

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE BATNA
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Mémoire de Magister

En Electrotechnique Option : Conception et Commande
des Systèmes Electromagnétiques

Présenté par :

Hacene BENSAADI

Ingénieur d'état En Electrotechnique Université de Batna

THEME :

Commande DTC-SVM d'une Machine
Synchrone à Aimants Permanents

Soutenu le ...24 MAI 2012 devant le jury composé de :

Jury	Grade	Affiliation	Qualité
Kamel SRAIRI	Professeur	Univ de Biskra	Président
Mohamed KADJOUDJ	Professeur	Univ de Batna	Rapporteur
Rachid abdessmed	Professeur	Univ de Batna	Rapporteur
Noureddine GOLEA	Professeur	Univ O. Bouaghi	Examineur
Samir BENDIB	Maître de conférence	Univ de Batna	Examineur
Lamir SAIDI	Maître de conférence	Univ de Batna	Examineur
Kamel Barra	Chargé de cours	Univ de Skikda	Invité

Année universitaire 2010/2011

Remerciements

Remerciements

Je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donner le courage et de patience durant toutes ces années d'études.

Par ailleurs, je tiens à remercier tous les membres de jury qui ont accepté de juger mon travail.

Je tiens à remercier tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Enfin, je termine par présenter mes sincères remerciements à tous les enseignants qui ont contribue à notre formation.

H.Bensaadi

Dédicaces

Dédicaces

A mes parents

A ma femme

A mon fils dia Eddine et ma fille meriem

A mes frères et sœurs

A mes enseignants

A mon amis sebti

Tables des notations et symboles**Paramètres et abréviations**

<i>M.S.A.P</i>	: Machine synchrone à aimant permanent
<i>MLI</i>	: Modulation de largeur d'impulsion
<i>SVM</i>	: Space vector modulation (la modulation vectorielle)
<i>P.I</i>	: Proportionnel intégral
<i>C_{em}</i>	: Le couple électromagnétique
<i>[L_s],[L_f]</i>	: Matrices d'inductances statorique et rotorique
<i>[M_{sf}]</i>	: Matrice des inductances mutuelles stator-rotor
<i>R_s</i>	: Résistance statorique
<i>p</i>	: Nombre de paire de pôles
<i>J</i>	: Moment d'inertie
<i>f</i>	: Coefficient de frottements visqueux
<i>a, b, c</i>	: Enroulements statoriques réels
<i>d, q</i>	: Axes longitudinal et transversal
<i>α,β</i>	: Axes de référentiel statorique
<i>C_r</i>	: Le couple résistant
<i>V_{abc}</i>	: Tension statorique phases a, b, c
<i>V_{sd}</i>	: Tension statorique longitudinale
<i>V_{sq}</i>	: Tension statorique transversale
<i>V_{sα}</i>	: Tension statorique selon l'axe α
<i>I_{sd}</i>	: Courant statorique selon l'axe d
<i>I_{sq}</i>	: Courant statorique selon l'axe q
<i>V_{sβ}</i>	: Tension statorique selon l'axe β
<i>I_{sα}</i>	: Courant statorique selon l'axe α
<i>I_{sβ}</i>	: Courant statorique selon l'axe β
<i>φ_{sα}</i>	: Flux statorique selon l'axe α
<i>φ_{sβ}</i>	: Flux statorique selon l'axe β
<i>φ_{sd}</i>	: Flux statorique direct
<i>φ_{sq}</i>	: Flux statorique inverse
<i>I_{abc}</i>	: Courant statorique de phases a, b, c
<i>φ_{abc}</i>	: Flux statorique des phases
<i>V_f</i>	: Tension rotorique sur l'axe d

I_f	: Courant rotorique sur l'axe d
ϕ_f	: Flux de l'aimant
s	: Grandeur stator ou de repère statorique (S)
L_{sd}	: Inductance longitudinale
L_{sq}	: Inductance transversale
ω_s	: Pulsation électrique statorique
ω_r	: Pulsation électrique rotorique
Ω_r	: Vitesse angulaire mécanique du rotor
θ	: Angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant (d, q) et le référentiel fixe (α, β) lié au stator.

TABLES DES MATIERES

Introduction générale	01
------------------------------------	-----------

CHAPITRE I : MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.

I.1 Introduction.....	04
I.2 Généralité sur la machine synchrone a aimants permanents.....	05
I.3 Exemples usuels des moteurs a aimants permanents	05
I.4 Matériaux pour aimants.....	06
I.5 Avantages des machines synchrones a aimants permanents	06
I.6 Domaine d'application.....	07
I.7 Modélisation de la machine synchrone a aimants permanents.....	07
I.8 Principe de la transformation de Concordia.....	08
I.9 Principe de la transformation de Park.....	08
I.9.1 Equation du couple électromagnétique	11
I.9.2 Equation mécanique	12
I.9.3 Equations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère de park(dq).....	12
I.10 Principe de la commande vectorielle de la MSAP	14
I.11 Régulation de vitesse de la MSAP.....	15
I.12 Simulation et interprétation	16
I.13 Résultats de simulation de la MSAP avec onduleur	23
I.14 Conclusion.	26

CHAPITRE II. COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS PAR LA DTC CLASSIQUE.

II.1 Introduction.....	27
II.2 Principes généraux de la commande directe du couple	27
II.3 Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé	28
II.4 Stratégie de commande directe du couple et de flux	30
II.4.1 Contrôle du vecteur flux statorique	30
II.4.2 Contrôle du couple électromagnétique	32
II.5 Sélection du vecteur de tension	35
II.6 Les estimateurs	35
II.6.1 Estimation du flux statorique	35
II.6.2 Estimation du couple électromagnétique	36

II.6.3	Correction de flux en utilisant un comparateur a hystérésis a deux niveaux	36
II.6.4	Correction de flux en utilisant un comparateur a hystérésis a trois niveaux	37
II.7	Elaboration de la table de commutation (stratégie de commutation).....	38
II.8	Structure générale de contrôle direct du couple de la MSAP.....	39
II.9	Résultats de simulation et discussion	41
II.10	Avantage de la commande DTC	50
II.11	Inconvénient de la commande DTC.....	51
II.12	Conclusion	52

CHAPITRE III : LA COMMANDE (SVM) BASEE SUR DES REGULATEURS (PI).

III.1	Introduction	53
III.2	Onduleur à modulation de largeur d'impulsion.....	54
III.3	Description de l'algorithme de la modulation vectorielle ou (Mli vectorielle).....	56
III.4	Calcul des temps d'application des états de l'onduleur.....	59
III.5	.calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur.....	61
III.6	Distribution des instants commutations.....	61
III.7	Le principe fondamental de la DTC classique	63
III.8	La DTC par la technique de la MLI vectorielle basée sur le régulateur (PI)	64
III.9	Résultats de la simulation	67
III.10	Interprétation des résultats	72
III.11	Conclusion	72

CHAPITRE IV : LA COMMANDE SVM BASEE SUR DES REGULATEURS À HYSTERISIS

IV.1	Introduction	71
IV.2	Principe de la commande	71
IV.3	Résultats de simulation	75
IV.4	Interprétation des résultats	80
IV.5	Etude comparative entre les quatre techniques de commande.....	80
IV.6	Conclusion	81
	Conclusion Générale.....	83

ANNEXES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Introduction Générale

Introduction Générale

L'énergie électrique est utilisée depuis longtemps pour produire de l'énergie mécanique grâce à des convertisseurs électromécaniques réversibles, qui sont les machines électriques.

Au fil de temps, cette tendance est accentuée à la fois dans le domaine industriel, Actuellement constitue la majeure partie de l'énergie consommée dans l'industrie pour fournir la force motrice.

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

La machine à courant continu, donne des performances satisfaisantes, mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement .alors que le prix des machines électriques varie peu, celui des composants électroniques et micro-informatiques baisse constamment, de telle façon que le coût d'un entraînement à vitesse variable est réduit.

Pour toutes ces raisons , l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur ,est très justifiée , à savoir la machine asynchrone à cage et la machine synchrone à aimants permanent, qui sont robustes et ont une construction simple avec un excellent rapport et puissance/masse/volume. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplaçant de plus en plus les machines à courant continu dans de nombreux domaines dont les servomoteurs, les véhicules électriques, la traction.....etc.

Avec le progrès de l'électronique de puissance, lié à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande, câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée, la commande directe du couple des machines asynchrones et synchrones peut maintenant mettre en évidence des principes de commande permettant d'atteindre des performances équivalentes a celles de la machines a courant continu. La robustesse, le faible coût, les performances et la facilite d'entretien font l'intérêt du moteur synchrone à aimant permanent dans de nombreuses applications industrielles.

La commande vectorielle par orientation du flux se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique, elle a été ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles, Les derniers développements de commande pour le moteur synchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle

vectorielle et le contrôle direct du couple DTC. Ces stratégies de commande permettent de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteurs mécaniques,

L'objectif principal de cette thèse est d'appliquer la technique de SVM sur la MSAP et de relever les résultats de la simulation.

Nous sommes partis de l'idée de développer une commande DTC sur une MSAP, après une étude de cette technique, nous avons trouvé quelques aspects améliorables, lié à la fréquence variable de commutation de l'onduleur qui provoque des oscillations de couple et des bruits acoustiques.

Nous avons ainsi cherché à concevoir un système de commande qui ne soit pas affecté par ces problèmes, la nouvelle méthode présentée ici est basée sur la commande DTC, mais elle travaille avec une fréquence de commutation constante de l'onduleur.

Ainsi les objectifs de la thèse sont :

Améliorer les performances obtenues avec une méthode de commande DTC appliquée sur la MSAP, cet objectif comprend une amélioration en la réponse dynamique du système, une diminution des oscillations de couple et une diminution du bruit acoustique.

Concevoir un système de commande simple et facilement réglable, les techniques actuelles de commande sont développées sur des systèmes numériques élaborés tels le microcontrôleur et les processeurs de signaux.

Le premier chapitre est consacré à une modélisation de la MSAP, après on a présenté diverses architectures technologiques des machines synchrones, après avoir posé les hypothèses simplificatrices nécessaires, via la transformation correspondante du modèle mathématique ou bien diverses équations différentielles représentent le modèle de la machine synchrone à aimants permanents et les domaines d'applications, et sa commande vectorielle.

Le deuxième chapitre présentera la DTC classique appliquée à la MSAP, alimentée par un onduleur triphasé de tension à MLI, et ses inconvénients et avantages par rapport à la commande vectorielle, parmi ses avantages on cite :

- elle possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques s'étendent à une très large plage de fonctionnement couple/vitesse

- elle est insensible aux variations des paramètres de la machine

Pour les inconvénients on cite

- la fréquence de commutation variable

- la difficulté de maîtriser les pertes

Vu les inconvénients de cette technique on a proposé une autre technique c'est la SVM pour commander l'onduleur.

Le troisième chapitre, on montrera une autre technique c'est la modulation vectorielle de l'onduleur pour contrôler le couple de la machine en utilisant des régulateurs (PI) on présentera les résultats de simulation obtenus.

La dernière partie de ce travail sera consacré pour contrôler toujours le couple de la machine mais dans ce cas on utilise des régulateurs à hystérésis pour voir les performances des ces régulateurs, et aussi on va établir une petite comparaison entre ces techniques pour voir les inconvénients et les avantages de chaque technique par rapport à l'autre.

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

Chapitre I

***MODÉLISATION ET COMMANDE VECTORIELLE D'UNE
MACHINE SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS***

I.1.Introduction

L'augmentation toujours croissante des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable, est aujourd'hui principalement liée aux progrès dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif. Ceci est obtenu grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processus numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul. [4]

Le moteur synchrone à aimants permanents dont la puissance électrique peut dépasser un Méga watt et de plus en plus utiliser dans le domaine de la vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent aux moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie aux aimants permanents qu'elles soient à base d'alliage ou à terre rares, les aimants remplacent l'inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre une faible inertie et un couple massique élevé.[1] [4]

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Elle joue un rôle important dans le but de guider le développement par quantification, L'élaboration d'un modèle mathématique devient une nécessité, généralement utilisé pour réduire la complexité de la machine électrique en un simple système d'équation différentielle,Le domaine d'entraînements réglable a vu se développer ces dernières années de nouveaux variateurs de vitesse électromécaniques constitués d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique,La machine synchrone ne peut fonctionner à vitesse variable que si elle est alimentée à fréquence variable.

Dans les dernières années ils ont utilisé les aimants permanents à base d'alliage métallique comme des inducteurs des machines synchrones.

Aujourd'hui grâce à plusieurs techniques de commande et au développement des logiciels, les machines synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisées comme servomoteur dans les applications de précision.

Le présent chapitre est consacré à la modélisation et à la régulation de vitesse de la MSAP utilisant la commande vectorielle. [4]

I.2. Généralité sur la machine synchrone à aimants permanents

Les machines de type synchrone représentent aujourd'hui une partie importante du marché des convertisseurs électromécaniques d'énergie et couvrent une gamme de puissance très large qui s'étend de quelque μW , jusqu'à 1GW environ. Traditionnellement, les fortes puissances restent le domaine réservé pour la production d'électricité. En fonctionnement moteur, en revanche, les puissances installées dépassent rarement quelques dizaines de MW, le moteur synchrone fonctionnant en vitesse variable, le plus puissant connu à ce jour, à une puissance d'environ 100MW il est conçu pour une soufflerie de la NASA.[1] [2].

Historiquement, les premiers aimants permanents ont été utilisés au début du 19^{ème} siècle. L'utilisation d'aimants est aujourd'hui quasiment systématique pour les puissances inférieurs à 10kW et s'étendent maintenant vers les fortes puissances (au delà du MW). Au delà, le coût d'utilisation d'aimants devient souvent prohibitif. Seules quelques applications très spécifiques, comme par exemple la propulsion navale où les contraintes d'encombrement sont majeurs, envisagent l'utilisation des aimants pour des fortes puissances ($4,5\text{MW}$ à 120tr/min). [3].

I.3. Exemples usuels des moteurs à aimants permanents

Il existe pour ces machines de nombreuses topologies. Les types de moteurs représentés ci-dessous sont les plus courants.

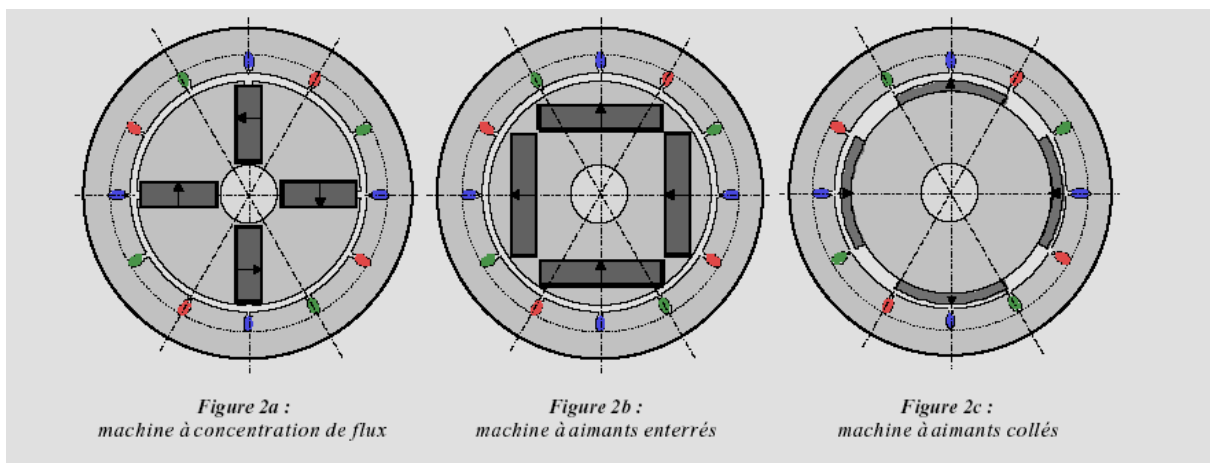


Fig1.1-différents types des moteurs synchrones à aimants permanents

I.4. Matériaux pour aimants :

On peut distinguer trois types de matériaux pour la réalisation des aimants :

1- les alnico : sont les alliages de fer, d'aluminium, de nickel et de cobalt, leur champ rémanent est élevé, mais leur excitation coercitive est faible, sensibles aux champs antagonistes.

2- les ferrites : sont des composées d'oxydes de ferrique et d'oxyde de strontium ou de baryum. Leur champ rémanent n'est pas très élevé, mais leur excitation coercitive est importante. Le faible coût fait que les ferrites occupent aujourd'hui la majorité du marché des aimants

3- les composées de cobalt et de terre rares comme le samarium. Ces matériaux ont d'excellentes performances techniques. Leur champ rémanent et leur excitation coercitive sont élevés, leur inconvénient reste le coût élevé. [3] [5].

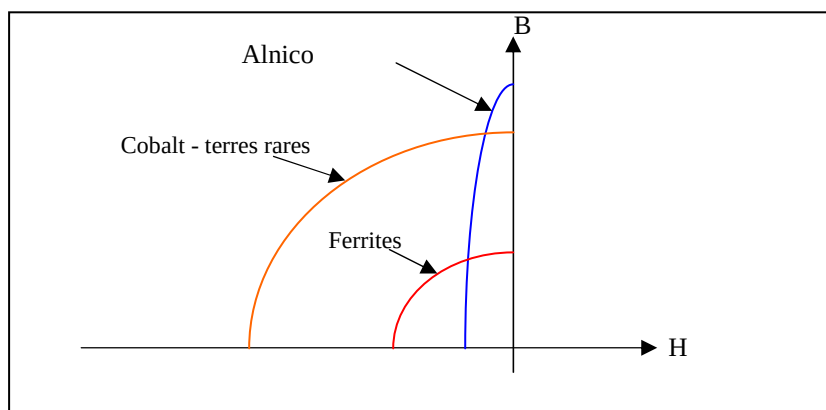


Fig1.2-Caractéristiques magnétiques de quelques matériaux

I.5. Avantages des machines synchrones à aimants permanents

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en terme de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînements à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courants continu et des moteurs asynchrones, cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs, on cite principalement :

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones.
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu.

- Puissance massique élevée et précision de sa commande
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processus numériques à fréquences élevée et à forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation des algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'auto pilotage du MSAP.
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague -balais dans ces machines. [1] [2] [4].

I.6. Domaine d'application

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

- Il fonctionne comme compensateur synchrone
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges. [6]

I.7. Modelisation de la machine synchrone à aimants permanents

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement, La modélisation de la MSAP fait l'objet de nombreuses études en moyenne et forte puissance. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP facilite largement son étude.

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Plus le nombre des hypothèses est grand, plus le modèle nous permet à une étude et une exploitation plus aisée même si l'on affecte la précision du modèle. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs. [2] [4].

Dans ce but, on adopte les suppositions suivantes :

- Le circuit magnétique de la machine et non saturé
- répartition sinusoïdale de la F.E.M
- l'effet de la température sur les résistances est négligeable

- l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables
- l'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme
- l'effet d'encoche n'est pas pris en compte

I.8.Principe de la transformation de concordia

La transformation directe de concordia est définie par une matrice $[C]$. Aux vecteurs originaux $[V_{abc}]$, $[I_{abc}]$, $[\phi_{abc}]$, la transformation de concordia fait correspondre les vecteurs originaux $[V_{\alpha\beta o}]$, $[I_{\alpha\beta o}]$ et $[\phi_{\alpha\beta o}]$. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux.

La transformation de concordia est définie par :

$$[x_{abc}] = [C][x_{\alpha\beta o}] \quad (I.1)$$

$$[x_{\alpha\beta o}] = [C]^{-1} \cdot [x_{abc}]$$

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

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

I.9.Principe de La transformation de Park.

La transformation directe de Park, est définie par la matrice $[P]$. Aux vecteurs originaux $[V_{abc}]$, $[I_{abc}]$, $[\phi_{abc}]$, La transformation de Park, fait correspondre les vecteurs $[V_{d q o}]$, $[I_{d q o}]$, $[\phi_{d q o}]$.

La transformation de Park, est appliquée de manière identique au vecteur de tensions, de courants et de flux $[x_{d q o}] = [x_d \ x_q \ x_o]^T$

Le vecteur x_o représente la composante homopolaire, normale au plan forme par les vecteurs x_a , x_b , et x_c les vecteurs x_d et x_q représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs x_a, x_b et x_c . La transformation de Park, est définie par :

$$[x_{abc}] = [P][x_{d q o}] \quad (I.3)$$

$$[x_{d q o}] = [P]^{-1}[x_{abc}]$$

Tel que : $[P]$ et $[P]^{-1}$ sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

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

Où (θ) corresponde à la position du repère choisi pour la transformation

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Le passage des composantes $(\alpha\beta)$ aux composantes (dq) est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

La mise en équation des moteurs synchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors laborieuse, vu le grand nombre de variable, on utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide des équations différentielles à coefficients constants. La transformation de Park, Permet de passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans un repère dit de Park, à axes orthogonaux (d, q, o) .

En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de Park, ou la transformation de *concordia* au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machines dans ce repère. Le repère (d, q, o) est a priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de Park (d, q) . [1] [4] [5]

A un système triphasé quelconque (a, b, c) on associe un système biphasé (d, q, o) donnant le même champ tournant dans la MSAP, les aimants sont représentés par un inducteur au rotor alimenté par une source de courant continu parfaite, comme le montre la figure suivante [3] :

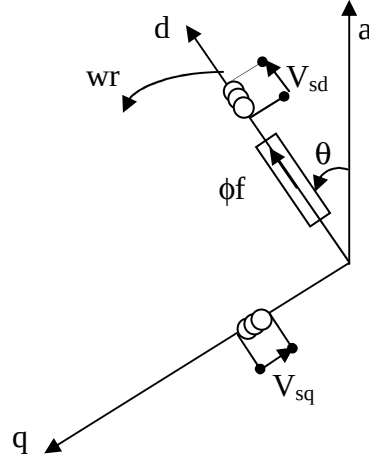


Fig. I.3 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère d, q liée au rotor

D'après le schéma de la figure (I.3) on donne les équations de la machine synchrone liée au rotor

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[L_{sd}I_{sd} + \phi_f] \quad (I.7)$$

$[V_s]$, $[I_s]$, $[\phi_s]$ vecteur tension, vecteur courant et flux du stator

Tel que :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}[L_f I_f] \quad (I.9)$$

Tel que :

$$[R_f] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, [V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, [I_f] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Où $\theta = p \theta_m$ est l'angle électrique et θ_m est la position mécanique du rotor par rapport au stator, $[L_s]$ est la matrice des inductances statoriques, [1] [7] [8]

On peut remarquer que les flux s'expriment en fonction de deux courants l'un est statorique et l'autre est rotorique, ce qui implique un couplage entre les grandeurs du stator et du rotor.

Ce couplage est à la base des non linéarités du moteur synchrone. La stratégie des commandes modernes telle que la commande vectorielle, et la DTC, est de découpler les grandeurs électriques du moteurs afin de disposer de variables de contrôle indépendantes.

I.9.1 -Equation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique C_{em} est exprimé par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [5]:

$$C_e = \frac{dW_e}{d\theta_{geo}} = P \frac{dW_e}{d\theta_e} \quad (I.11)$$

W_e : énergie emmagasinée dans le circuit magnétique.

$\theta_{géo}$:écart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)

P : nombre de paire de pole

Donc l'expression de la puissance est :

$$P(t) = (V_a.I_a + V_b.I_b + V_c.I_c) \quad (I.12)$$

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

$$P(t) = \frac{3}{2}(V_{sd}.I_{sd} + V_{sq}.I_{sq}) \quad (I.13)$$

En remplaçant V_{sd} , V_{sq} par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2}(R_s.I_{sd}^2 + R_s.I_{sq}^2) + \frac{3}{2}.(I_{sd} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} + I_{sq} \frac{d\Phi_{sq}}{dt}) + \frac{3}{2} \frac{d\theta}{dt} (\Phi_{sd}.I_{sq} + \Phi_{sq}.I_{sd}) \quad (I.14)$$

* $\frac{3}{2}(R_s.I_{sd}^2 + R_s.I_{sq}^2)$: la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator.

* $\frac{3}{2}.(I_{sd} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} + I_{sq} \frac{d\Phi_{sq}}{dt})$: la variation de l'énergie magnétique emmagasiner dans les enroulements du stator.

