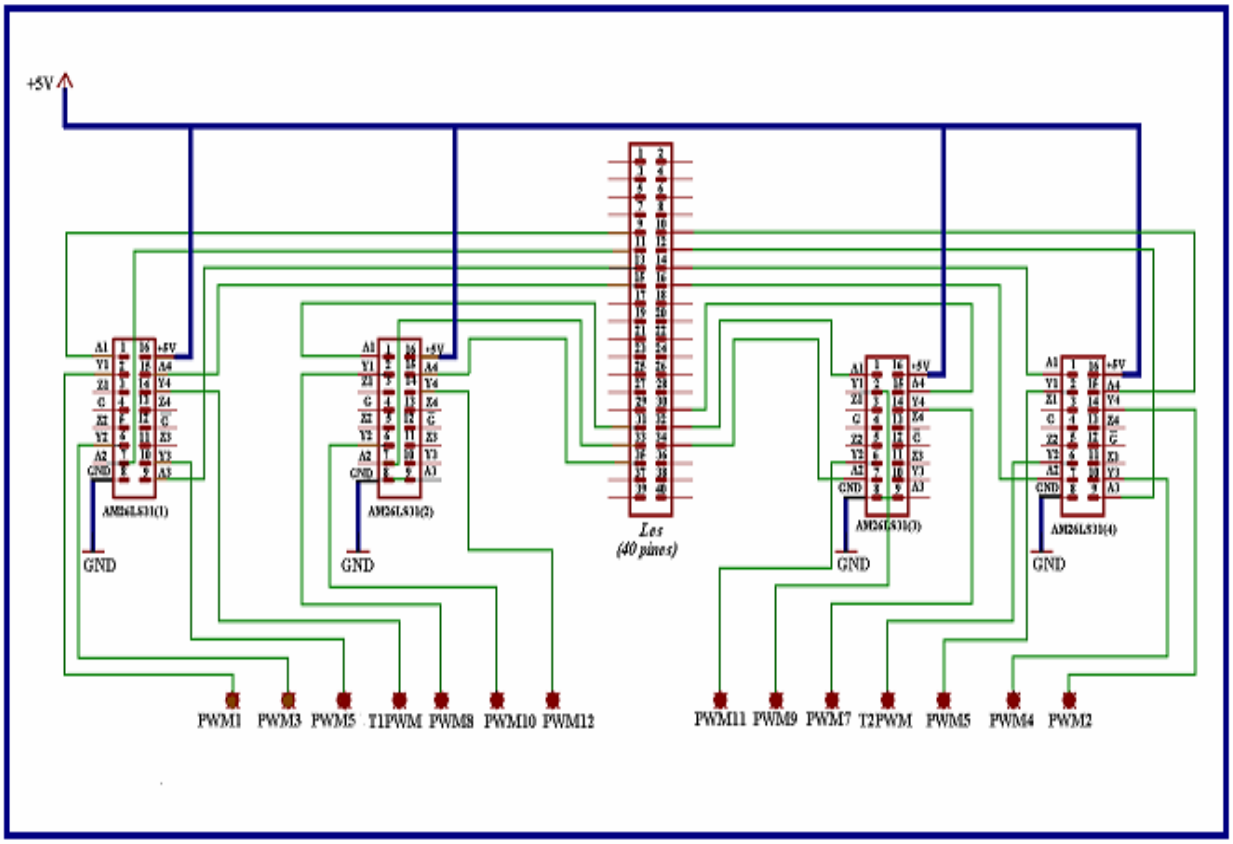


Figure 5: Le schèma électrique des sortie PWM.

Le DSK (eZdsp F2812)

Le progrès de la micro électronique a permis d'avoir des calculateurs fonctionnant à de très grandes vitesses (20 millions d'opération par seconde) et d'une taille de quelques centimètres carrés. Le DSP TMS320F2812 de Texas Instrument est un processeur de signaux en virgule fixe travaillant sur des mots de 32 bits. Il appartient à la famille des C28xx. L'horloge interne du DSP est de 150 Mhz. Il présente l'avantage de faire l'opération multiplication/stockage en un seul cycle d'horloge.