* $\frac{3}{2} \frac{d\theta}{dt} (\Phi_{sd}.I_{sq} + \Phi_{sq}.I_{sd})$: représente la puissance électromagnétique transmise au rotor

Sachant que :

$$\begin{cases} \omega = p\Omega \text{ Et } P_{em} = C_{em}\Omega \\ C_{em} = \frac{3}{2}p(\Phi_{sd}.I_{sq} - \Phi_{sq}.I_{sd}) = \frac{3}{2}p[(L_{sd} - L_{sq})I_{sd}.I_{sq} + \Phi_f.I_{sq}] \end{cases} \quad (I.15)$$

I.9.2 Equation Mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - Cr \quad (I.16)$$

I.9.3 Equations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère de Park. (dq).

On peut représenter la machine synchrone à aimant permanent par un circuit électrique équivalent comme dans la figure (fig. I.4.) dans l'axe (d,q), et après la décomposition de (I.5) on obtient [2] [7].

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_r \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_r \phi_{sd} \end{cases} \quad (I.17)$$

Equations du Flux sont données par :

$$\begin{aligned} \phi_{sd} &= L_{sd} I_{sd} + \phi_f \\ \phi_{sq} &= L_{sq} I_{sq} \end{aligned} \quad (I.18)$$

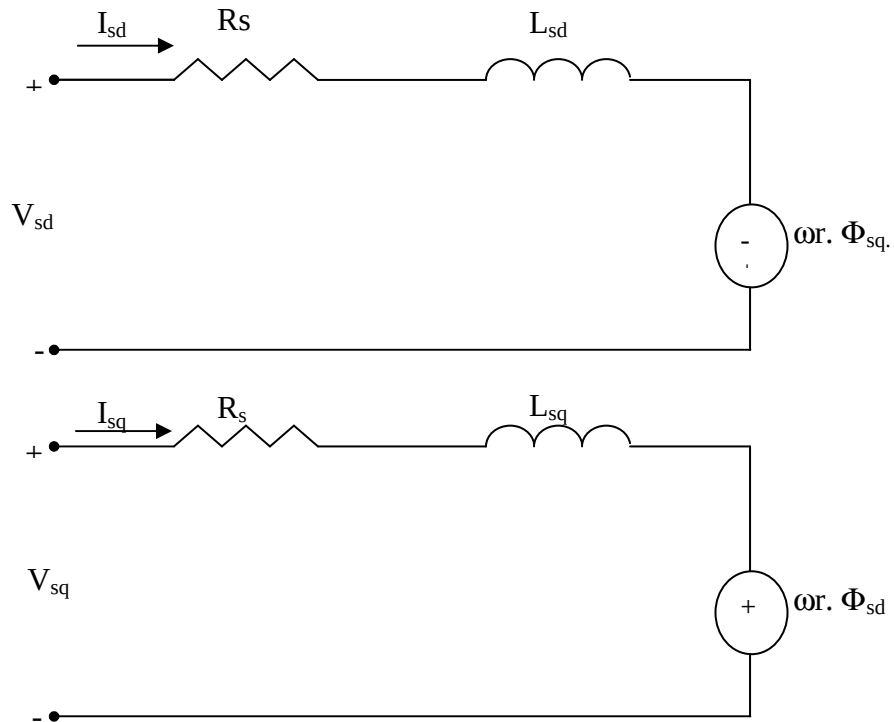


Fig.I.4 : circuit équivalent de la machine synchrone a aimants suivant les axes (d, q)
Dans un référentiel liée au rotor

Après simplification on obtient les équations de la MSAP suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{-R_s}{L_{sd}} I_{sd} + \frac{L_{sq}}{L_{sd}} I_{sq} \omega_r + \frac{V_{sd}}{L_{sd}} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{-R_s}{L_{sq}} I_{sq} - \frac{L_{sd}}{L_{sq}} I_{sd} \omega_r - \frac{\phi_f}{L_{sq}} \omega_r + \frac{V_{sq}}{L_{sq}} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{-f}{J} \Omega + \frac{C_{em}}{J} - \frac{C_r}{J} \\ C_{em} = \frac{3}{2} p ((L_{sd} - L_{sq}) I_{sd} I_{sq} + \phi_f I_{sq}) \end{cases}$$

(I.19)

Pour réaliser cette simulation nous traduisons ce modèle représenté par les équations en schéma de bloc comme suit :

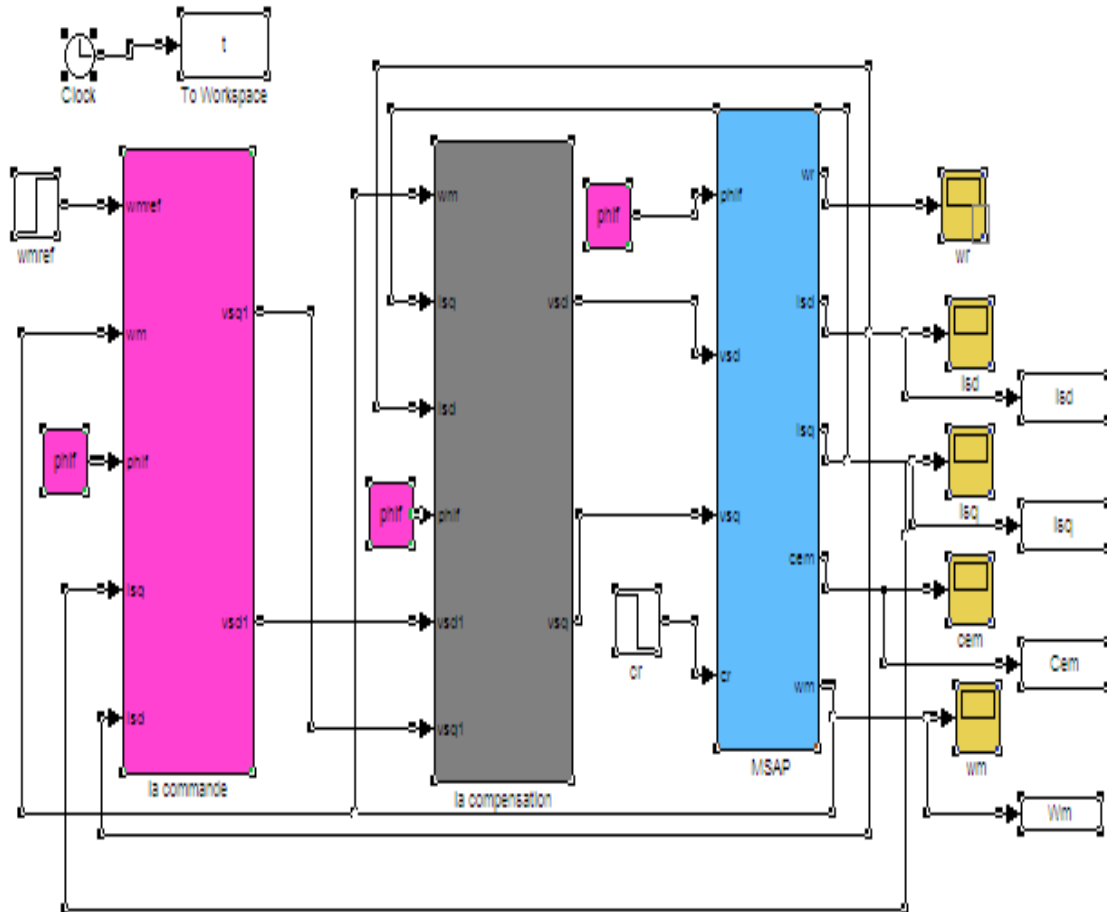


Fig (I.5) Structure de la MSAP en fonction de schéma bloc

I.10.Principe de la commande vectorielle de la MSAP

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à aimants à une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée. [2]

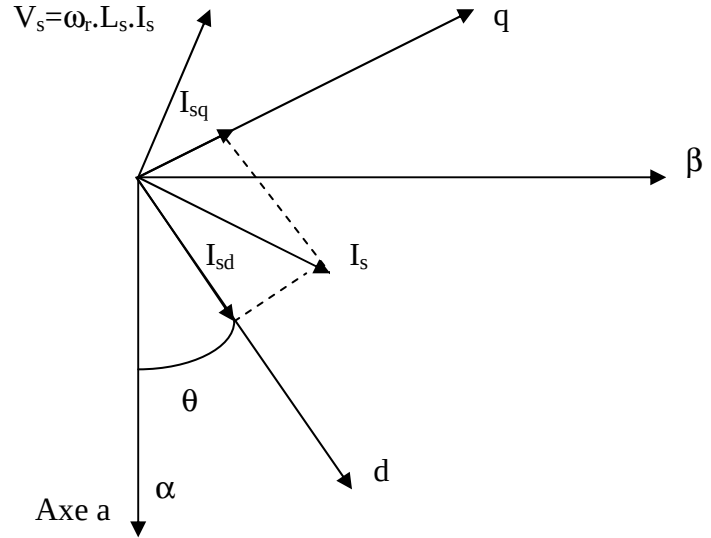


Fig I.6.Principe de la commande vectorielle

Par conséquent, le flux rotorique est situé à un angle téta (θ) par rapport à l'axe réel de la phase (a). L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe des courants (I_{sq}) soit en quadrature par rapport au flux rotorique, par conséquent ce qui conduit à ce que la composante (I_{sd}) du courant statorique soit colinéaire au flux rotorique, si le courant (I_{sd}) est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe « d » s'ajoute aux flux des aimants ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer, d'autre part si le courant (I_{sd}) est négatif le flux statorique sera en opposition à celui du rotor ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage), les machines synchrones à aimants permanents sont conçues de telle façon que les aimants puissent donner un flux d'entrefer nécessaire jusqu'à la vitesse nominale ($\omega = \omega_n$). [1] [3] [7]

Normalement le courant (I_{sd}) doit être nul lorsque le système travaille à couple constant
Donc

Si le courant (I_{sd}) est forcé à zéro ($I_s = I_{sq}$) la composante Φ_{sd} du flux statorique devient

$$\Phi_{sd} = \Phi_f \quad (I.20)$$

Est la forme du couple électromagnétique sera

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Phi_f \cdot I_{sq} = K I_{sq} \quad (I.21)$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi (découplage) [6].

Le bloc de défluxage définit comme suit

$$Df = \begin{cases} 1 & \text{Si } |\Omega| \leq \Omega_N \\ \frac{\Omega_N}{|\Omega|} & \text{Si } |\Omega| \geq \Omega_N \end{cases} \quad (I.22)$$

Avec Ω_N : vitesse nominale

I.11. Régulation de vitesse de la MSAP

La vitesse est mesurée directement et il est possible de former sa régulation en utilisant un régulateur (PI : proportionnel intégral). Au niveau du calcul des paramètres du régulateur, nous utilisons l'approche analytique rigoureuse que nous avons présentée ci dessous.

La fonction de transfert est la suivante [4] [7]:

$$G(p) = \frac{1 + \tau \cdot s}{1 + \tau \cdot s + \frac{J}{Ki} s^2} \quad (I.23)$$

Avec

$$\tau = \frac{K_p}{K_i} \quad (I.24)$$

Sachant que la fonction de transfert d'un système du second ordre est :

$$F(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\zeta}{\omega} s + \frac{1}{\omega^2} s^2} \quad (I.25)$$

Par analogie on essayera de trouver des paramètres du régulateur (PI)

$$\frac{K_i}{J} = \omega_0^2, \quad \tau = \frac{2\zeta}{\omega}$$

Pour un amortissement critique

$$Ki = \frac{4J}{\tau^2}, \quad Kp = Ki \cdot \tau \quad \text{Le choix du } (\tau) \text{ doit être supérieur à } \frac{L_{sd}}{Rs} \text{ et } \frac{L_{sq}}{Rs} \quad (\text{constante du}$$

$$\text{temps de la machine) ou } \frac{L_{sd}}{R_s} = 0.0087 \quad \text{Et } \frac{L_{sq}}{R_s} = 0.0087$$

Donc on choisi $\tau = 0.02$

On peut écrire $K_i = 30$ et $K_p = 0.6$

I.12.Simulation et interprétation.

On remarque, d'après la figure (I.7) lors du démarrage à vide, que la vitesse suit parfaitement sa référence, qui est atteinte très rapidement, et que le couple électromagnétique débute par une valeur zéro à 10N.m et se stabilise à la valeur zéro.

La réponse des deux composantes du courants montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine, on note que la composante I_{sd} est nulle et le courant I_{sq} est l'image du couple.

La figure (I.8) montre le fonctionnement en mode defluxé à vide pour lequel nous constatons qu'à une vitesse de référence qui est égale à 150rad/sec, le système répond pratiquement sans dépassement.

L'allure du couple électromagnétique est légèrement différente de celle du mode normal.

Au début le courant I_{sd} est nul, à $t=0.02s$, il diminuera graduellement vers la valeur de -13A, cette composante négative agit en inverse par rapport au flux de l'aimant ce qui conduit à un défluxage.

La MSAP est également simulées lors de la mise en charge d'un couple de charge de $C_r = 2 \text{ N.m}$ à $t=0.4s$ comme le montre la figure (I.9), L'allure de la vitesse est la même que dans le cas du démarrage à vide.

Cette étude est faite pour étudier la robustesse du régulateur PI, donc on a inversé la vitesse de la valeur référentielle de 100rad/s à la valeur -100rad/s, puis pour une vitesse de 150rad/s à la valeur -150rad/s c'est-à-dire inversion de sens de rotation dans un temps $t=0.5s$, Les figures (I.11) et (I.12) – (I.13)-(I.14) illustrent le fonctionnement de la machine lors de l'inversion de vitesse en mode normal et defluxé respectivement.

Dans les figures (I.20) jusqu'au (I.24) on a associé la machine avec un onduleur pour voir les performances et les résultats de simulation de fonctionnement de la machine dans toutes les situations soit en mode normal ou defluxé et aussi lors de changement de sens de rotation. Et on a aboutir à des résultats acceptables.

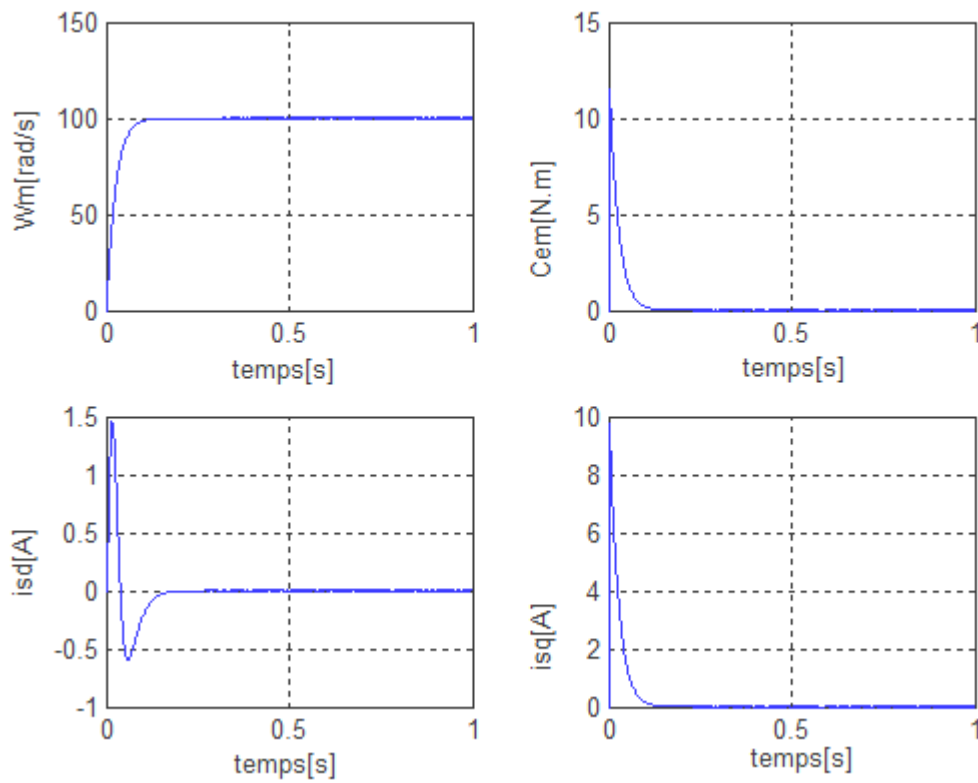


Fig. (I.7) démarrage à vide en mode normal $W_m = 100 \text{ rad/s}$

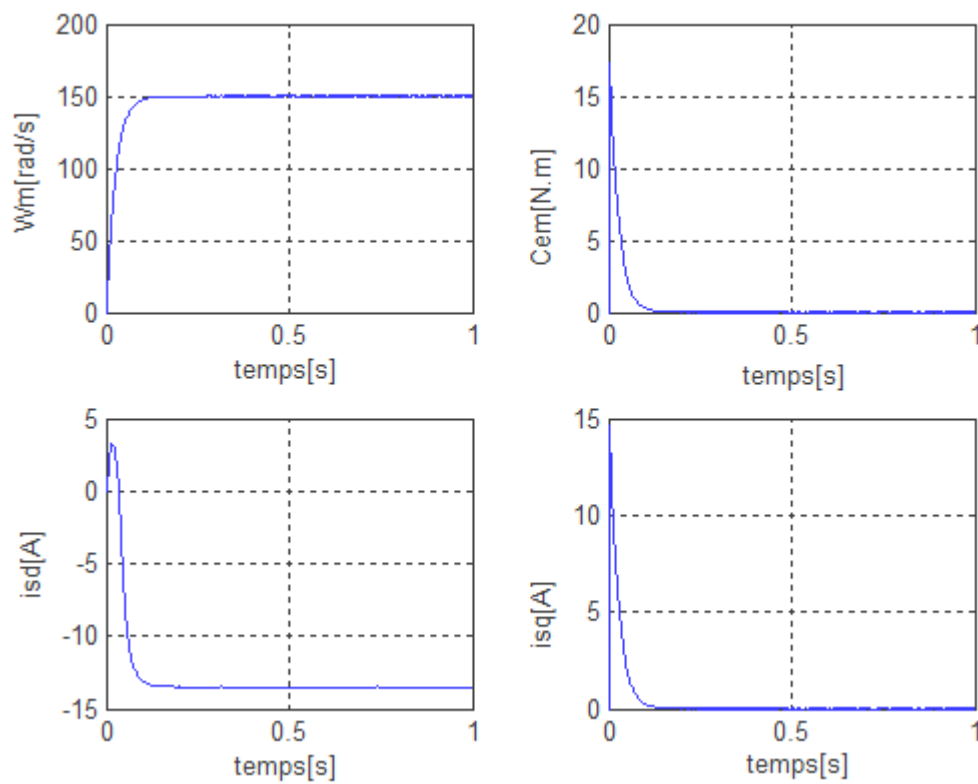


Fig. (I.8) démarrage à vide en mode defluxé ($W_m = 150 \text{ rad/s}$)

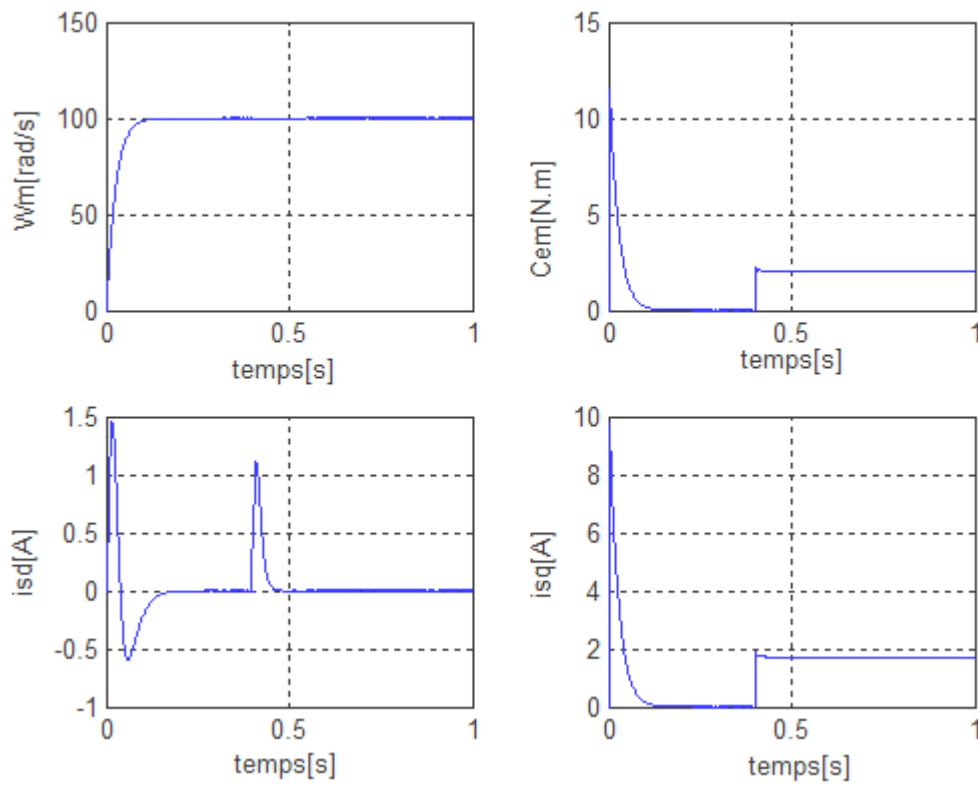


Fig. (I.9) réponse de la machine lors de l'application d'une charge $C_r=2\text{N.m}$ à $t=0.4\text{s}$ en mode normal $W_m=100\text{rad/s}$

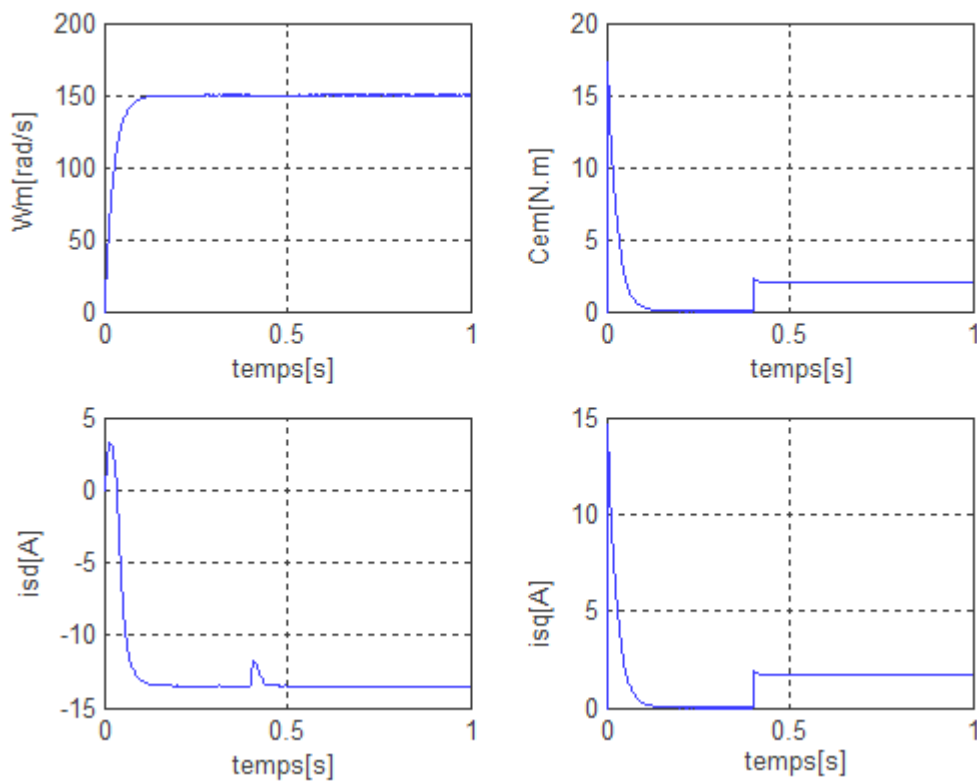


Fig. (I.10) réponse de la machine lors de l'application d'une charge $C_r=2\text{N.m}$ à $t=0.4\text{s}$ en mode defluxé $W_m=150\text{rad/s}$

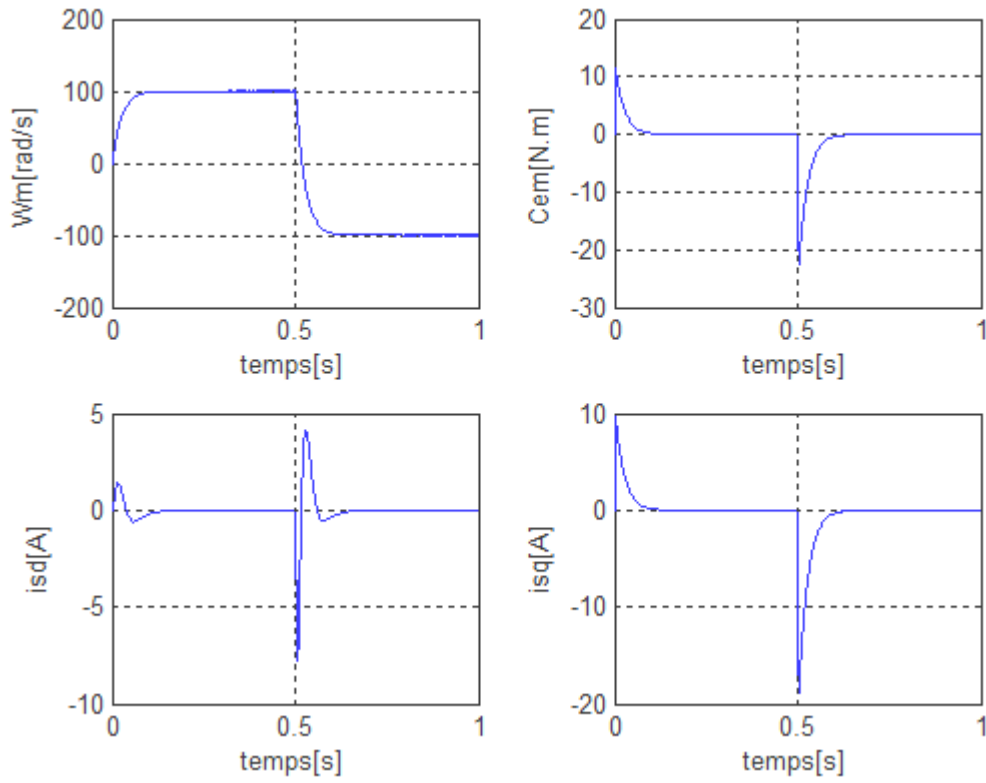


Fig. (I.11) inversion de sens de rotation en mode normal à vide (100/-100rad/s)

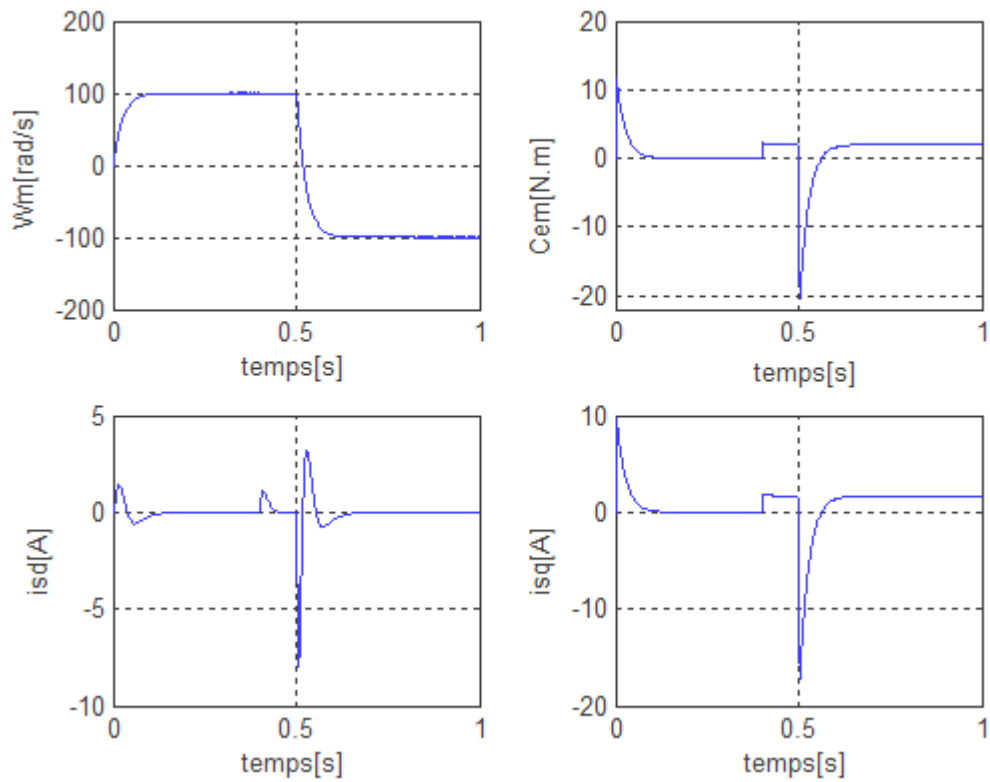


Fig. (I.12) inversion de sens de rotation en mode normal en charge (100/-100rad/s)

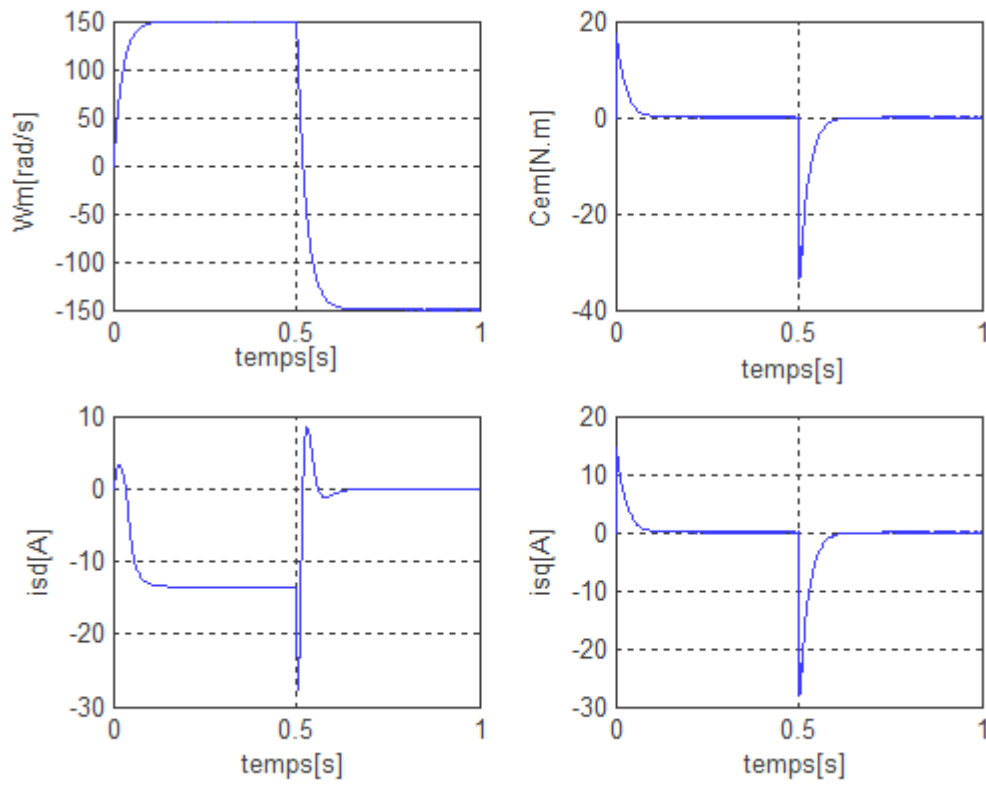


Fig. (I.13) inversion de sens de rotation à vide en mode defluxé (150/-150rad/s)

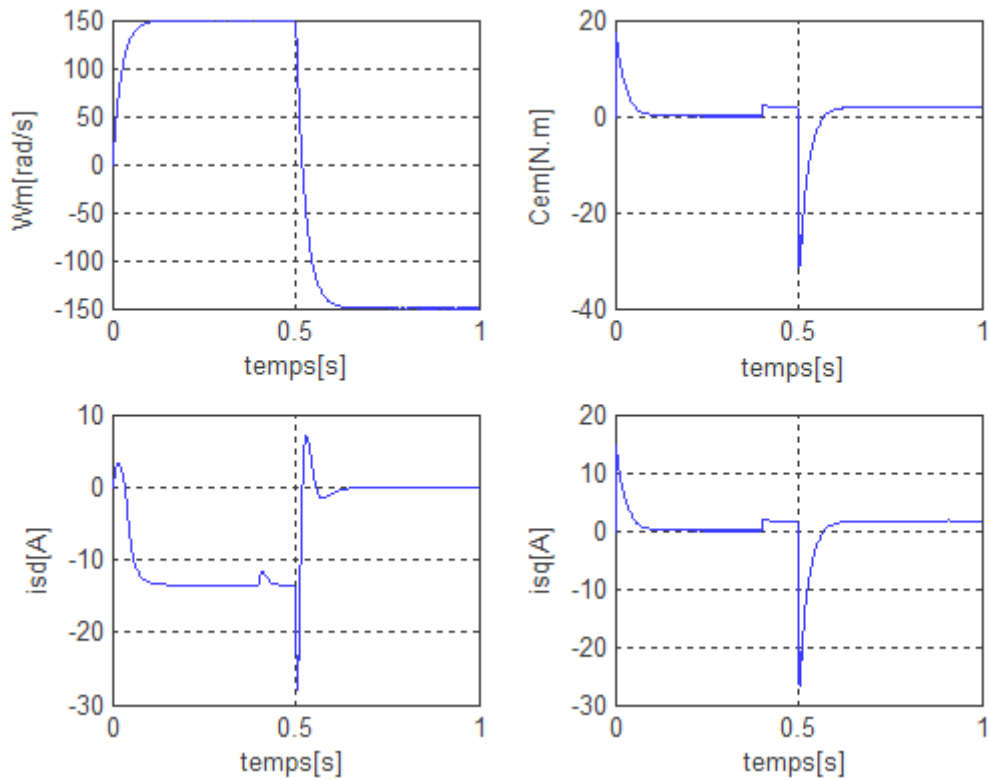


Fig. (I.14) inversion de sens de rotation en mode defluxé en charge (150/-150rad/s)

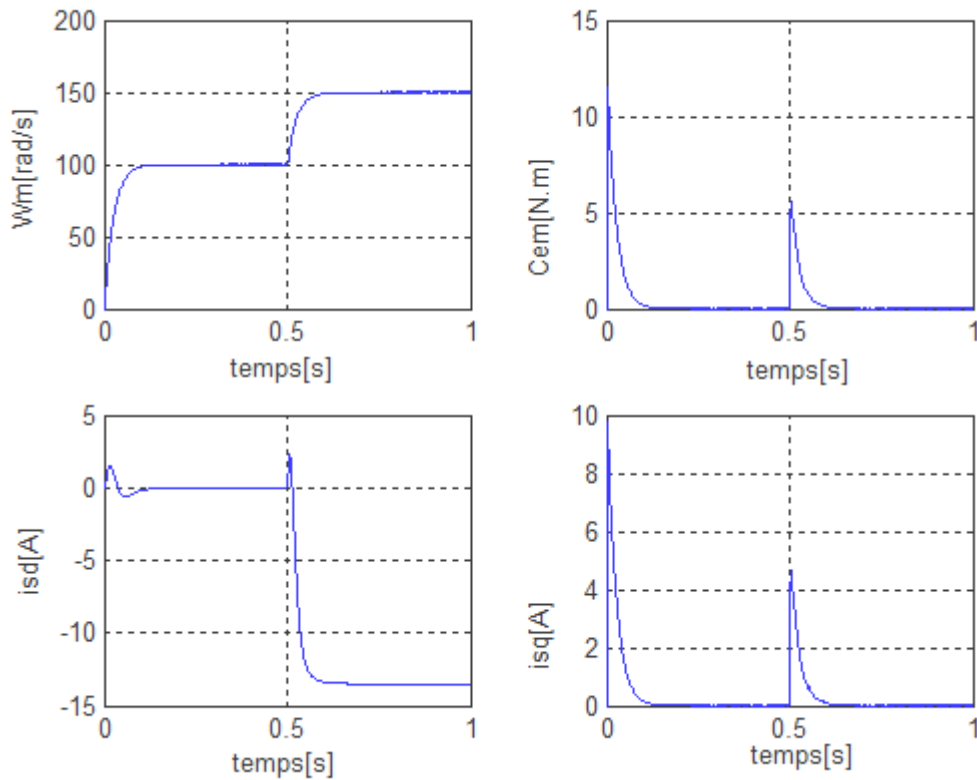


Fig. (I.15) l'effet de changement de vitesse de rotation (100/150rad/s) à vide

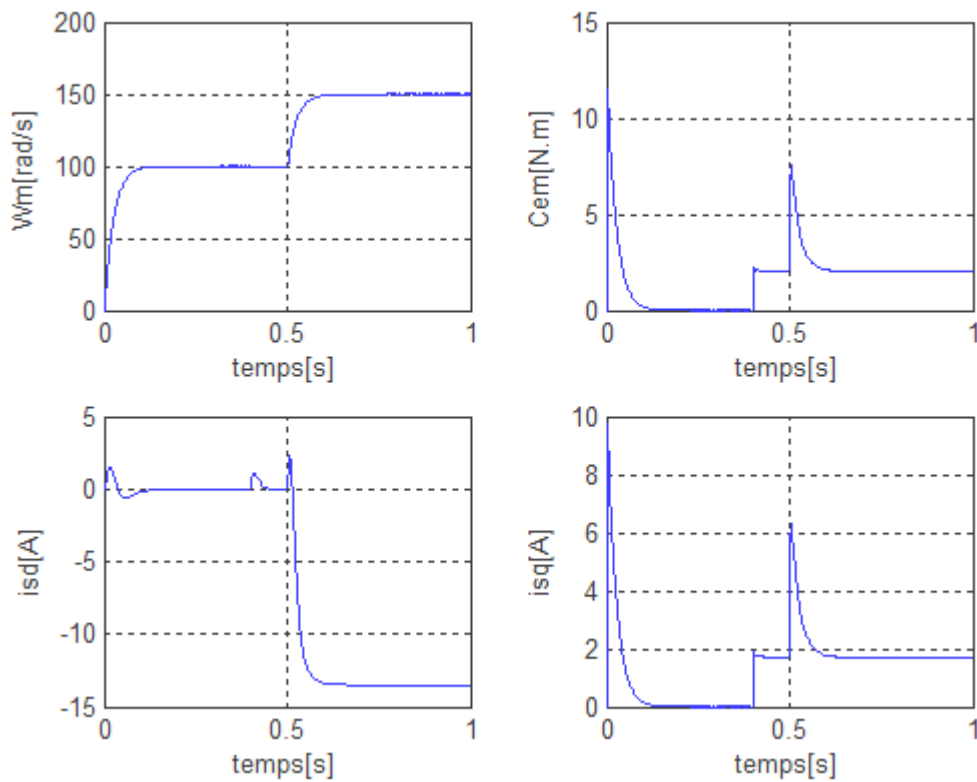


Fig. (I.16) l'effet de changement de vitesse de rotation (100/150rad/s) en charge

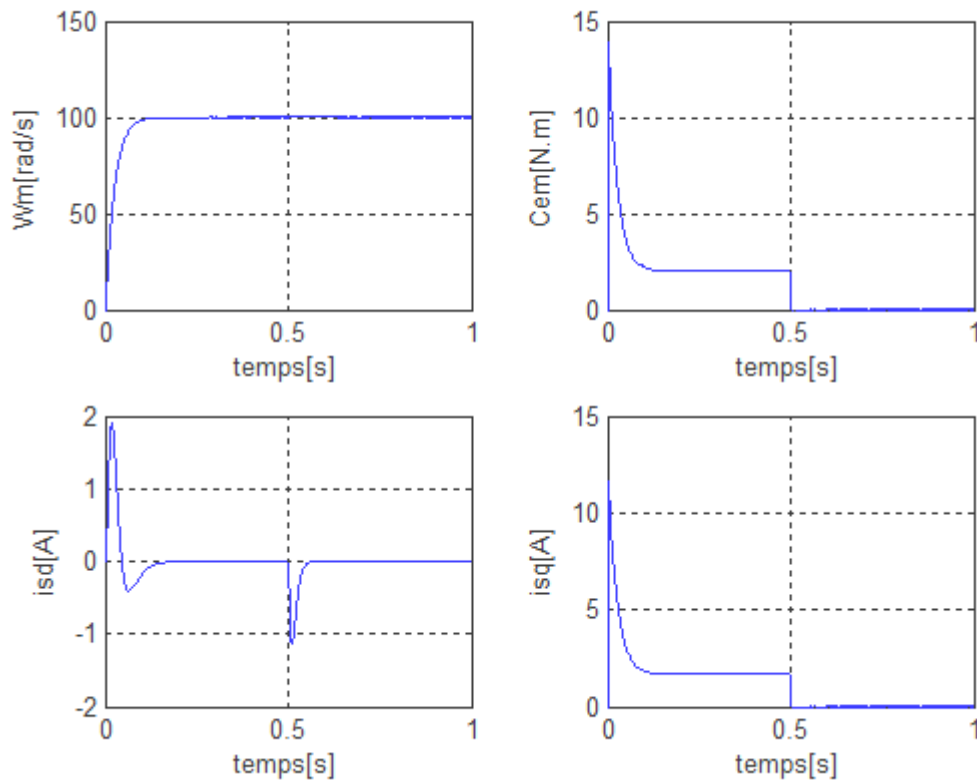


Fig. (I.17) démarrage en charge puis décharge à $t=0.5$ s en mode normal

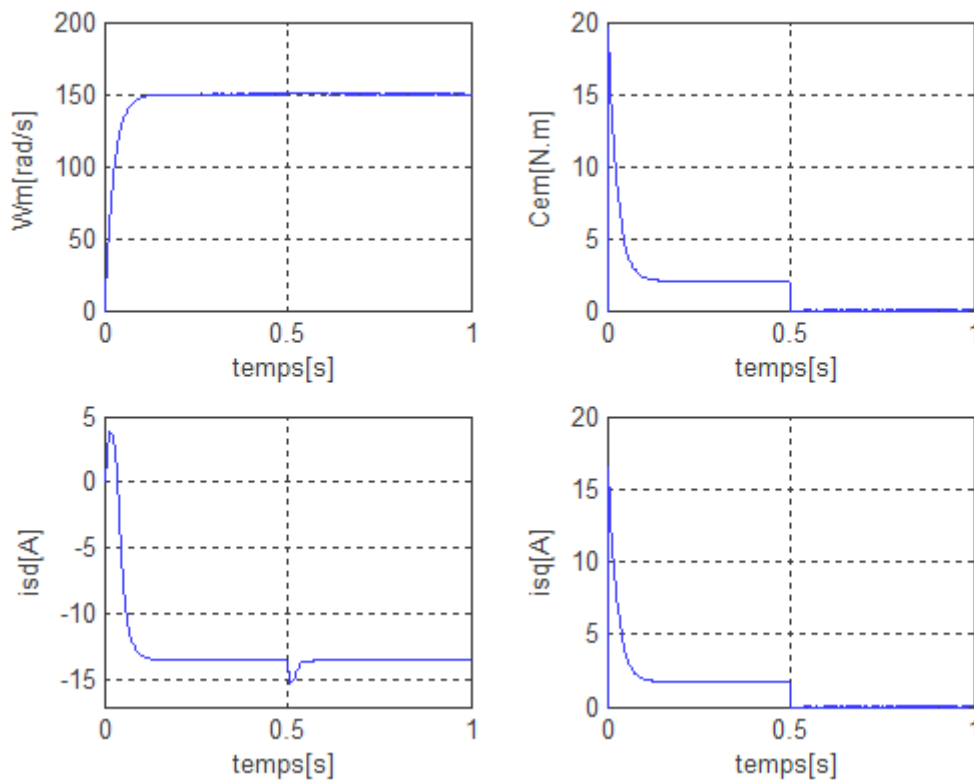


Fig. (I.18) démarrage en charge puis décharge à $t=0.5$ s en mode defluxé

I.13 Résultats de simulation de la MSAP avec onduleur

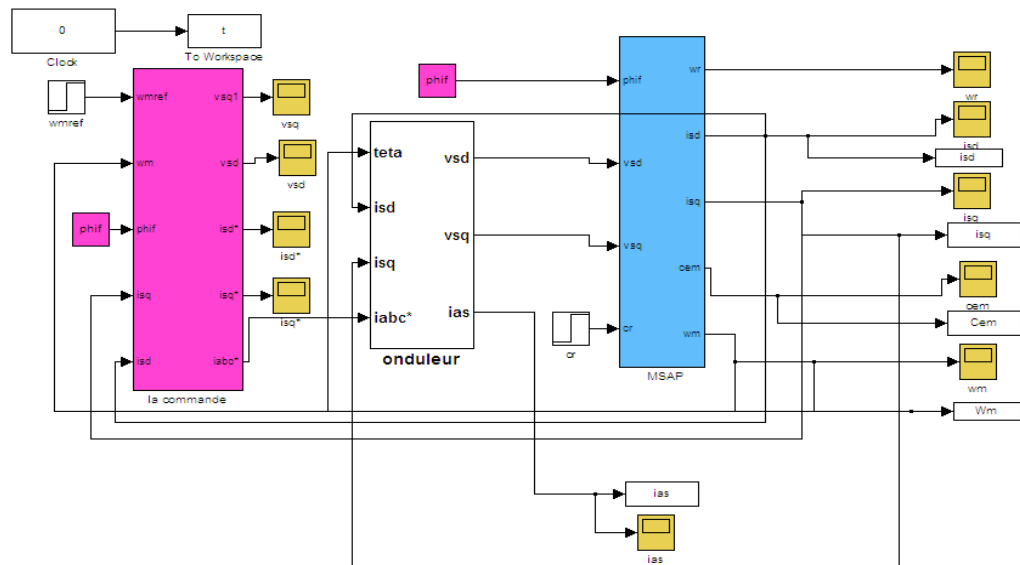
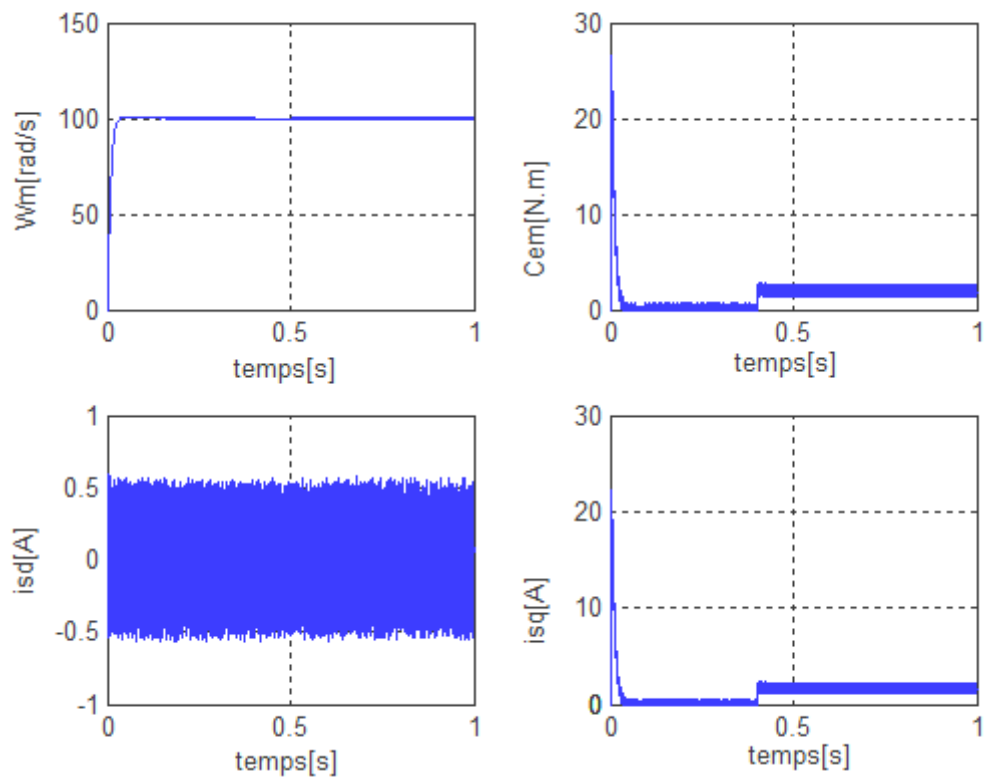
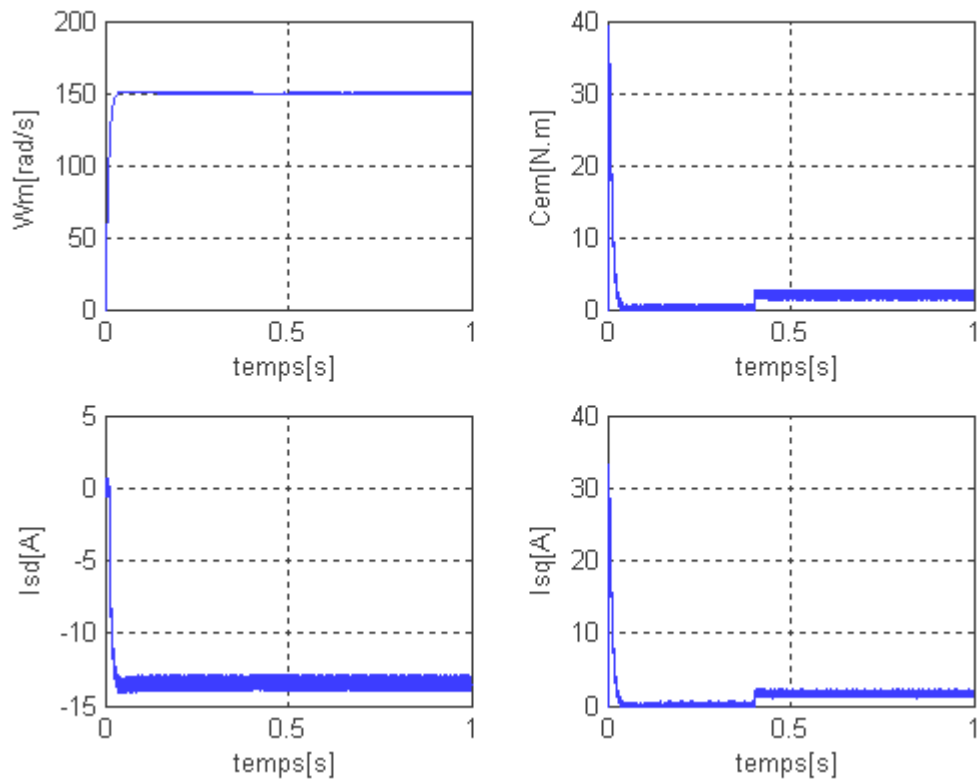