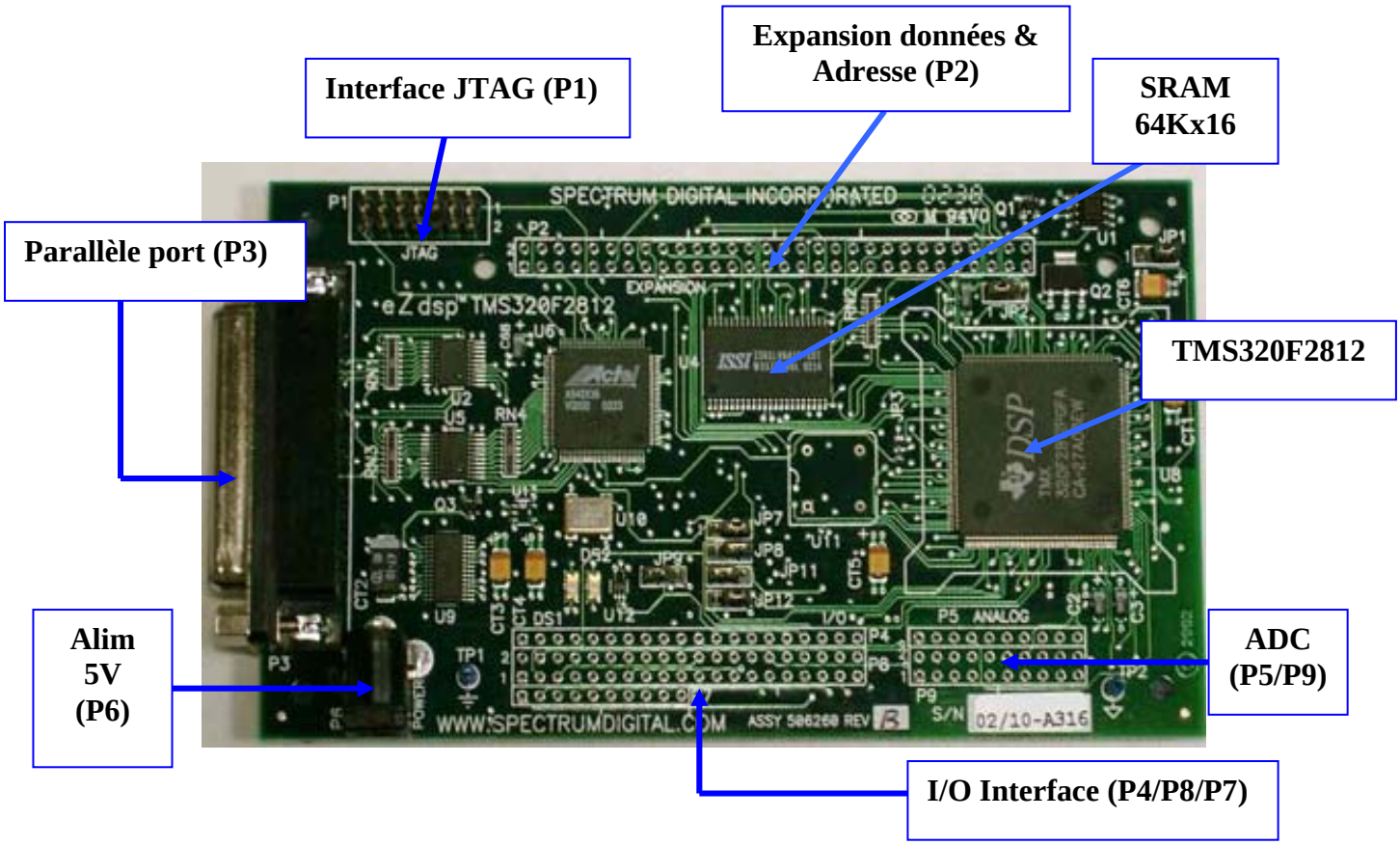


Figure 6 : Module eZdsp F2812

Son architecture, de type HAVARD est spécialement conçue pour la commande des moteurs électriques. Il travaille par interruption, c'est-à-dire qu'à un intervalle de temps régulier (appeler période d'échantillonnage), il effectue un certain nombre d'acquisitions. Après traitement de ces dernières il permet de générer, en temps réel, les signaux de

commande du système. Le schéma fonctionnel du TMS320F2812 peut être divisé en 4 blocs fonctionnels [Texas Instruments 03]:

- ✓ Système Interne et Externe de Bus.
- ✓ Unité centrale De Traitement (Central Processing Unit ;CPU).
- ✓ Mémoire.
- ✓ Périphériques.

Comme la montre la figure 7, en plus de son unité arithmétique (DSP core's) plusieurs périphériques (Event manger, ADC module) sont disponibles.

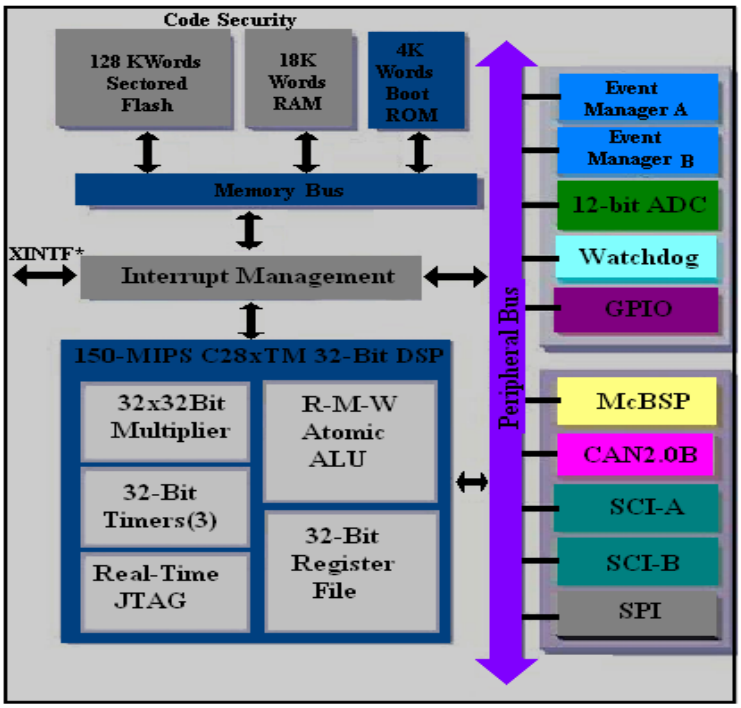


Figure 7 : Schéma fonctionnel du DSP TMS320F2812.

Le kit FPGA SPARTAN-3

Le kit FPAG offre la simplicité de conception. Il s'agit d'une matrice bidimensionnelle de cellules logiques programmables, reliées entre elles par un système de routage programmable. Ce système permettant ainsi d'effectuer n'importe quelle connexion d'une cellule à une autre. Chaque cellule est constituée d'une petite mémoire programmable permettant de réaliser n'importe quelle fonction booléenne à plusieurs variables et d'un registre permettant de stocker le résultat de la fonction booléenne, et donc de réaliser des étages de pipeline.

Notre kit de développement (figure 8) est constitué des étages suivants [Xilinx 05]:

1. Un port VGA. (HD-15).
2. Un port DB9.
3. Un port d'alimentation.
4. Port De l'Expansion A1
5. Port De l'Expansion A2
6. Port De l'Expansion B1
7. Un port PS/2.
8. Afficheur 7segments.
9. Huit Switches
10. Quatre Boutons poussoir.
11. Huit LEDs.
12. Une LED d'alimentation.
13. Core *FPGA* Spartan 3.
14. LED de programmation (s'allume quand le *FPGA* est programmé)
15. Port JTAG (utilisé pour charger le programme dans le Kit *FPGA*)