Fig. (I.19) schéma de bloc de la MSAP avec onduleur



Fig(I.20) démarrage à vide puis application d'une charge à $t=0.4s$ en mode normal



Fig(I.21) démarrage à vide puis application d'une charge à $t=0.4$ s en mode defluxé

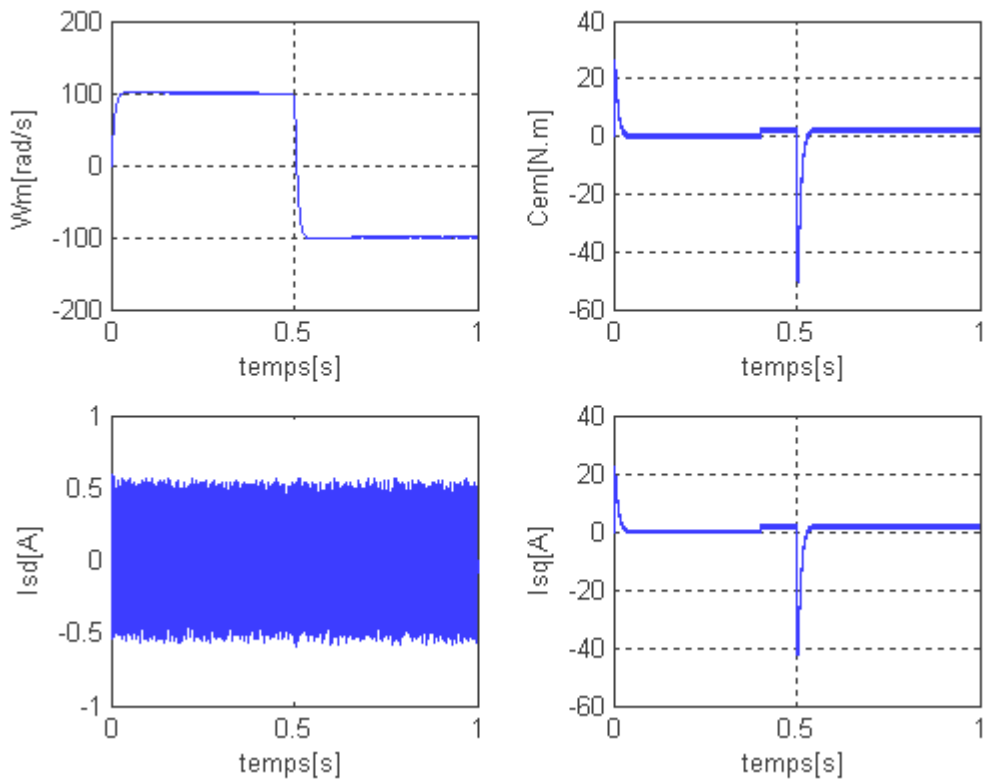


Fig. (I.22) l'effet de l'inversion de vitesse (100/-100rad/s)

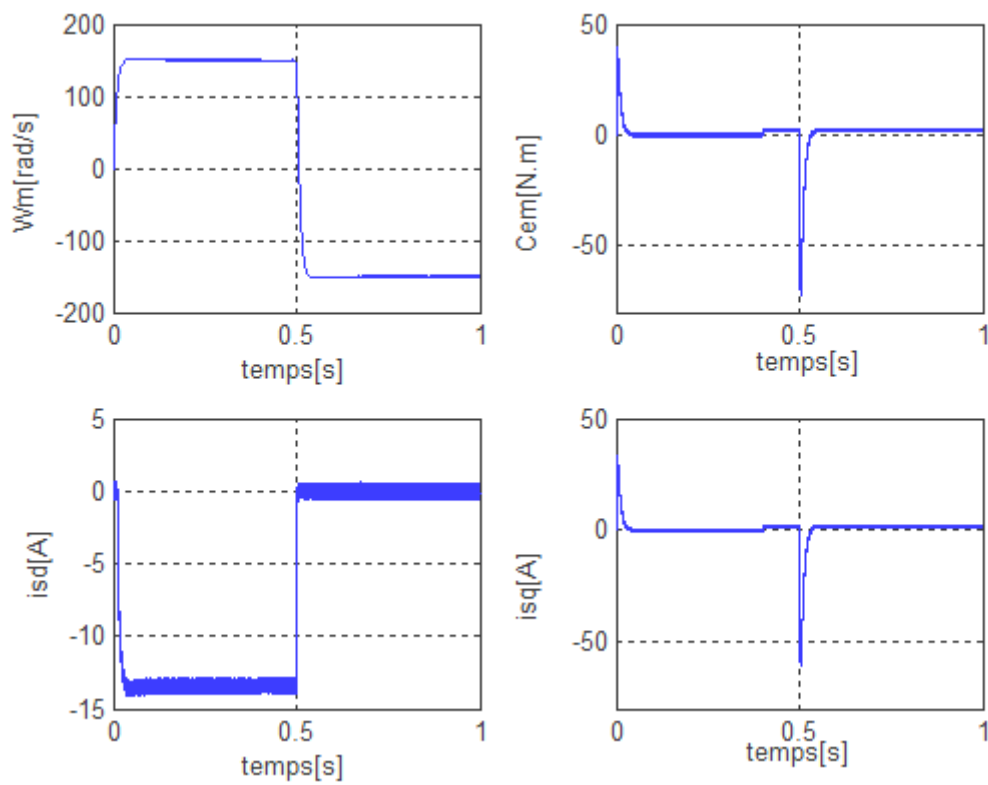


Fig. (I.23) l'effet de l'inversion de vitesse (150/-150rad/s)

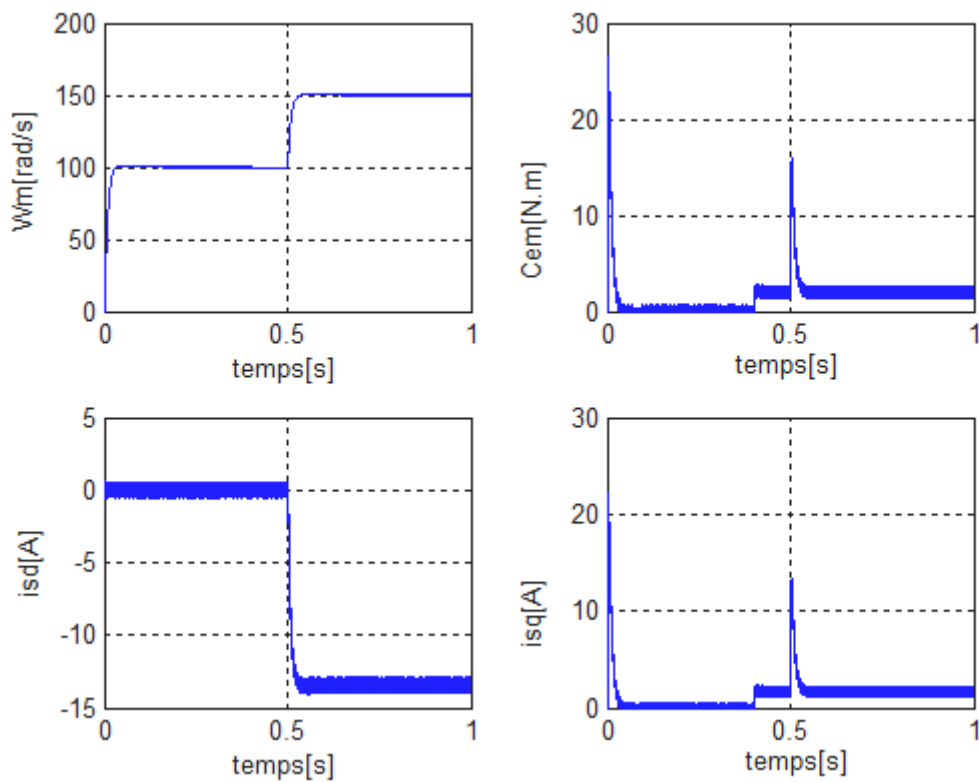


Fig. (I.24) l'effet de changement de vitesse (100/150rad/s)

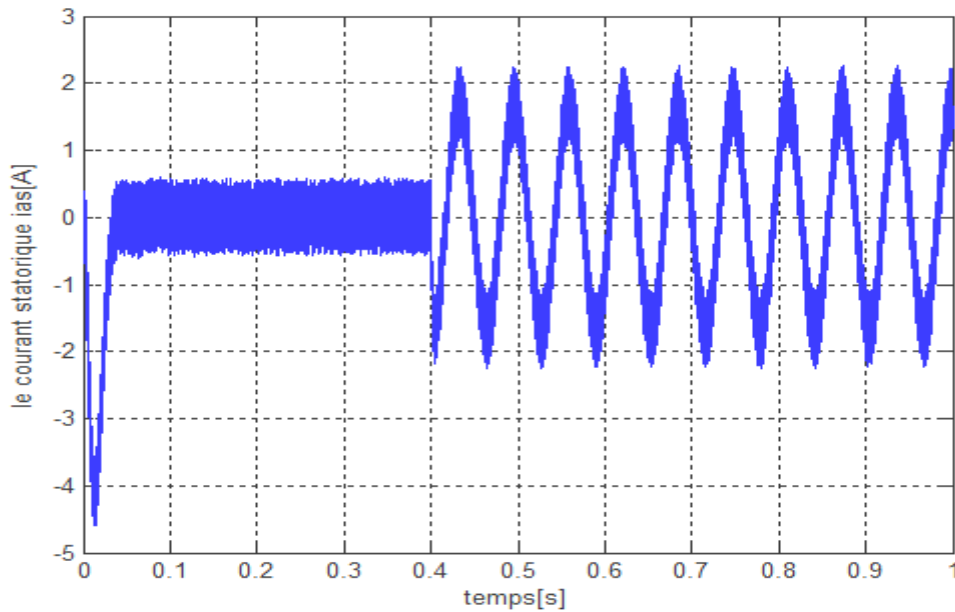


Fig. (I.25) le courant statorique $i_{sa}(A)$

I.14.Conclusion.

Ce chapitre a présenté la modélisation, simulation et la commande de la M.S.A.P les résultats montrent une bonne robustesse de la commande , une insensibilité très acceptable aux variations des paramètres , une réponse rapide et sans dépassement ,les régulateurs P.I dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge , ce qui nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante , il est nécessaire de recourir a la commande directe du couple .

Chapitre II

***COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHROME Á AIMANTS
PERMANENTS PAR LA DTC CLASSIQUE***

II.1. Introduction

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, des méthodes de contrôle ont été développées dans lesquelles le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans le recours à des capteurs mécaniques [3].

Le contrôle direct du couple **DTC** venu de la nomination anglaise « *Direct Torque Control* », basé sur l'orientation du flux statorique est l'une des méthodes qui a été introduite par *Depenbrock* en 1987 sous la terminologie suivante : Direct Self Control (DSC[3] [11]).

Une optimisation de ces séquences de commutation peut conduire à une diminution des ondulations de couple et du bruit acoustique. Le contrôle direct du couple s'applique également aux machines à aimants permanents. Dans la méthode du contrôle direct du couple, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension imposé par le convertisseur d'alimentation [4][5].

Ce type de commande est basé sur la détermination « *directe* » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique. A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le sens physique et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations) [8].

Dans ce qui suit on s'intéressera spécialement à la commande directe du couple et du flux (DTC ou DTFC). Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par une présentation d'une structure de commande du MSAP par DTC. Ensuite des résultats de simulations du contrôle direct du couple appliqué à la MSAP alimenté par un onduleur de tension en présence d'une boucle de régulation de vitesse seront présentés et discutés [6] [9].

II.2.Principes généraux de la commande directe du couple

La commande DTC 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 des comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions

distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur [1] [10].

La commande par DTC du MSAP, peut être schématisée par la figure Fig(II.1) :

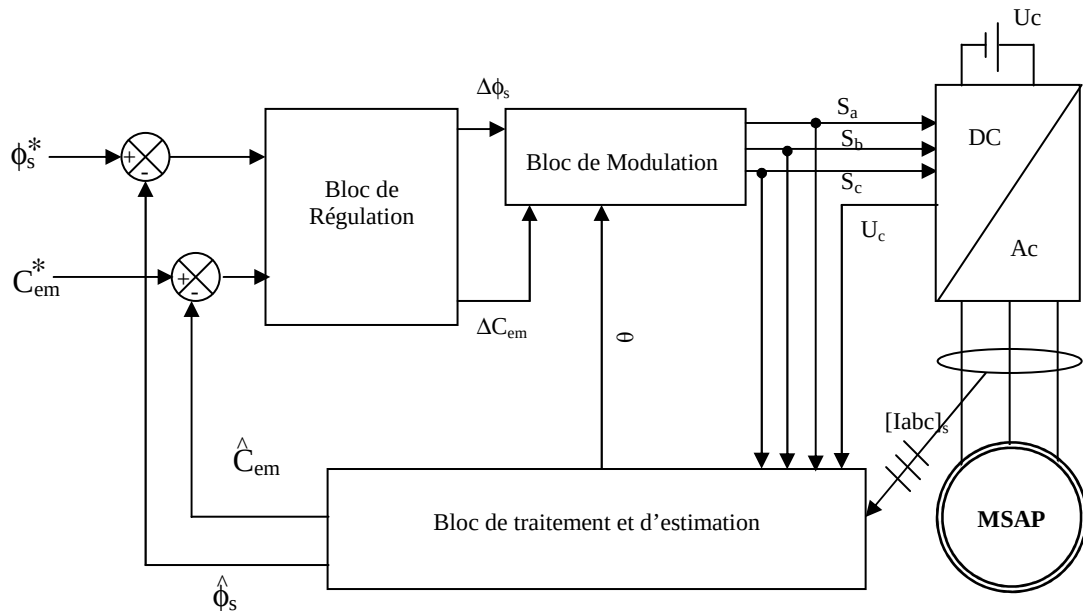


Fig. II.1 schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à de larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement stable inférieure à 1 tour/heure (1/3600Hz), ceci avec une bande passante en couple [2].

II.3 Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé.

À partir de la stratégie de base de la DTC proposée par Takahashi, plusieurs stratégies se sont développées, profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de vérités définissant les états des interrupteurs de l'onduleur sont présentées sous diverses formes. On s'intéresse seulement à la table de vérité originale de Takahashi et celle sans séquences nulles [8].

Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre huit positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur comme le montre la figure (II.2).

$$\overline{V}_{Sn_0} = \overline{V}_S = V_{S\alpha} + j V_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{an_0} + V_{bn_0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn_0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{II.1})$$

$\begin{bmatrix} V_{an_0} & V_{bn_0} & V_{cn_0} \end{bmatrix}^T$: Tensions de sortie de l'onduleur

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté par trois grandeurs booléennes de commande S_j ($j = a, b, c$) telle que :

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

$S_j = 0$ Si l'interrupteur du haut est ouvert et celui de bas est fermé

Dans ces conditions on peut écrire :

$$\overline{V}_{jn_0} = S_j U_c - \frac{U_c}{2} \quad (\text{II.2})$$

U_c : La tension continue

On peut alors écrire :

$$\overline{V}_S = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{II.3})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer huit positions du vecteur $\overline{V}_S$ dont deux correspondant au vecteur nul.

$$\overline{V}_0 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0) \text{ et } \overline{V}_7 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$$

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 neutre isolé

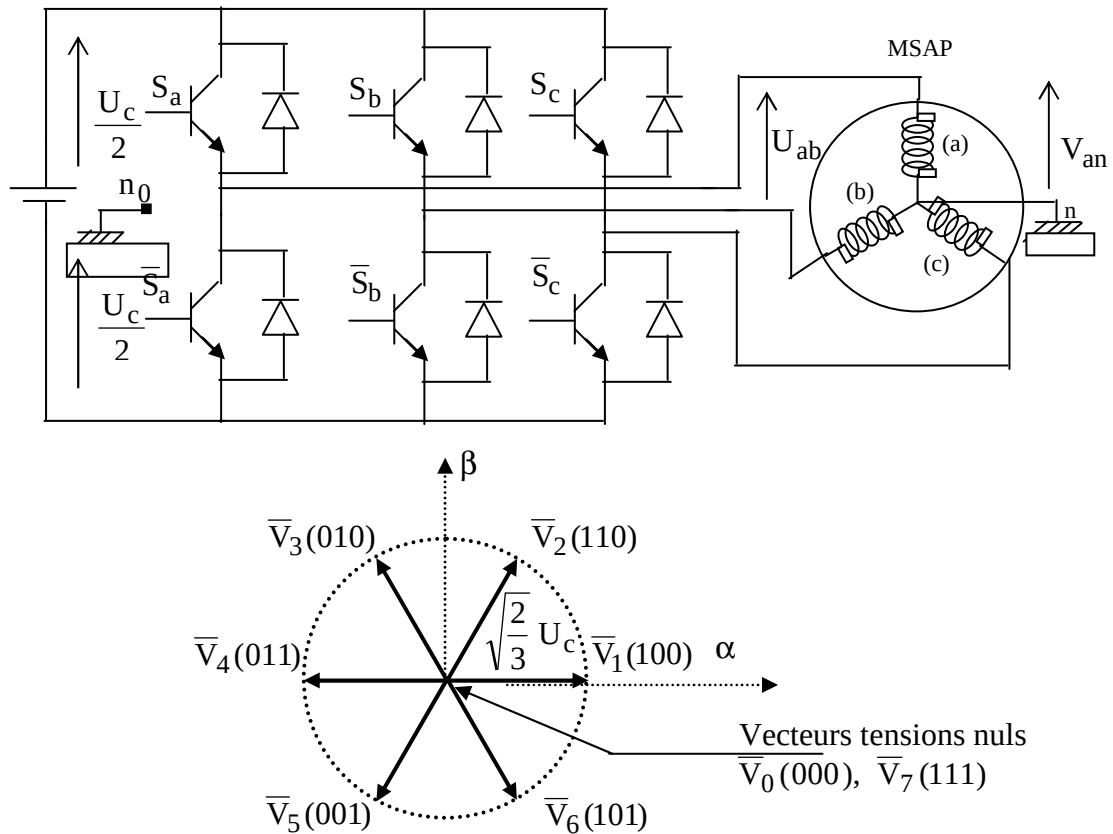


Fig.II.2 : Onduleur de tension et élaboration des vecteurs tensions $\bar{V}_S$

II.4.Strategie de commande directe du couple et de flux

Dans cette technique Takahashi a proposé une stratégie de commande du couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant :

Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50\mu s$) Pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la MSAP [3].

On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique. Et On estime le couple électromagnétique de la MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, puis 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 qui suit [3] [9] [12].

II.4.1 Contrôle du vecteur flux statorique

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

$$\overline{V}_s = R_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\phi}_s}{dt} \quad (\text{II.4})$$

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel de Concordia est:

$$\overline{\Phi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{i}_s) dt + \overline{\Phi}_s(0) \quad (\text{II.5})$$

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

$$\overline{\Phi}_s(t) \cong \overline{\Phi}_s(0) + \int_0^t \overline{V}_s dt$$

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

$$\overline{\Phi}_s(k+1) \approx \overline{\Phi}_s(k) + \overline{V}_s T_e \quad (\text{II.6})$$

Ou encore :

$$\Delta \overline{\Phi}_s = \overline{V}_s T_e \quad (\text{II.7})$$

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

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

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

T_e : C'est la période d'échantillonnage.

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimants tourne avec le rotor. Par conséquent les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes, $\overline{\Phi}_s$ devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique.

Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta \overline{\Phi}_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator de la MSAP, la figure (II.3) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) .

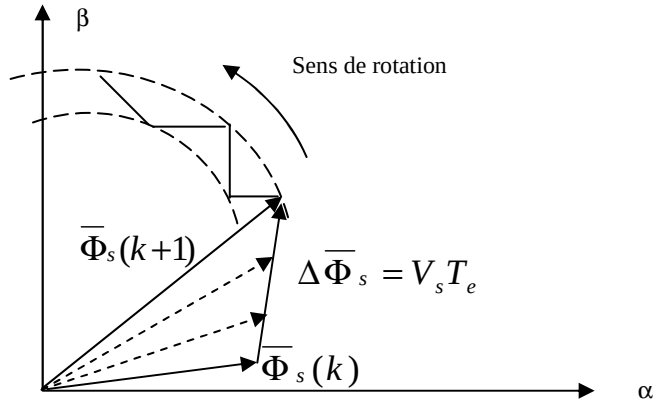


Fig. II.3 Evolution du vecteur du flux statorique dans le plan (α, β)

Tandis que la période d'échantillonnage est fixe, $\Delta \overline{\Phi}_s$ est proportionnel au vecteur tension appliqué à la machine.

Lorsqu'on applique un vecteur tension constant quelconque, V_s , l'extrémité du vecteur flux stator se déplace selon une droite parallèle au vecteur tension, ceci avec une vitesse (en Wb/s) égale à l'amplitude de ce vecteur.

Les considérations précédentes permettent de définir des règles de comportement du flux, en effet, du point de vue strict de son réglage, la manière la plus efficace de l'augmenter (respectivement, diminuer) est celle d'appliquer un vecteur tension parallèle à $\overline{\Phi}_s$, 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 [3] [11] [13].

II.4.2 Contrôle du couple électromagnétique.

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante

- On peut contrôler le vecteur $\overline{\Phi}_s$ à partir du vecteur $\overline{V}_s$.

$$C_{em} = K(\overline{\Phi}_s \times \overline{\Phi}_f) = K \|\overline{\Phi}_s\| \|\overline{\Phi}_f\| \sin \delta \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Tel que : } K = \frac{p}{L_{sq}} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

δ : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique

$\overline{\Phi}_s$: Vecteur de flux statorique

$\overline{\Phi}_f$: Vecteur de flux rotorique

- le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\Phi}_S$ et $\overline{\Phi}_f$ et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\Phi}_S$ (à partir de $\overline{V}_S$) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\overline{\Phi}_S$, et le couple électromagnétique de façon découplée.

II.5 Sélection du vecteur de tension

Le choix du vecteur de tension statorique $\overline{V}_s$ dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\overline{\Phi}_S$, du sens de rotation de $\overline{\Phi}_S$, et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

En se plaçant dans le repère statorique (α, β) , on peut délimiter l'espace de $\overline{\Phi}_S$ en le décomposant en six zones appelées secteurs, déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes (α) et (β) , l'axe (α) est choisi confondu avec l'axe de la phase (a) de l'enroulement triphasé (a, b, c) (voir figure II.4) [3] [15].

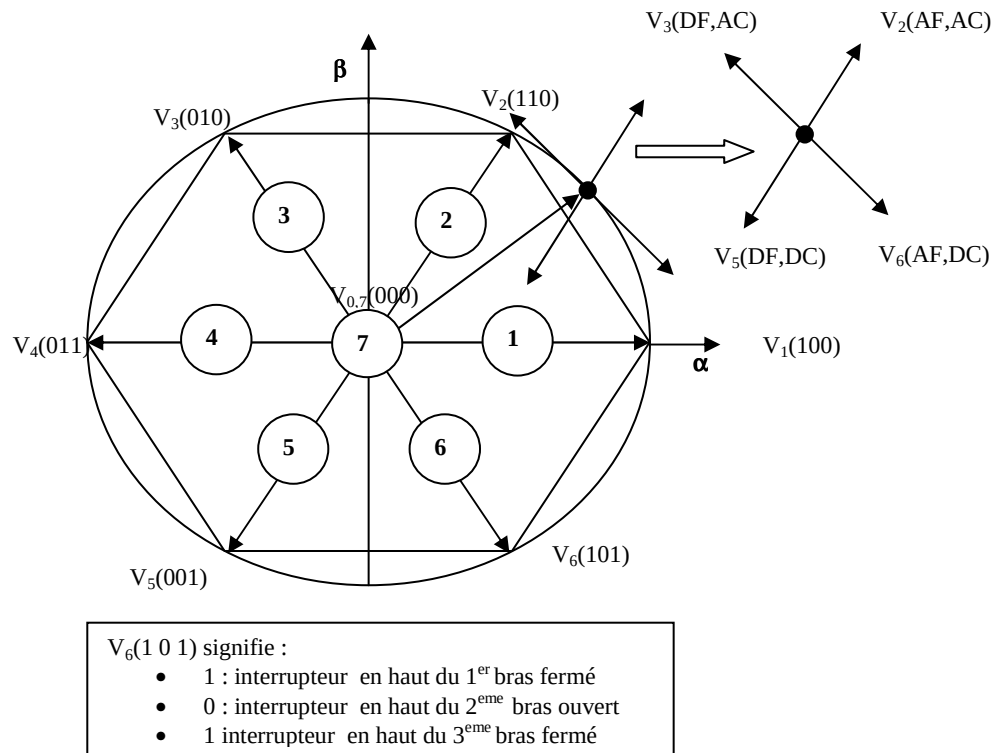


Fig II.4 répartition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i=1.....6$

AF : augmenter le flux

DF : diminuer le flux

AC : augmenter le couple

DC : diminuer le couple

Lorsque le flux $\bar{\Phi}_S$ se trouve dans la zone i ($i=1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants.

- Si V_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_S$ croît et C_{em} croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_S$ croît et C_{em} décroît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_S$ décroît et C_{em} croît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_S$ décroît et C_{em} décroît.
- Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\Phi}_S$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\bar{\Phi}_S$ reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone i .

Au début de la zone i , les vecteurs $\bar{V}_{i+1}$ et $\bar{V}_{i-2}$ sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position les angles entre $\bar{V}_{i-1}$ et $\bar{V}_{i+2}$ et le vecteur flux sont de 150° et de 30° respectivement. Donc leur composante de couple est très petite. (Fig II.5)

Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles [15].

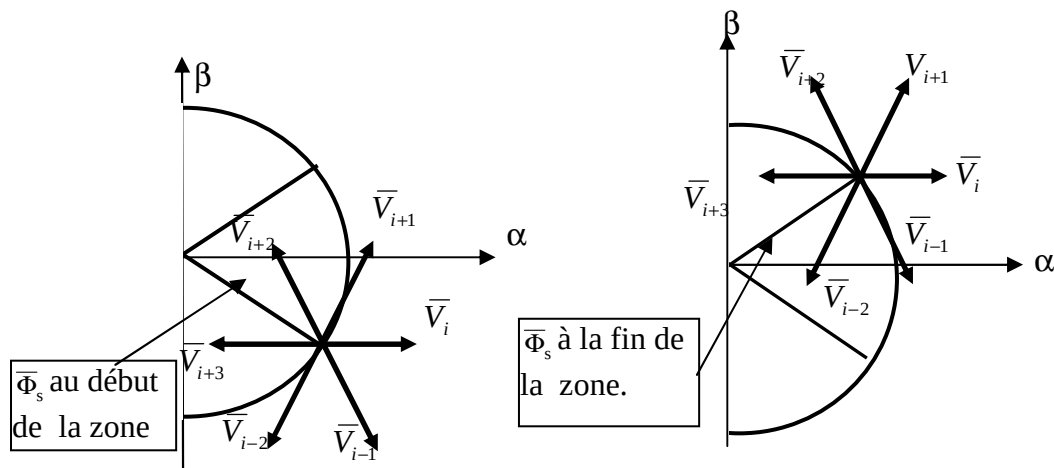


Fig. II.5 : Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone

Un estimateur de module de $\overline{\Phi}_s$ et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple est donc nécessaires, pour une commande DTC.

II.6 Les Estimateurs :

II.6.1 Estimation du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes (α, β)

A partir de l'équation suivante :

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d}{dt} \overline{\Phi}_s \quad (\text{II.10})$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_a, S_b, S_c) , et de la mesure de la tension U_c et en appliquant la transformée de Concordia.

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

On peut écrire alors :

$$\overline{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} \quad (\text{II.12})$$

Le calcul des flux statoriques se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\Phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

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

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_s = \sqrt{\hat{\Phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\Phi}_{s\beta}^2} \\ \angle \hat{\theta}_s = \text{Arctg} \frac{\hat{\Phi}_{s\beta}}{\hat{\Phi}_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Pour notre travail, le modèle de la MSAP utilisé est modélisé dans le repère (d-q), pour cela il nous faut un passage biphasé (α, β) - (d-q) pour alimenter la machine.

Les deux composantes du flux statorique sont donnée par (I.20), pour s'en servir dans la commande, on effectue la transformation inverse (d-q), (α, β)

II.6.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé pour tous les types de machines synchrones à partir des grandeurs estimées du flux et courant.

A partir de leurs composantes (α, β), le couple peut se mettre sous la forme :

$$\hat{C}_{em} = p \left(\hat{\Phi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \hat{\Phi}_{s\beta} I_{s\alpha} \right) \quad (II.15)$$

L'estimation du flux et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes des courants et celles des tensions statoriques [19].

II.6.3. Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux $\bar{\Phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.6). La sortie du correcteur représenté par une variable booléenne (cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmenté (cflx=1) ou diminuée (cflx=0) de façon à maintenir

$$|(\Phi_s)_{ref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \quad [19].$$

Avec : $(\Phi_s)_{ref}$ est le flux de référence, $\Delta\Phi_s$ est la largeur d'hystérésis du correcteur

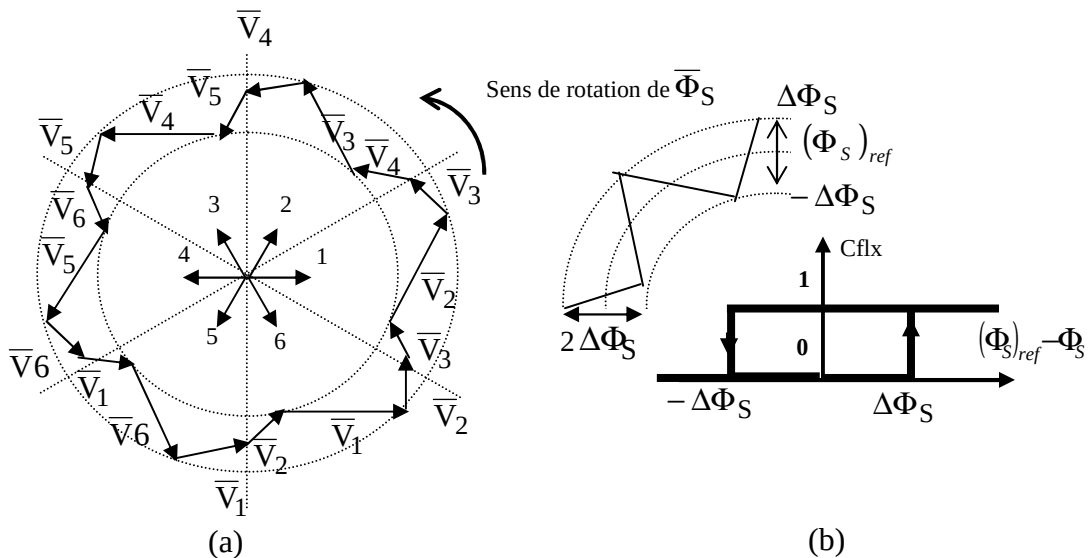


Fig.II.6: (a) sélection des tensions correspondantes au contrôle du flux
(b) contrôleur à hystérésis à deux niveaux

II.6.4. Correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux

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

$\left| (C_{em})_{ref} - C_{em} \right| \leq \Delta C_{em}$, avec $(C_{em})_{ref}$ la référence de couple et ΔC_{em} la bande d'hystérésis du correcteur.

La Figure (Fig. II.7) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl}=1$). Pour une consigne positive et ($C_{cpl}=-1$), pour une consigne négative, ou diminuée ($C_{cpl}=0$). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs V_{i-1} ou V_{i-2} ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

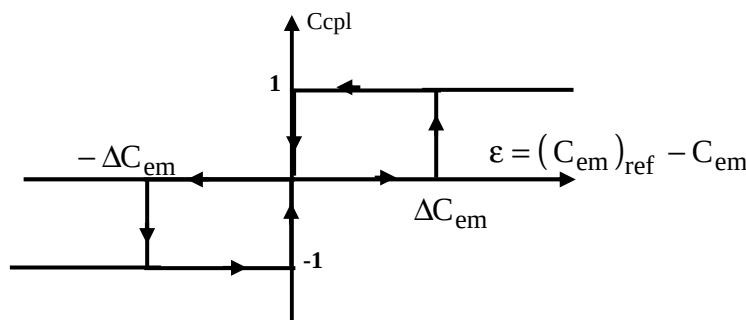


Fig.II.7. Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux

La commande DTC, proposée par Takahashi, est basée sur l'algorithme suivant :

- Diviser le domaine temporel en période de durée T_e réduites (de l'ordre de dizaines de μs),
 - Pour chaque coup d'horloge, mesurer les courants de ligne et les tensions par phase du MSAP.
 - Reconstituer les composantes du vecteur statorique
 - Estimer le couple électromagnétique, à travers l'estimation du vecteur flux statorique et la mesure des courants de lignes.
 - Introduire l'écart ΔC_{em} , entre le couple de référence $(C_{em})_{ref}$ et le couple estimé $\hat{C}_{em}$
- Dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, qui génère à sa sortie la valeur +1 pour augmenter le flux, -1 pour le réduire et 0 pour le maintenir constant dans une bande. Ce choix du régulateur à 3 niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence

de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.

- Choisir l'état des interrupteurs permettant de déterminer les séquences de fonctionnement de l'onduleur en utilisant le tableau de localisation généralisé (Table II.1) ou bien le tableau détaillé (Table II.2), en se basant sur les erreurs du flux et du couple, et selon la position du vecteur flux, le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle [3] [22]. ΔC_{em} et $\Delta \Phi_s$ suivant la logique du comportement du flux et du couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

	augmentation	Diminution
$\overline{\Phi}_s$	V_{i+1}, V_i et V_{i-1}	V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3}
C_{em}	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Table II.1 table généralisée des vecteurs de tension d'une commande DTC

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau classique des séquences ci-dessous résumant la MLI vectorielle proposée par takahashi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique de la MSAP.

II.7. Elaboration de la table de commutation (stratégie de commutation).

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, et ceci par la combinaison des différentes stratégies de commutation. La sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis [22] [23].

En particulier la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux $\overline{\Phi}_s$ et du couple électromagnétique C_{em} , plusieurs vecteurs tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou quatre quadrants.

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables (cflx) et (ccpl), et de la zone N_i de la position de flux $\overline{\Phi}_s$, elle se présente donc sous la forme suivante :

N		1	2	3	4	5	6	Régulateur	
Cflx=1	Ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2niveau	
	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	3niveau	
Cflx=0	Ccpl=1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2niveau	
	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	3niveau	

Table II.2 table de vérité de la structure de la DTC

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêté et entraîne aussi une décroissance du couple, nous choisissons V₀ ou V₇ de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

II.8 Structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP

La structure d'une commande par DTC appliquée à la MSAP est représenté sur la (figII.8), on utilise le tableau classique des séquences proposées par takahashi le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e

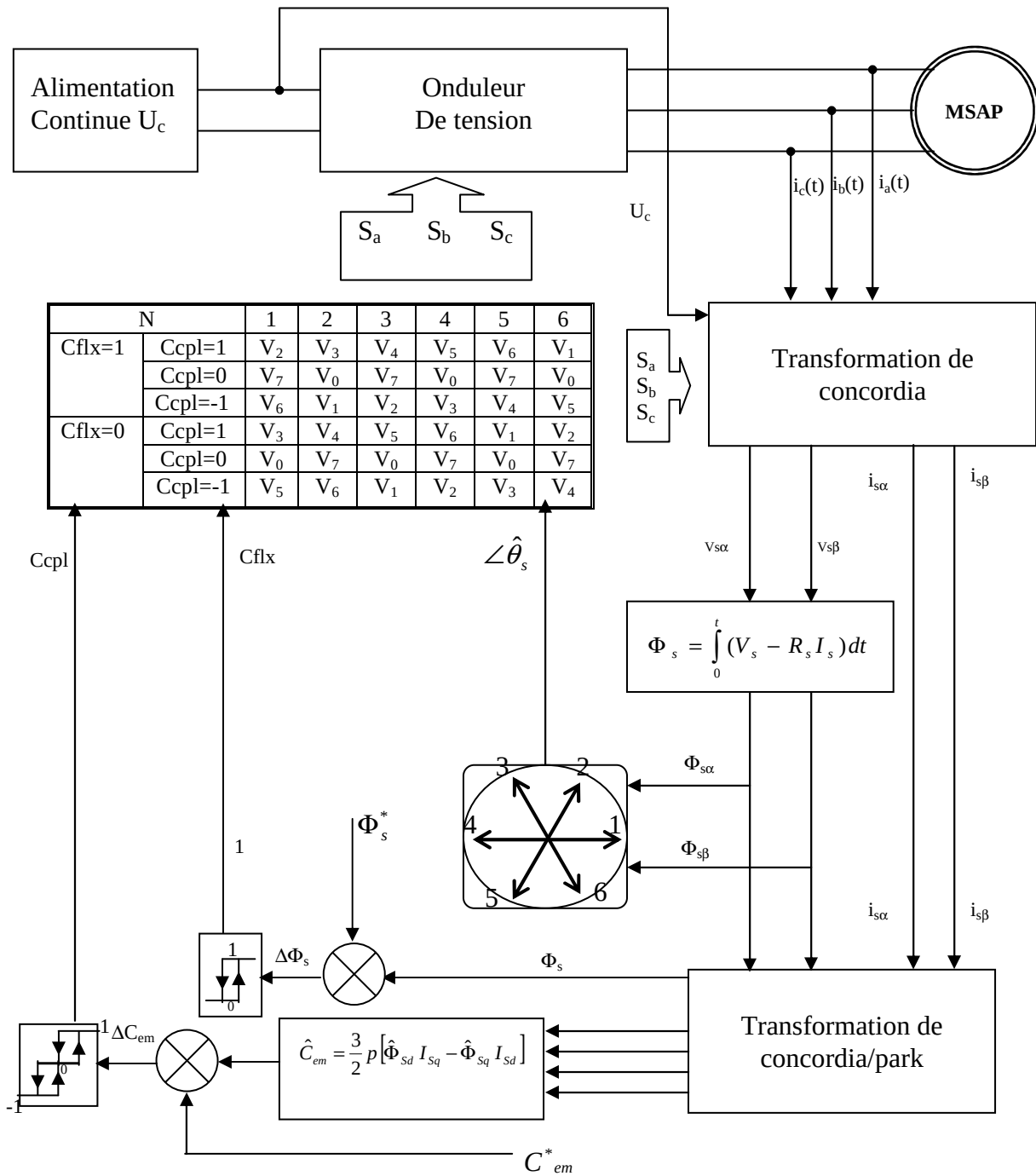


Fig II.8 schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP

II.9 Résultats des simulations et discussion

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée à un modèle de la MSAP alimenté par un onduleur de tension triphasé à MLI, en présence de la boucle de vitesse par un régulateur PI, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de cette commande. Un programme de simulation établi nous a permis de reproduire fidèlement le comportement des divers composants de la chaîne de puissance. Les simulations sont effectuées en temps discret pour une période d'échantillonnage.

Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations, sont récapitulés dans une annexe placée à la fin de ce mémoire, la caractéristique de la commande est imposée par les conditions de fonctionnement de la machine.

On a simulé un démarrage à vide, puis une mise en charge, les résultats de simulation montrent les performances de cette méthode de commande comme la montre les figures ci-après **fig(II.9 et II.10)** On constate que la vitesse répond sans dépassement au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi.

Après la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale à 2 N.m, le couple électromagnétique répond avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence.

Les figures ci après **fig (II.11 et II.13)** représentent l'évolution du couple électromagnétique, du flux statorique, de la position du vecteur de flux statorique et de la vitesse de rotation ainsi les courants I_{sd} et I_{sq} du MSAP alimente par un onduleur triphasé commande par une DTC classique sans boucle de vitesse en charge en utilisant des régulateurs à hystérésis de un niveau et de 2 niveau.

On constate que le flux et le couple suivent convenablement leur référence, et on note les performances dynamiques et statiques du couple électromagnétique qui suit précisément sa consigne, mais avec des ondulations importantes.

On va tester dans les figures ci après **fig (II.12 et II.14)** la robustesse d'une commande DTC appliqué au MSAP en présence d'une boucle de réglage de la vitesse, on a simulé un la machine en charge, on a constaté que la vitesse répond sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse très court, pour le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi à ($t=0.4s$) la machine et chargé par un échelon de couple résistant égale à (2N.m), le couple répond avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence.