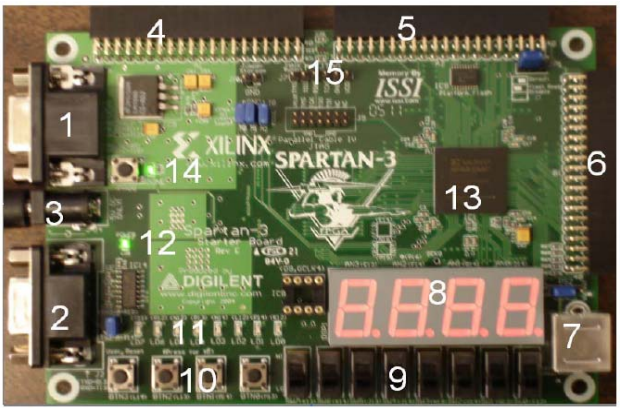


Figure 21 : Kit de développement de type Xilinx SPARTAN-3

ملخص:
هذا العمل يمثل مقارنة بين التحكم الشعاعى و التحكم المباشر في العزم الكهرومغناطيسي لمحرك متزامن ذي المغناطيس الدائم بواسطة نماذج مطورة في MATLAB\SIMULINK. قمنا أيضا بعرض نموذج آخر للتحكم المباشر في العزم الكهرومغناطيسي مرتكز على استعمال تقنية النبضة المعدلة العرض الشعاعية والمعدلات PI .هذا النموذج يعمل بتواتر ثابت و يقلل من تموجات العزم الكهرومغناطيسي و لتبيين خصائص هذه التقنيات تجريبيا, قمنا بصنع هيكل تجريبي مبني على عقول إلكترونية. و أخيرا, قمنا باقتراح نموذج تجريبي للتحكم الشعاعى مبني على العقل إلكتروني (DSP) و نموذج تجريبي للتحكم المباشر في العزم الكهرومغناطيسي مبني على عقل إلكتروني مزدوج (DSP و FPGA).

الكلمات المفتاحية: آلة ذات المغناطيس الدائم, النبضة المعدلة العرض الشعاعية, النمذجة, الواقع الافتراضي, التحكم الشعاعى, التحكم المباشر في العزم الكهرومغناطيسي, DSP, FPGA.

Résumé :

Le travail présenté consiste à effectuer une comparaison entre la commande vectorielle (VC) et la commande directe de couple (DTC) d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) a travers les modèles développés sous Matlab/Simulink. On a ainsi élaboré un modèle de la commande directe de couple basée sur la modulation vectorielle et les contrôleurs PI. Ce modèle permet de fonctionner avec une fréquence de commutation constante et de minimiser les ondulations de couple.

En vue d'une évaluation pratique des performances de ces techniques, on a réalisé un banc d'essai et on a prévue une commande numérique en utilisant des circuits programmables (DSP et FPGA) avec un circuit d'interface adéquat. Finalement, nous proposons un modèle de la commande vectorielle à implémenter avec le DSP TMS320F2812 et un modèle de la commande directe avec une architecteur mixte DSP TMS320F2812 –FPGA SPARTAN3.

Mots clés : MSAP, la modulation vectorielle, Modélisation, Simulation, commande vectorielle, commande direct de couple, DSP, FPGA

Abstract :

This work presents a comparison between the vector control (VC) and the direct torque control (DTC) of permanent magnet synchronous machine (PMSM) using the models developed in Matlab/Simulink. Another model of the direct torque control based on the space vector modulation and the tow PI regulators is developed. This method reduced torque ripples and obtained a constant switching frequency.

For an evaluation practical of the performances of these techniques, one carried out a test bench and one envisaged a numerical control by using programmable circuits (DSP and FPGA) with an adequate interface. Finally, we propose a model of the vector control to implement with DSP TMS320F2812 and a model of the direct torque control with a mixed architector DSP TMS320F2812 –FPGA SPARTAN3.

Key words: PMSM, Space vector modulation, Modeling, Simulation, Vector control, Direct torque control, DSP, FPGA.