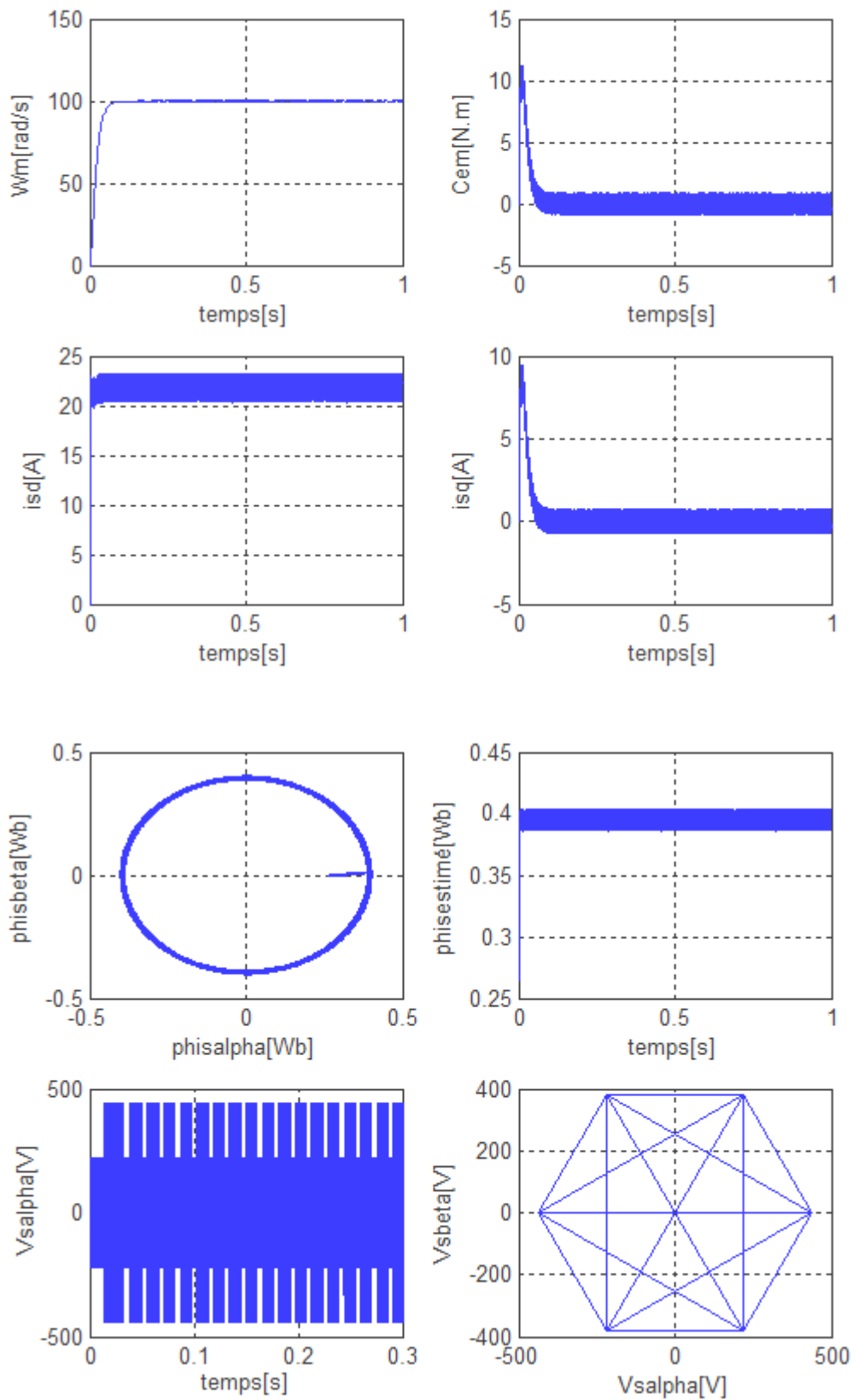


Fig. (II.9) : résultats de la simulation de la DTC pour la MSAP à vide

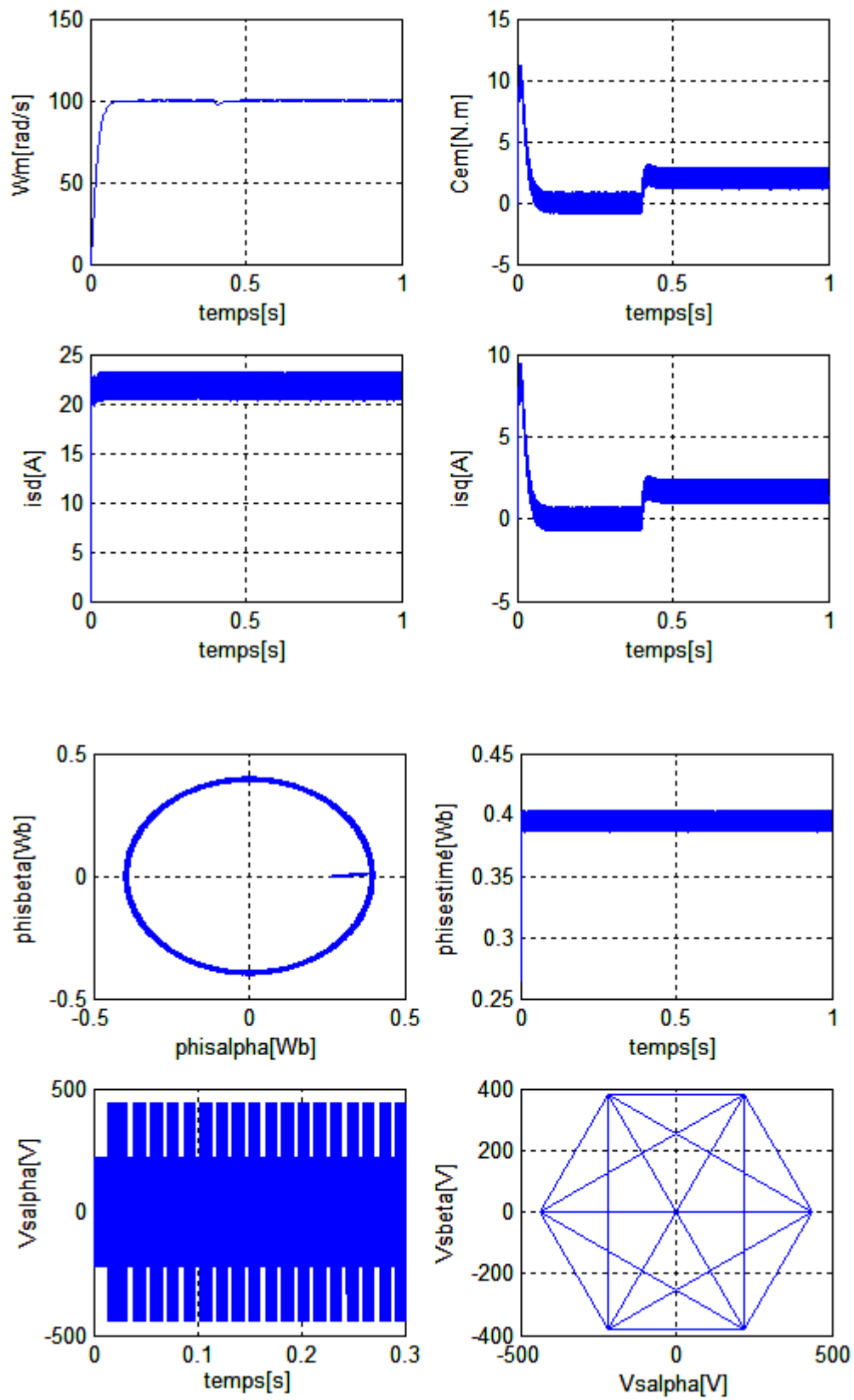


Fig. (II.10) : résultats de la simulation de la DTC pour la MSAP en charge

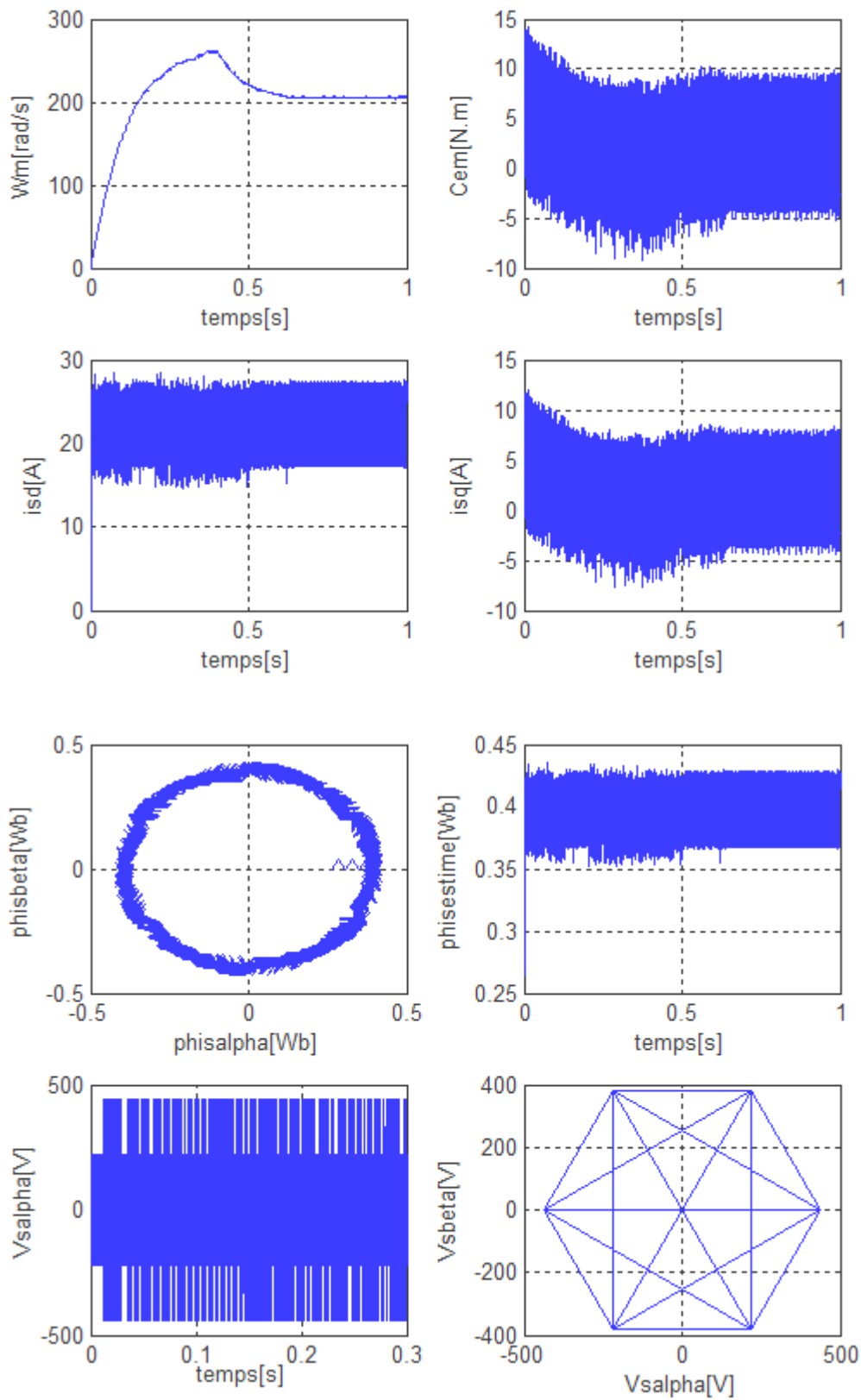


Fig. (II.11) : résultats de la simulation de la DTC pour la MSAP en charge
Sans boucle de vitesse

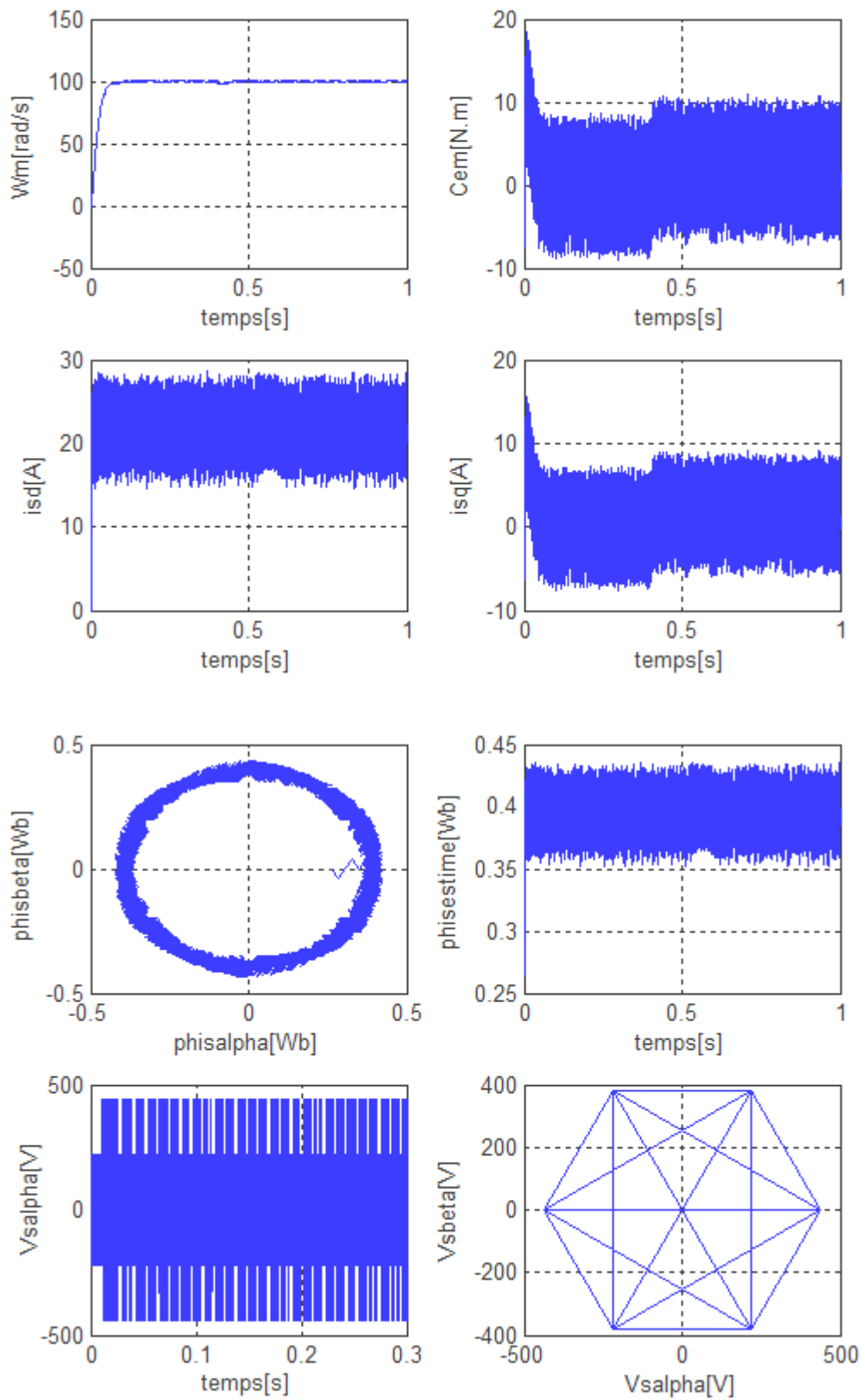


Fig. (II.12) : résultats de la simulation de la DTC pour la MSAP en charge en utilisant un régulateur à hystérésis à 2 niveaux avec boucle de vitesse

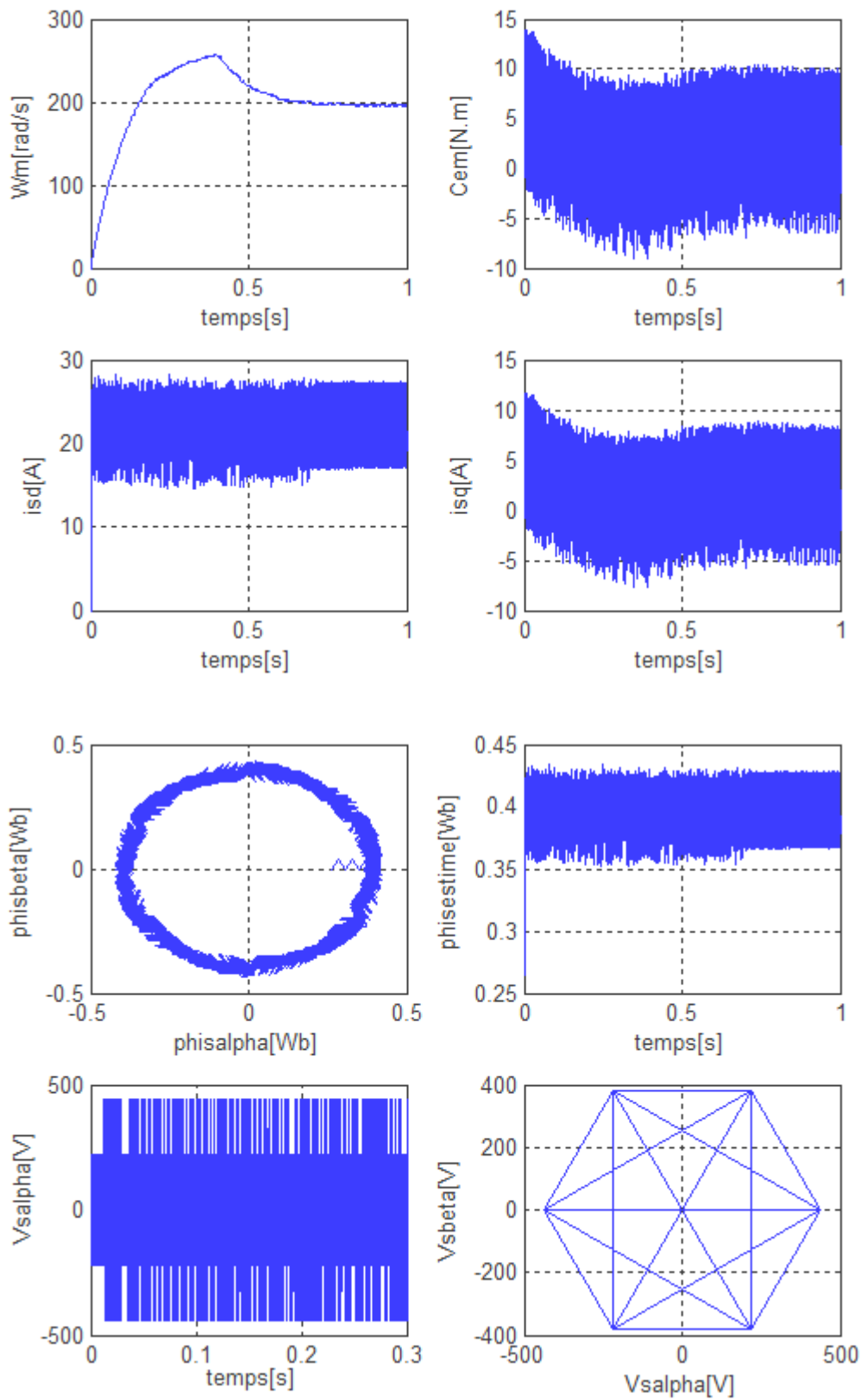


Fig. (II.13) : résultats de la simulation de la DTC pour la MSAP en charge en utilisant un régulateur à hystérésis de 2 niveaux sans boucle de vitesse

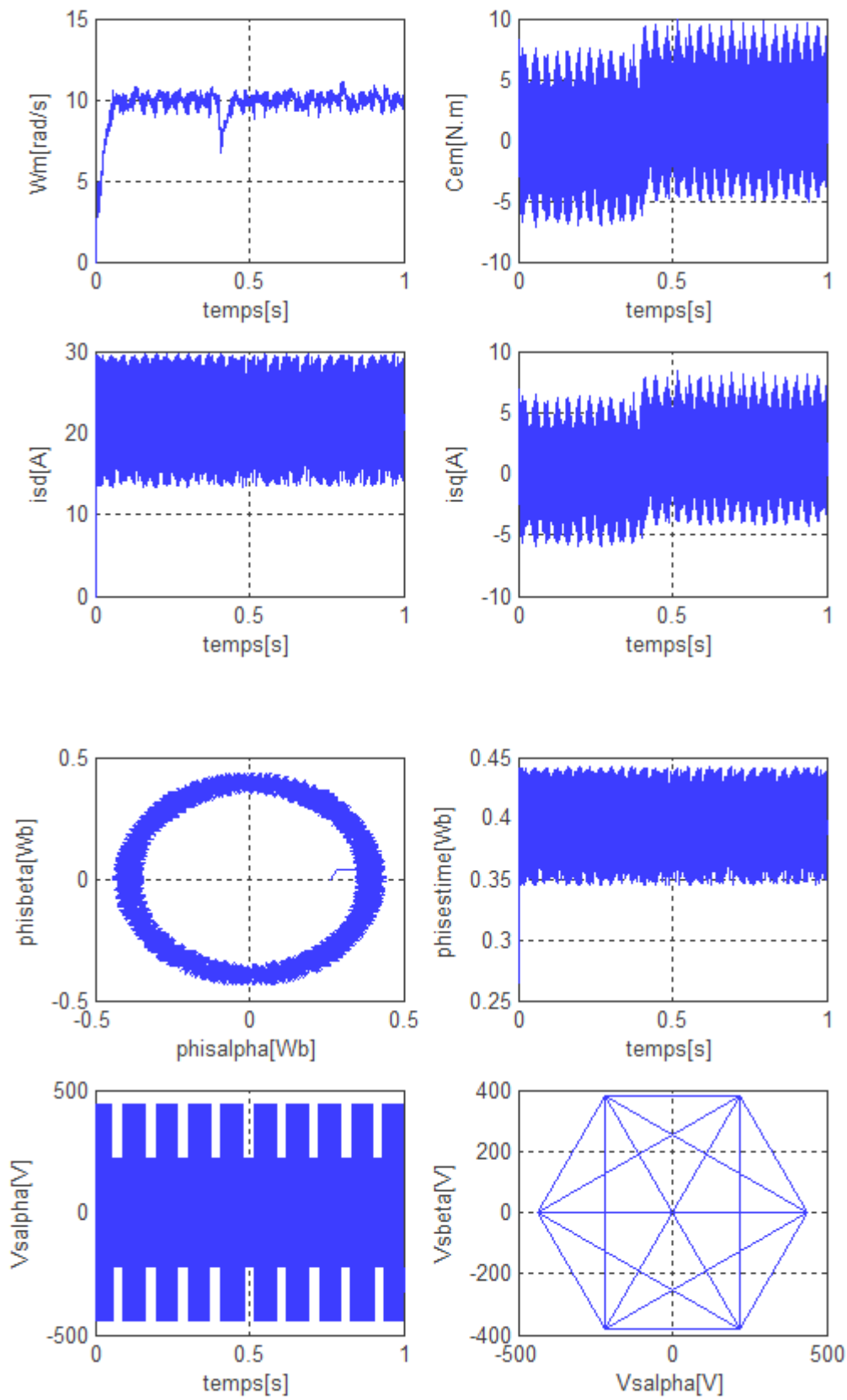


Fig. (II.14) : résultats de la simulation de la DTC pour la MSAP en charge avec régulateur à hystérésis de 3 niveaux en boucle de vitesse

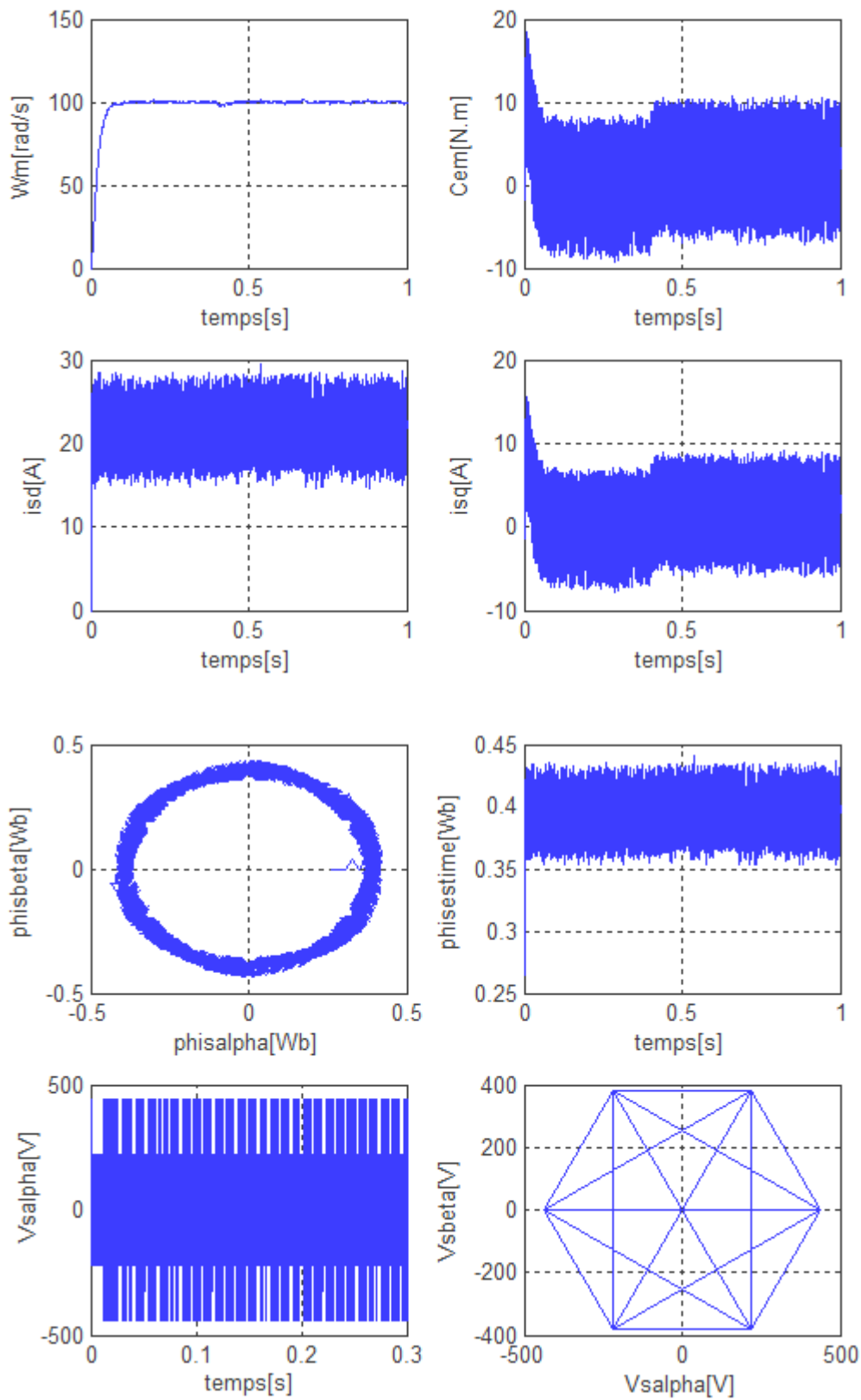
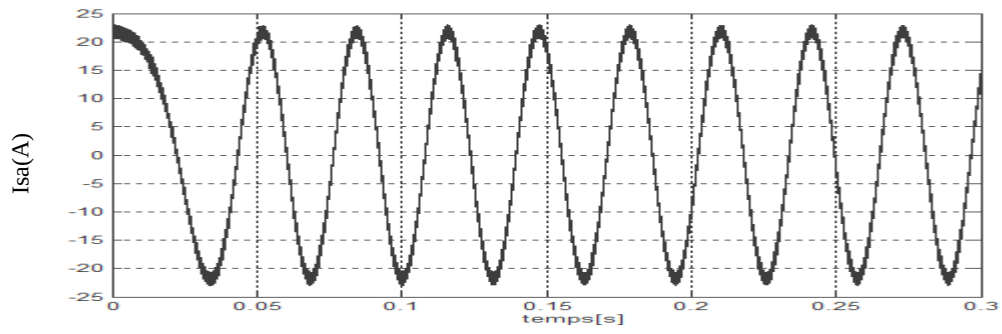
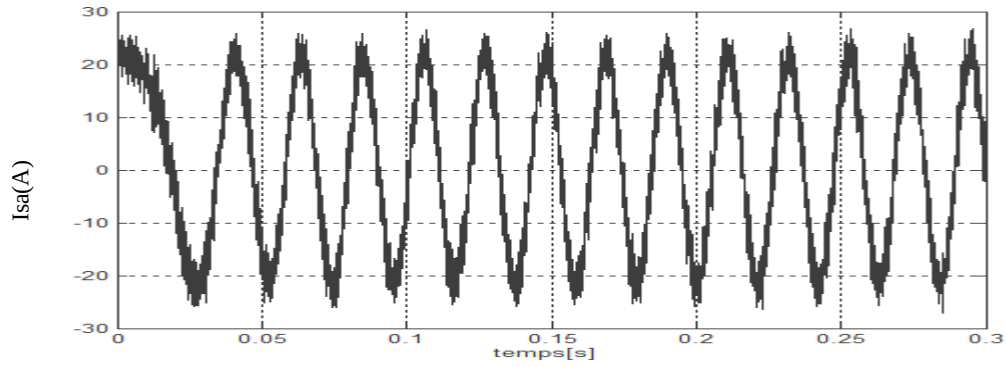


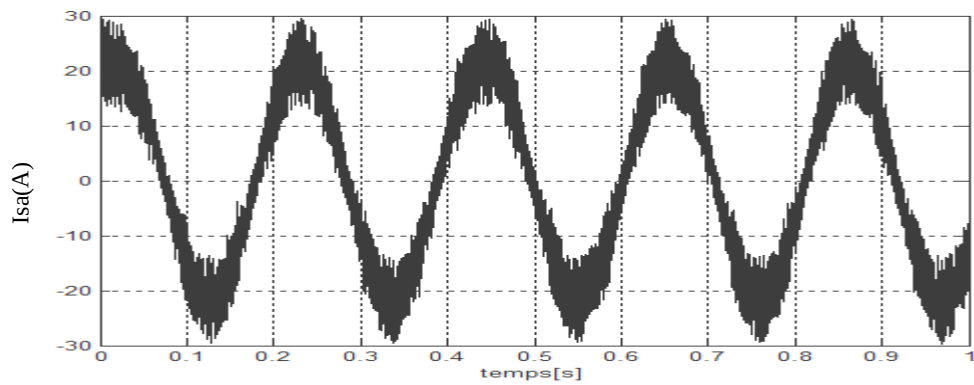
Fig. (II.15) : résultats de la simulation de la DTC pour la MSAP en charge en boucle de vitesse en utilisant un vecteur non nul



a



b



c

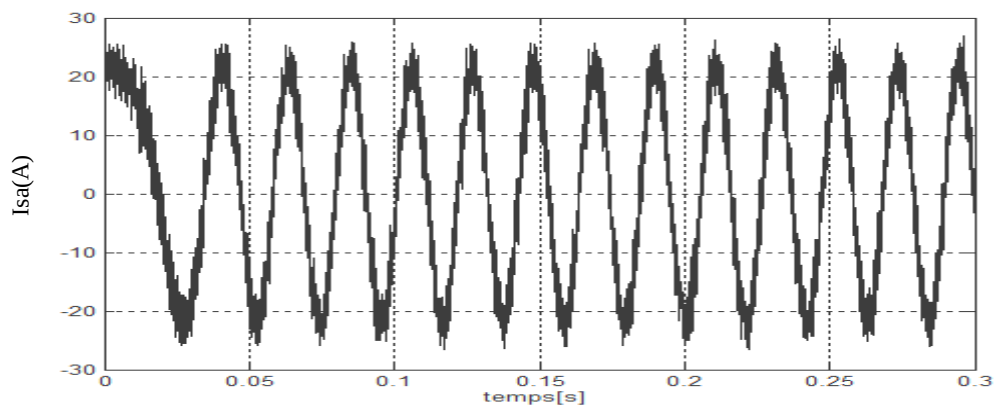


Fig. (II.16) : le courant $I_{s\alpha}(A)$ a)-avec régulateur à hystérésis de 3 Niveau
 b)-avec régulateur à hystérésis 2 Niveau
 c)-avec régulateur à hystérésis de 3 Niveau (faible vitesse)
 d)- avec vecteur non nul

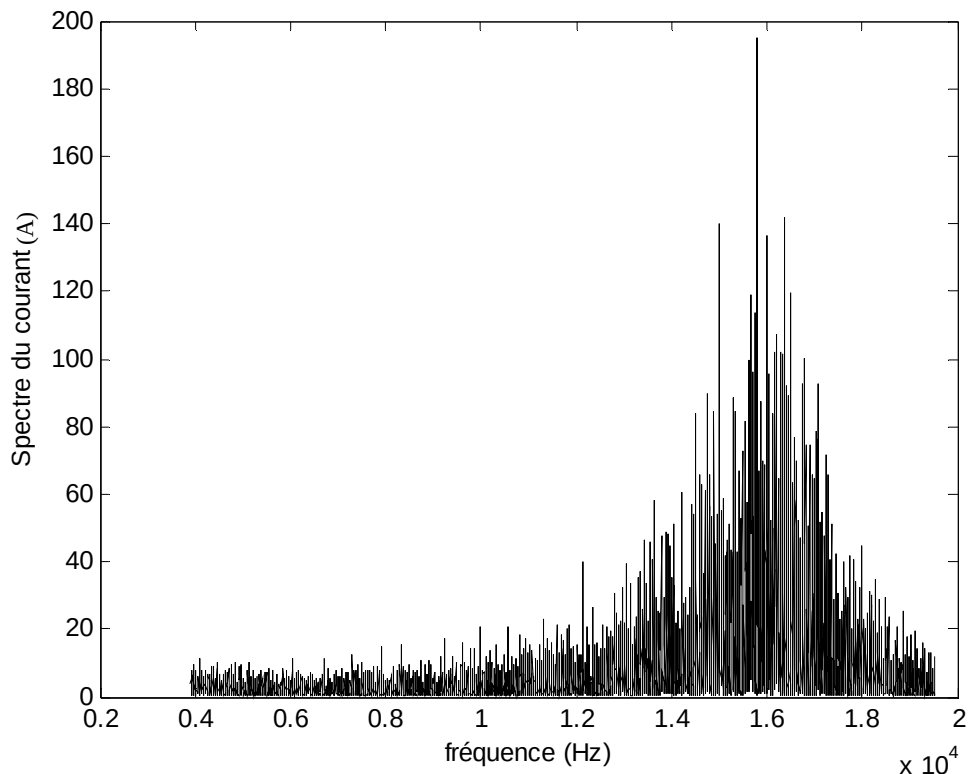


Fig. (II.17) : la forme spectrale de la fréquence du courant

II.10 Avantage de la commande DTC

Plusieurs avantages de cette loi de commande sont rapportés, comparatives aux lois conventionnelles basées sur l'orientation de champ. D'abord, une très bonne dynamique de couple, qui peut se caractériser par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne ou oscillation transitoire (15)

De point de vue, purement théorique, on peut donc considérer une robustesse infinie par rapport aux autres paramètres de la machine, Néanmoins, dans toute application réelle où le fonctionnement à basse vitesse soit exigé (14) (34), l'estimation du flux statorique en boucle ouverte par une intégration directe de la statorique diminuée de la chute résistives devient instable.

Ceci est dû notamment à l'influence des temps morts, seuil de tension des semi-conducteurs de puissance, temps de montée et descente de la tension lors des commutation qui déforment la tension statorique d'une manière difficile à modéliser, et plus significative aux faibles fréquences fondamentales (31) (32).

De plus, les erreurs d'identification et la variation de la résistance statorique contribuent aussi à une mauvaise estimation du flux et possible divergence. Ainsi, une observation du flux en

boucle fermée, La robustesse globale du système plus celle de l'observateur devrait donc, en toute rigueur, être analysé au cas par cas. Cependant, il paraît raisonnable d'admettre qu'elle soit nettement meilleure à celle des techniques faisant appel à une régulation du flux rotorique, ou même au niveau théorique la connaissance de tous les paramètres de la machine est indispensable.

La robustesse de l'observateur de flux est directement liée aux performances de Fonctionnement sans capteur de vitesse aux faibles vitesses, ce qui permet d'admettre aussi des améliorations sensibles à ce sujet dans stratégie DTC classique [21][22] .

Grâce à son caractère de régulation instantané et non linéaire, cette loi de commande présente aussi une très haute dynamique et stabilité suite à des récupération aux perturbations externe ou du modèle machine, comme est par exemple la cas d'une allé et retour aux zones de fonctionnement saturées de la machine [14][19].

L'aspect facilité d'implémentation peut être aussi un avantage, bien qu'il devra être considéré au sens plus général du système, donc en incluant aussi les observateurs de flux et de vitesse.

Remarquons que généralement des fréquences d'échantillonnage de l'ordre des dizaines de μs doivent être assurées au niveau de la commande, sous peine d'une distorsion exagérée des formes d'onde [18]

II.11 Inconvénient de la commande DTC

Les inconvénients de la stratégie DTC classique sont aussi de taille, et la plupart dérivés du fait que la fréquence de commutation est fortement variable. Ceci peut naturellement soulever des problèmes de compatibilité électromagnétique, car il devient difficile de garantir l'inexistence d'harmonique d'amplitude bornée à des fréquences données.

D'autre part les variations de la fréquence de commutation en fonction de la vitesse et du couple, de quelque dizaine de Hz à basse vitesse à quelque KHz à moyenne vitesse, génère forcément du bruit audible de forte intensité et particulièrement gênant à basse vitesse.

L'échauffement des semi-conducteurs de puissances est par conséquent aussi influencé par le point de fonctionnement dans le plan couple-vitesse, ce qui risque de compromettre l'efficacité de cette stratégie de commande dans les applications de fortes puissances.

Aussi dû à la variabilité de la fréquence de commutation, l'énergie de distorsion du couple est concentrée sur une gamme d'harmonique dont la fréquence est difficile à maîtriser. Ces harmoniques pourront donc, dans beaucoup d'applications, exciter les modes de résonance

mécanique de la chaîne de traction et contribuer significativement à son vieillissement précoce.

En conséquence de l'absence de maîtrise de la valeur de la dérivée du couple à l'échelle de la période d'échantillonnage, les dépassements de bande sont considérables dans une implémentation numérique, au point de s'obtenir une ondulation de couple plusieurs fois supérieure au largeur de sa bande d'hystérésis, et typiquement supérieure, et typiquement supérieure à celle obtenue avec une loi de commande faisant Apple à un modèle MLI

II.12 conclusion

Le principe de contrôle direct du couple, présenté dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel. Le contrôle du couple obtenue est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine.

Les contraintes de fonctionnement de la machine MSAP à basse vitesse, les déformations sur les courants entraînent de mauvaises performances sur le contrôle du couple, la dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardant une bonne précision de contrôle et ceci pratiquement quelle que soit l'influence de la résistance statorique. Tous ces éléments font du contrôle direct du couple une structure de commande performante et robuste y compris à basse vitesse.

L'exactitude dans l'estimation du couple électromagnétique dépend essentiellement de la précision de l'estimation du flux statorique. De plus, des tables de commutation pour le choix du vecteur tension dont la sortie ne dépend pas de la position du rotor sont proposées. Ainsi le contrôle direct du couple ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine, sauf au démarrage. Pour cela un capteur de position est proposé.

Les correcteurs à hystérésis, malgré leur simplicité sont les correcteurs bien adaptés pour le DTC, la résistance statorique est le seul paramètre de la machine qui est utilisé dans le système de contrôle. En plus avec cette méthode de contrôle, les exigences des régulateurs du courant, régulateur PI de flux et de couple sont éliminées, ce qui améliorera sans aucun doute les performances du system. On a constaté pour l'effet de la fréquence d'échantillonnage que l'application du DTC nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée. De plus on trouve que la fréquence de commutation n'est pas directement liée à la fréquence d'échantillonnage et qu'elle est contrôlée par les bandes d'hystérésis des correcteurs à hystérésis du couple et du flux.

Chapitre III

LA COMMANDE SVM BASÉE SUR DES RÉGULATEURS PI

III.1 Introduction

Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmonique possible, pour l'onduleur de notre système de commande nous utilisons la technique de la modulation vectorielle.[23]

Le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage, cette commande rapprochée (SVM) permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées à la machine, pour un entraînement à courant alternatif performant on préfère une stratégie de commande évoluée, le contrôle par flux orienté est une méthode appropriée pour satisfaire des performances élevées, il introduit un découplage entre le flux et le couple et assure une caractéristique de réglage mécanique similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée, la qualité de la commande vectorielle dépend en grande partie des caractéristiques dynamiques et statiques de l'onduleur.[17]

Dans le cadre de la vitesse variable, l'onduleur a pour but de contrôler l'alimentation de la machine en valeur moyenne sur une période de découpage, l'étude de l'ensemble convertisseur-machine se base sur plusieurs hypothèses

- La tension d'entrée constante
- Nous supposons les interrupteurs idéaux
- Nous admettrons que la charge alimentée est équilibrée dans le sens ou ne génère pas de composantes homopolaires ($V_s = V_a + V_b + V_c = 0$). [30]

Le rôle de tout type de convertisseur MLI est d'imposer sur une période de découpage (haute fréquence –HF) une valeur moyenne de tension réglable de manière continue et linéaire vis-à-vis d'un signal de commande.

Le bon fonctionnement de cette structure repose sur le fait que la charge est insensible au découpage et que l'onde de tension soit riche en harmoniques (rejetés toutefois en HF), l'onde de courant n'est fonction essentiellement que du fondamental de la tension, et ceci grâce au pouvoir filtrant de la machine (charge inductive).[28]

III.2-Onduleur à modulation de largeur d'impulsion

Le récent développement de l'électronique de puissance a rendu les machines synchrones très compétitives aux moteurs asynchrones dans les applications à vitesse variable.

Les onduleurs ont permis d'améliorer leur fonctionnement en leur permettant de fonctionner comme des moteurs à courant continu sans avoir les problèmes engendrés par les collecteurs, ils permettent d'effectuer l'autopilotage des moteurs synchrones, ce dernier consiste à asservir la fréquence de l'alimentation avec la vitesse du rotor assurant un parfait synchronisme entre le champ statorique et le champ rotorique, la seule contrainte liée à l'autopilotage est la nécessité d'utiliser un capteur de position (un encodeur).[16]

Les onduleurs peuvent être commandé en utilisant plusieurs techniques parmi lesquelles On cite :

- la commande par hystérésis
- la technique de modulation par largeur d'impulsion (MLI).

Malgré les nombreuses références consacrées à la commande par hystérésis la technique MLI reste la plus utilisée et la plus conseillée, En effet elle a fait l'objet de recherche intensives depuis plusieurs années, trois catégories de (MLI) qui diffèrent dans le concept et les performances ont été développées.[23]

- la MLI sinusoïdale
- la MLI pré- calculée
- la méthode vectorielle de MLI (SVM)

Nous avons montré que la commande directe du couple (DTC) possède de multiples variantes, ces techniques de commande directes constituent une approche méthodologique nouvelle ou la maîtrise des grandeurs telles le flux et le couple sont déportées au niveau de la commande des cellules de commutations.[30]

La couche « commande algorithmique » fournissant à partir des consignes externes de vitesse ou de position les références de flux et de couple, les lois de commande des interrupteurs de l'onduleur, sont généralement issues d'une heuristique qui, à partir d'informations de tendances d'évolution du flux et du couple détermine la commutation la plus adéquate. [28]

Puisqu'une modulation MLI vectorielle est appliquée au vecteur de sortie de la commande, ce vecteur est nommé le « vecteur d'incrément de flux statorique désiré » et à partir de lui on obtiendra les composantes d'entrée de l'algorithme de modulation.[18]

L'objectif de cette méthode est de réaliser un contrôle du vecteur de flux statorique, dans un repère lié au stator (α, β) ainsi nous considérons deux vecteurs de flux, le vecteur de flux statorique estimé et celui de référence. Les composants polaires de ces deux vecteurs sont obtenus par leurs projections sur le repère (α, β).

A partir de ces composants, le vecteur d'incrément de flux statorique désiré à un instant donné est calculé, la modulation MLI vectorielle sera appliquée sur ce vecteur pour obtenir les états de commutation de l'onduleur, nous avons ainsi défini un bloc de commande DTC synchrone qui nécessite les composants polaires du flux estimé et du flux de référence. Afin de valider notre approche, nous allons voir des simulations et étudier les erreurs statiques du flux obtenu vis-à-vis des erreurs d'estimation et du temps mort de l'onduleur. [27][28]

Dans ce qui suit, on présente le modèle de l'onduleur et on explique la MLI adoptée. Le schéma représentatif de l'ensemble moteur –onduleur est donné par la figure (Fig. III.1), On considère que les interrupteurs sont idéaux et présentent deux états possibles fermé ou ouvert [8].

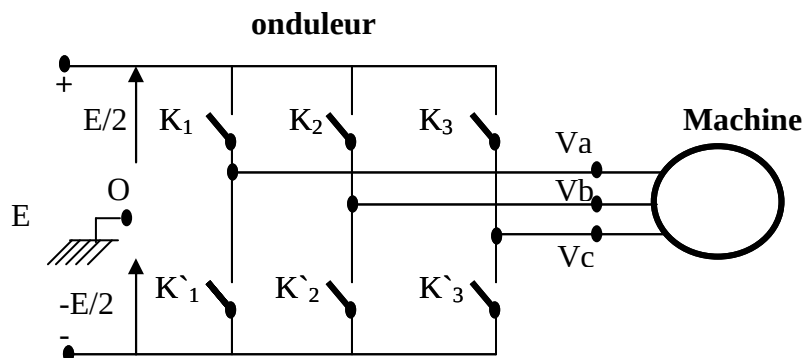


Fig.III.1 Représentation de l'ensemble onduleur –machine

On considère que les interrupteurs de chaque bras sont commandés par deux signaux complémentaires, ainsi on a besoin de trois signaux logiques (S_1, S_2, S_3) pour commander les six interrupteurs formant l'onduleur toutefois dans la pratique il faut prévoir un délais entre les deux signaux pour ne pas court-circuiter la source (E), lorsque le signal logique est (1)

L'un des interrupteurs (K_1, K_2, K_3) est fermé. Il est a (0) c'est l'un des interrupteurs complémentaires (K'_1, K'_2, K'_3) qu'est fermé. [27]

La figure suivante (Fig.III.2) fait le lien entre les différentes séquences de commutation, les vecteurs de tension et l'état des interrupteurs formant l'onduleur.

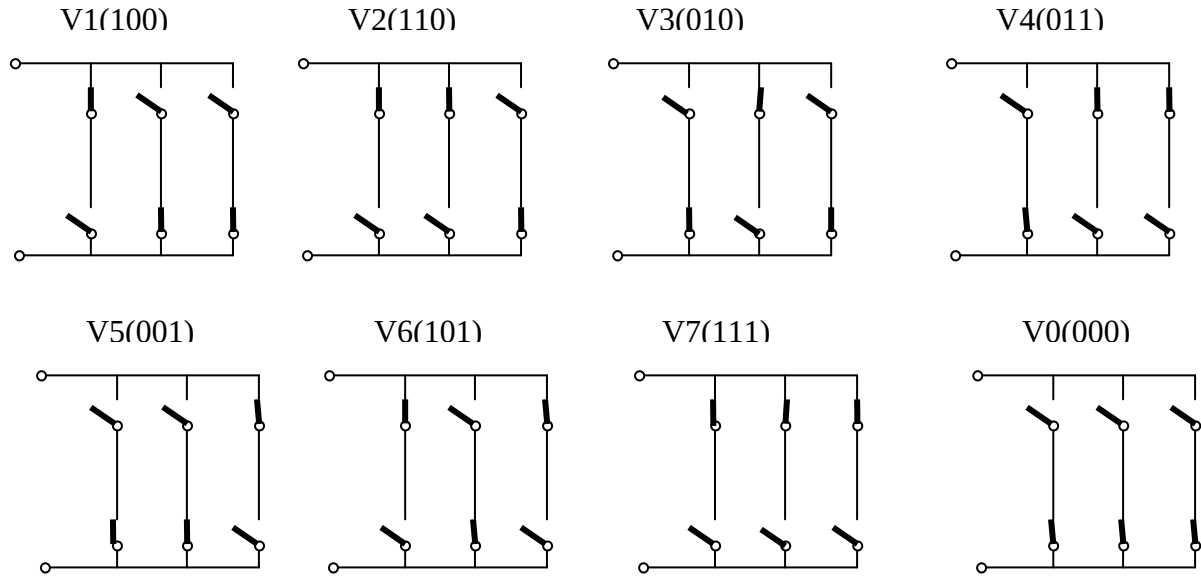


Fig.III.2 Etat des interrupteurs pour chaque vecteur de tension

III.3-Description de l'algorithme de la modulation vectorielle ou (Mli vectorielle).

Soient les tensions de références simples qui sont appliquées à la machine $V_s [V_{an}, V_{bn}, V_{cn}]$
 Soit une machine à courant alternatif équilibré et les notations suivantes.

V_{ao} : représente la tension entre la borne A et le zéro de l'alimentation

V_{an} : représente la tension de sortie entre la borne A et le neutre de la machine.

lors les tensions simples se déduisent aisément de l'état des interrupteurs idéaux dans le cadre d'un onduleur de tensions triphasé à deux niveaux, on appelle onduleur à deux niveaux un onduleur dont la tension de sortie pourra prendre effectivement deux niveaux $(-E/2, 0, E/2)$ par exemple. [26][27]

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

Dans la modulation vectorielle on représente par un seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sorties (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) que l'on désire approximer, au mieux ce vecteur pendant

chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires deux à deux ($K_1K'_1, K_2K'_2, K_3K'_3$)

La transformation de Clarke consiste à substituer aux trois variable réelles V_{an}, V_{bn}, V_{cn} par leurs composantes V_α, V_β, V_0 ces composantes sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

La composante $V_0 = 0$ (système équilibré).

Si l'on considère les deux composantes qui restent V_α, V_β comme les projections sur les deux axes perpendiculaire d'un vecteur V_s , ce vecteur a lui tout seul, suffit à caractériser le système triphasé.

A partir de ce qu'on a fait précédemment on peut dresser un tableau récapitulatif des différentes possibilités fournit par cet onduleur de tension. (Tableau . III.1).

K1	K2	K3	Vao	Vbo	Vco	Van	Vbn	Vcn	V_α	V_β	V_s
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	V_0
1	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3	$\sqrt{\frac{2}{3}} E$	0	V_1
1	1	0	E/2	E/2	-E/2	E/3	E/3	-2E/3	$E/\sqrt{6}$	$E/\sqrt{2}$	V_2
0	1	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3	$-E/\sqrt{6}$	$E/\sqrt{2}$	V_3
0	1	1	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	$-\sqrt{\frac{2}{3}} E$	0	V_4
0	0	1	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	$-E/\sqrt{6}$	$-E/\sqrt{2}$	V_5
1	1	1	E/2	-E/2	-E/2	E/3	-2E/3	E/3	$E/\sqrt{6}$	$-E/\sqrt{2}$	V_6
1	1	1	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	V_7

Tableau III.1 récapitulatifs des composantes de Clarke des tensions de sorties de l'onduleur

Nous pouvons remarquer que le module des tensions $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ sont identiques est valent $\sqrt{\frac{2}{3}} E$ nous avons représenté ces vecteurs sur la figure précédentes

Pour mieux expliquer le principe de la modulation vectorielle on fait appel au schéma suivant.

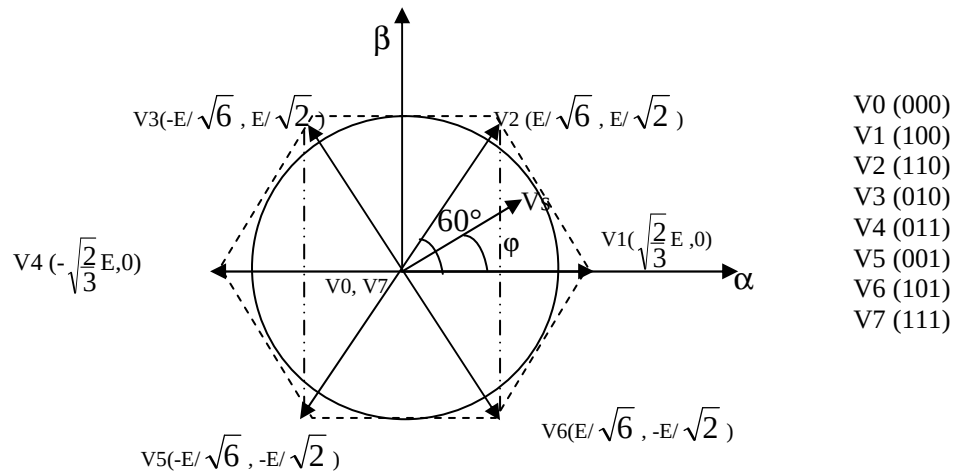


Fig. III.3 diagramme du contrôle vectoriel des tensions de sorties de l'onduleur

Puisque chaque interrupteur a deux états (ouverts, ou fermé) ce qui donne ($2^3 = 8$) combinaisons possibles représentées par huit vecteurs.

Six vecteurs principaux (1 à 6) et deux vecteurs de roue libres (0 et 7), les six vecteurs principaux sont déphasés l'un par rapport à l'autre de 60° formant ainsi six sections (triangles) chaque vecteur correspond à une séquence bien définie composé de trois variable logique qui pilotent instantanément, les trois bras de l'onduleur par exemple le vecteur V1 est lié à la séquence (100) ce qui correspond à la situation où les interrupteurs K_1, K'_2, K'_3 fermés, afin d'exploiter cette méthode il faut transformer la tension V_s en deux tensions de commande (V_α, V_β) du système triphasé et qui satisfait.[15]

Si on repère les secteurs par un indice entier i , on peut exprimer les vecteurs par les relations suivantes:

$$\begin{cases} \vec{V}_i = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot e^{j \left((i-1) \frac{\pi}{3} \right)}, i = 1 \dots 6 \\ \vec{V}_7 = \vec{V}_0 = \vec{0} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Tel que $V_s = V_\alpha + jV_\beta$, ce vecteur est ainsi généré en valeur moyenne par une application successive des séquences actives et des séquences de roue libre.

A chaque rotation complète de vecteur V_s dans le plan précédent, les huit secteurs sont balayés pour ne pas avoir des commutations indésirables, il est nécessaire de réarranger les séquences de sorte que pendant la transition d'un état à un autre, un seul bras de l'onduleur soit affecté.[7][8]

Pour montrer comment s'effectuer la modulation on fait appel à la figure suivante.

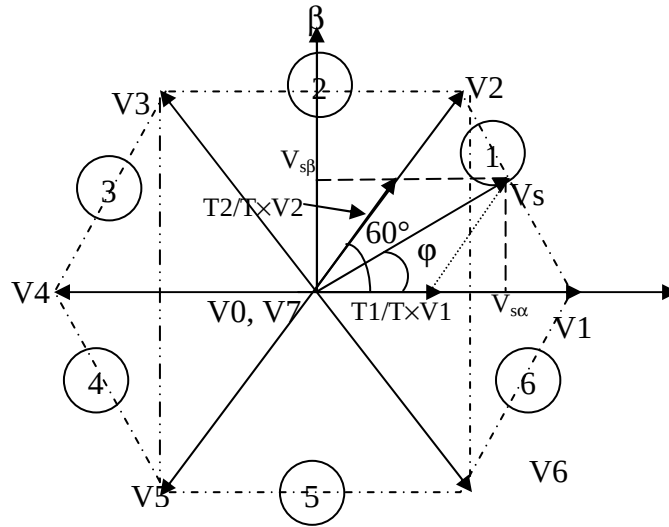


Fig. III.4 Définition du vecteur d'espace

Imposer les tensions V_{an} , V_{bn} , V_{cn} revient à imposer V_α , V_β donc de définir le temps de conduction de chaque élément de l'onduleur, pour cela il faut localiser le domaine où se trouve

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}. \quad (\text{III.4})$$

Soit par exemple V_s entre (V_1 et V_2) alors V_s sera composé d'un morceau de V_1 , et d'un autre de V_2 soit, T_1 et T_2 les temps d'applications de V_1 et de V_2 soit T_0 le temps d'application d'une tension nulle avec une contrainte qui sera $T_1 + T_2 + T_0 = T_m$

Pour déterminer les temps T_1 et T_2 il faut que :

$$\frac{T_1}{T_m} \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_m} \vec{V}_2 + \frac{T_0}{T_m} \vec{V}_0 = \vec{V}_s \quad (\text{III.5})$$

Tel que $(T_1/T) = d_1$, $(T_2/T) = d_2$, $(T_0/T) = d_0$ Où

T_m : représente la période de modulation

T_1 , T_2 : sont les durées de modulation liées aux séquences correspondant aux vecteurs V_1 et V_2 .

III.4 Calcul des temps d'application des états de l'onduleur

A chaque période de modulation de l'onduleur que nous noterons T_m , le vecteur $\vec{V}_s$, projeté sur ses deux vecteurs adjacents assure le calcul des temps de commutation (fig III.4)

La somme des temps de conduction T_i et T_{i+1} doit être inférieure à la période de modulation T_m de l'onduleur.

Pour illustrer la méthodologie, considérons ici le vecteur de tension $\vec{V}_s$ entre les vecteurs $\vec{V}_1$ et $\vec{V}_2$ qui correspondent aux commutations V_1 et V_2 .

$$\vec{V}_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot e^{j \cdot 0} \quad \text{et} \quad \vec{V}_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot e^{j \cdot \frac{\pi}{3}} \quad \text{III.6}$$

On exprimant le vecteur tension dans le plan (α, β) nous aurons :

$$\vec{V}_s = V_{s\alpha} + j \cdot V_{s\beta} = \frac{T_1}{T_m} \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_m} \vec{V}_2 \quad \text{III.7}$$

$$V_{s\alpha} + j \cdot V_{s\beta} = \frac{T_1}{T_m} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot (\cos(0) + j \cdot \sin(0)) + \frac{T_2}{T_m} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot \left(\cos\left(\frac{\pi}{3}\right) + j \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \right) \quad \text{III.8}$$

Après résolution nous obtenons :

$$T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_m}{E} \quad \text{Et} \quad T_2 = \sqrt{2} \cdot V_{s\beta} \cdot \frac{T_m}{E} \quad \text{III.9}$$

Si nous faisons les mêmes calculs pour les six secteurs, les temps de conduction obtenus sont les suivants :

Secteur (i=1)	Secteur (i=2)	Secteur (i=3)
$T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_m}{E}$ $T_2 = \sqrt{2} \cdot V_{s\beta} \cdot \frac{T_m}{E}$	$T_2 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_m}{E}$ $T_3 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_m}{E}$	$T_3 = \sqrt{2} \cdot V_{s\beta} \cdot \frac{T_m}{E}$ $T_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_m}{E}$
Secteur (i=4)	Secteur (i=5)	Secteur (i=6)
$T_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_m}{E}$ $T_5 = -\sqrt{2} \cdot V_{s\beta} \cdot \frac{T_m}{E}$	$T_5 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_m}{E}$ $T_6 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_m}{E}$	$T_6 = -\sqrt{2} \cdot V_{s\beta} \cdot \frac{T_m}{E}$ $T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_m}{E}$

Tableau.III.2 calcul des temps d'application des vecteurs non nuls

III.5.calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur :

Le calcul des commutations sera défini à partir des rapports cycliques :

$$d_i = \frac{T_i}{T_m}$$

Par exemple, pour le secteur 1 les relations du tableau III.2 donnent :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_m}{E} \quad \text{Et} \quad T_2 = \sqrt{2} \cdot V_{s\beta} \cdot \frac{T_m}{E} \\ d_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{1}{E} \quad \text{Et} \quad d_2 = \sqrt{2} \cdot V_{s\beta} \cdot \frac{1}{E} \end{array} \right. \quad \text{III.10}$$

En opérant de la même façon pour les autre secteurs les résultats sont donnes par :

Secteur (i=1)	Secteur (i=2)	Secteur (i=3)
$d_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{1}{E}$ $d_2 = \sqrt{2} \cdot V_{s\beta} \cdot \frac{1}{E}$	$d_2 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{1}{E}$ $d_3 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{1}{E}$	$d_3 = \sqrt{2} \cdot V_{s\beta} \cdot \frac{1}{E}$ $d_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{1}{E}$
Secteur (i=4)	Secteur (i=5)	Secteur (i=6)
$d_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{1}{E}$ $d_5 = -\sqrt{2} \cdot V_{s\beta} \cdot \frac{1}{E}$	$d_5 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{1}{E}$ $d_6 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{1}{E}$	$d_6 = -\sqrt{2} \cdot V_{s\beta} \cdot \frac{1}{E}$ $d_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{1}{E}$

Tableau.III.3 calcul des rapports cycliques

III.6.distributions des instants de commutations :

Durant une période de modulation, l'onduleur aura trois états distincts, les deux premiers correspondent aux temps de conduction assurant l'obtention de la tension, la somme de ces deux temps doivent être inférieure à T_m .

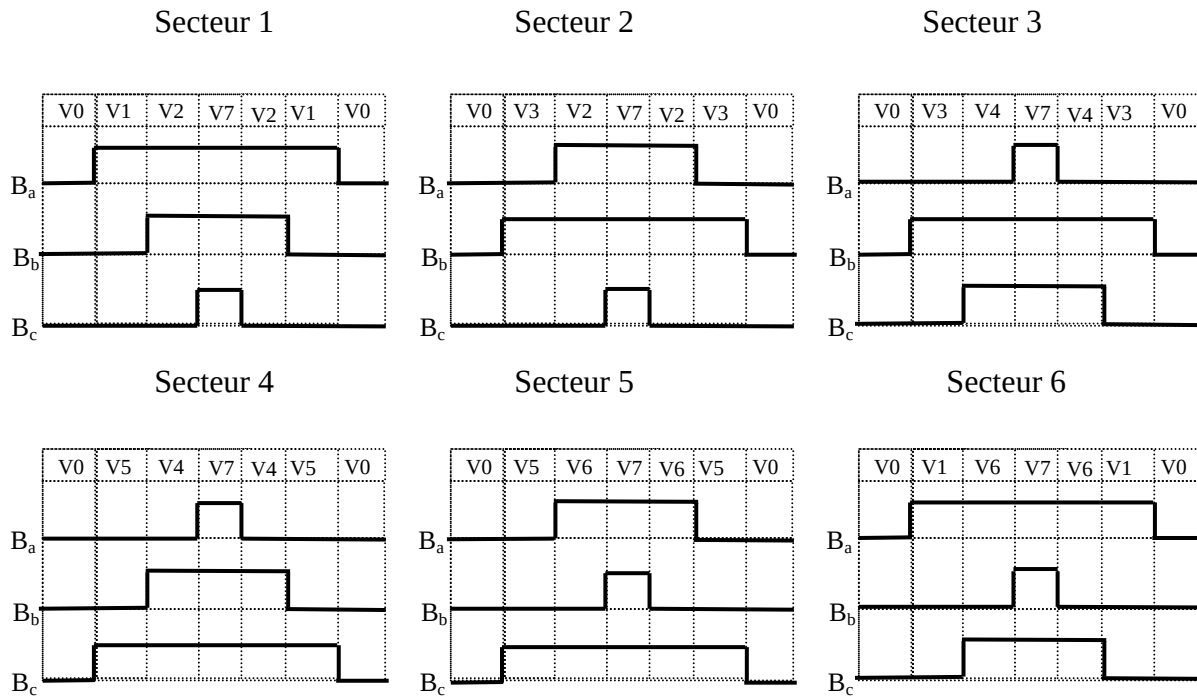


Fig. III.5 : séquence pour la MLI vectorielle de chaque secteur

Le complément à la période de commutation T_m sera assuré par les commutation nulles V_0 et V_7 ,

Les tensions d'application des vecteurs de tension V_1 et V_2 sont inférieure à la période de modulation, ce qui conduit à $d_1 + d_2 < 1$, pour compléter la période de modulation nous appliquerons un vecteur nul (V_0 ou V_7).

En supposant qu'initialement le vecteur V_s coïncide avec le vecteur V_1 deux séquences sont actives, la séquence qui correspond au vecteur V_1 est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue libre est appliquée durant la durée T_0 , la séquence qui correspond au vecteur V_2 est inactive car la durée T_2 est nulle.

Au fur et à mesure que le vecteur V_s s'éloigne du vecteur V_1 et on s'approche du vecteur V_2 , T_1 diminue et T_2 augmente quand le vecteur V_s atteint le vecteur V_2 , T_1 sera nul et T_2 sera maximale.[8][24]

Les expressions précédentes T_1 , T_2 , T_0 , sont valables lorsque le cercle formé par V_s durant sa rotation ne dépasse pas les droites de l'hexagone.

Une fois les durées d'application des vecteurs calculées, il faut déterminer les instants de commutation des interrupteurs, le problème étant de déterminer plusieurs séquences de commutations des interrupteurs qui correspondent aux temps calculé.

Pour une même fondamentale de sortie, chaque séquence produit des harmoniques et des pertes en commutation différentes, la diversité de ces séquences est causée par la façon de distribuer le temps d'application des vecteurs nuls V_7, V_0 et le positionnement de ces vecteurs sur une période de modulation.[24][25]

Vu le nombre important de ces séquences, notre choix était limité aux séquences minimisant les pertes de commutation, ou on garde un bras sans commutation pendant chaque période de modulation.

Comme les vecteurs V_7, V_0 donnent la même dynamique, la réalisation du vecteur nul est sélectionné comme suit :

1. $\vec{V}_0$ est utilisé avant ou après les vecteurs impaires $\{\vec{V}_1, \vec{V}_3, \vec{V}_5\}$ dans le sens trigonométrique.
2. $\vec{V}_7$ est utilisé avant ou après les vecteurs paires $\{\vec{V}_2, \vec{V}_4, \vec{V}_6\}$ dans le sens trigonométrique.

III.7-Le principe fondamental de la dtc classique :

Nous avons déjà vu ça dans le deuxième chapitre que les équations représente la modélisation de la MSAP sont :

$$V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \quad (III.11)$$

$$V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt}$$

Tel que les équations des flux sont :

$$\phi_{s\alpha} = L_{s\alpha} I_{s\alpha} + \phi_f \quad (III.12)$$

$$\phi_{s\beta} = L_{s\beta} I_{s\beta}$$

Et L'équation du couple électromagnétique

Donner par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot |\phi_f| I_{sq} \quad (III.13)$$

En remplace I_{sq} par sa valeur on trouve

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot \frac{1}{L_s} \left| \phi_s \right| \left| \phi_f \right| \sin \theta \quad (III.14)$$

En supposant que, par son réglage, l'amplitude de ϕ_s est plus proche de sa valeur de référence, l'amplitude de $|\phi_f|$ est constante, lorsque le flux est établi dans la machine l'équation (III.10) permet donc de conclure que le réglage le plus favorable du couple c'est régler l'angle (θ) et dans ce cas le couple, il suffit de régler la position du vecteur flux stator dans les axes (α, β) en appliquant un vecteur tension approprié prenant en compte à la fois le comportement de l'amplitude et de la phase du flux stator.[26]

Pour contrôler le couple électromagnétique C_{em} de la machine on peut ajuster soit l'angle de charge (θ) ou bien la position du flux statorique $|\phi_s|$ par l'application d'une tension (V_s).

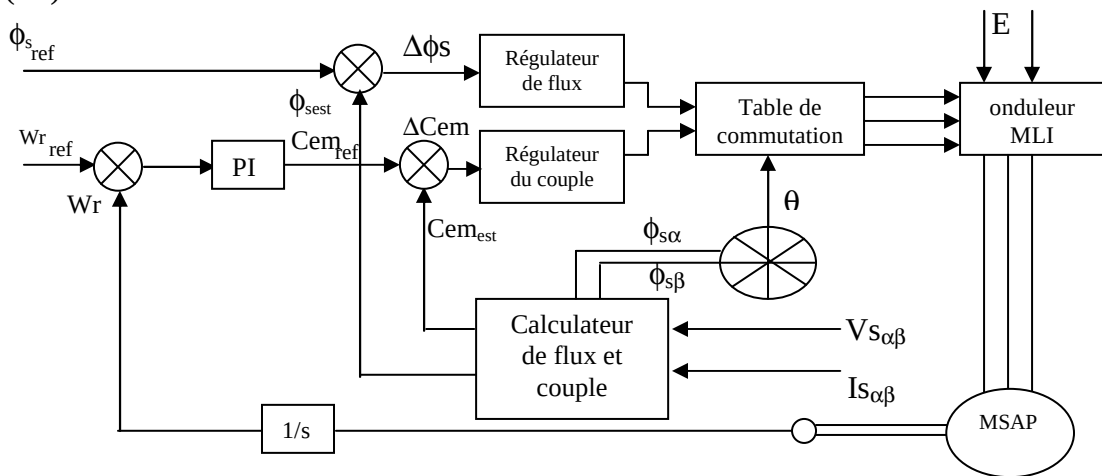


Fig. III.6 Structure générale du contrôle direct du couple pour la MSAP

III.8-La dtc par la technique de la Mli vectorielle basée sur le régulateur PI.

Cette partie est consacrée pour l'implantation de la commande directe du couple (DTC) de la machine synchrone à aimants permanents par la technique de vecteur d'espace de tension.

Pour réduire les ondulations du flux et du couple électromagnétique on utilise une nouvelle approche c'est la DTC avec la technique de la MLI vectorielle (**SVPWM**), ce système de contrôle est similaire au contrôle classique, mais on a utilisé un régulateur proportionnel intégral après les comparateurs de flux et du couple respectivement, à la sortie de chaque contrôleur on génère les deux tensions V_{sd} l'image de la composante flux et V_{sq} l'image de la composante du couple ces deux dernières sont transformées du référentiel (d, q) au référentiel (α, β) fig III.7 .[20][21]

On peut aussi écrire à partir des équations précédentes :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (III.15)$$

$$\begin{cases} \phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \theta = \arctan(\phi_{s\beta} / \phi_{s\alpha}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} p (\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \end{cases} \quad (III.16)$$

$$\begin{cases} |V_s| = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \\ \theta = \arctan(V_{s\beta} / V_{s\alpha}) \end{cases} \quad (III.17)$$

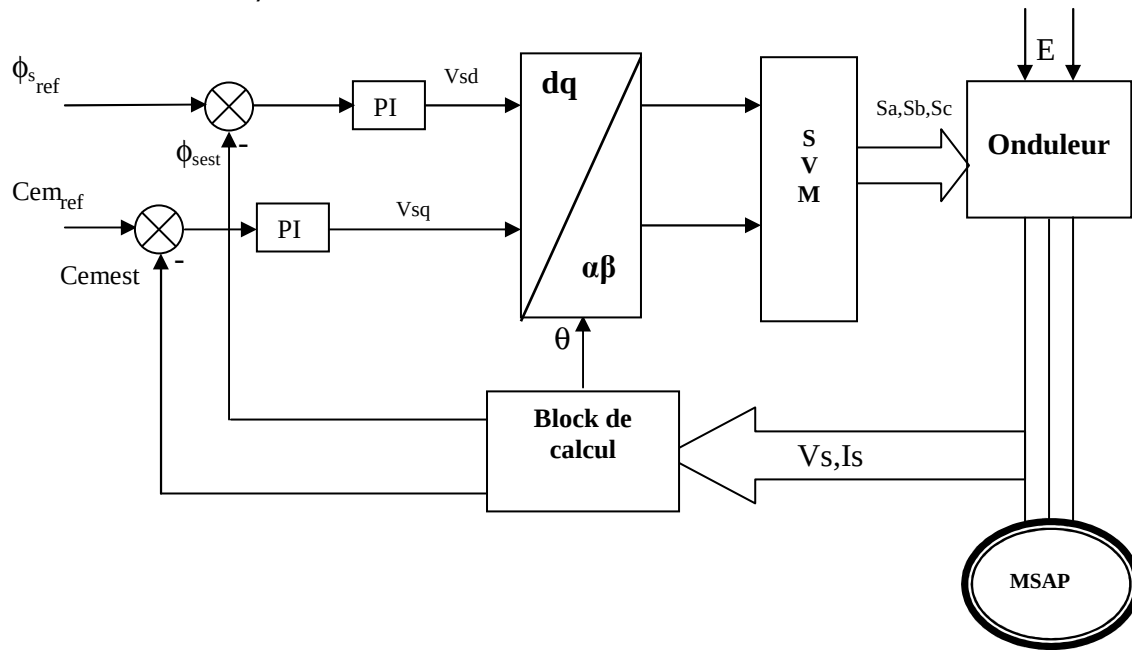


Fig. III.7 : DTC avec SVM basée sur des régulateurs PI

La Figure III.9 montre le schéma bloc de simulation effectuée dans l'environnement matlab/simulink.

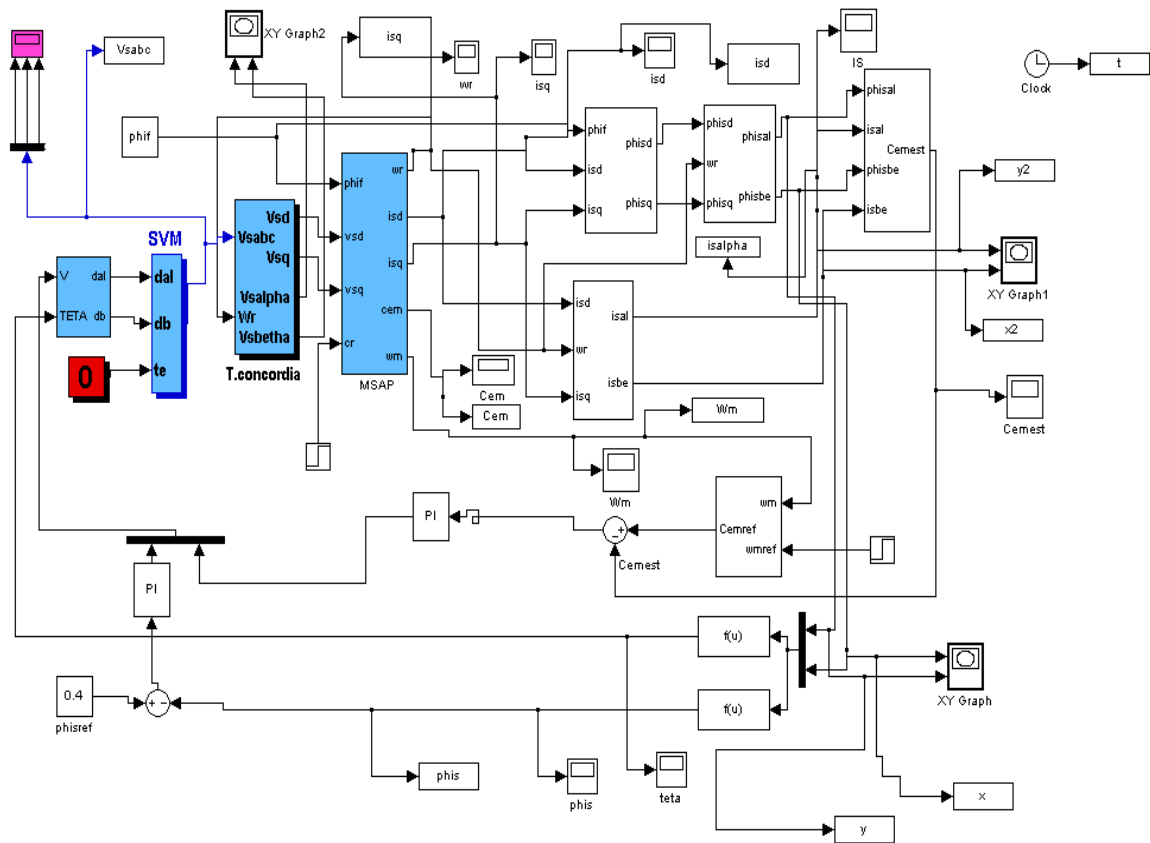


Fig.III.8 : schéma de bloc de la DTC avec SVM basée sur des régulateurs PI

:

III.9 Résultats de la simulation

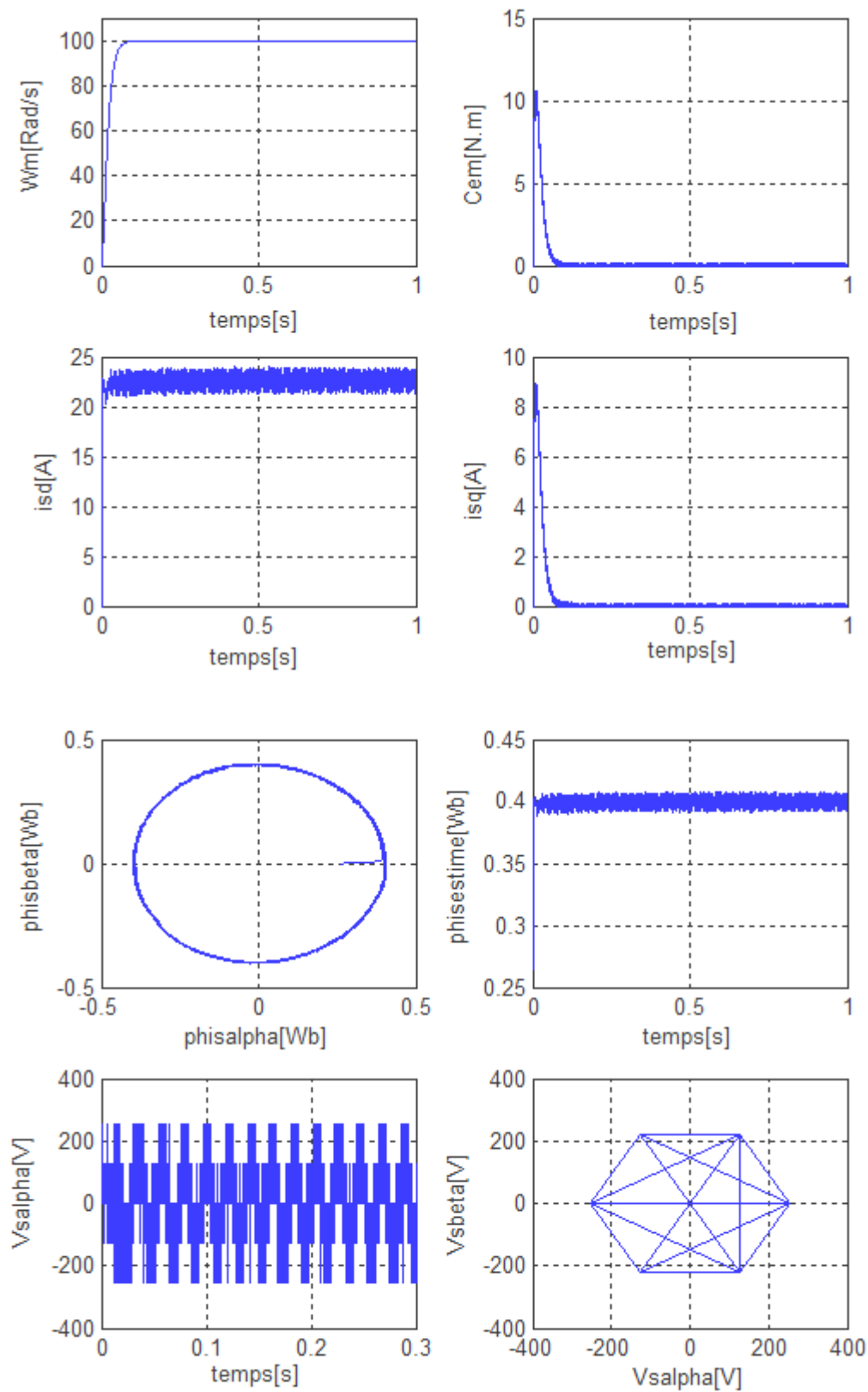


Fig.III.9 : résultats de la simulation de la DTC-SVM à vide

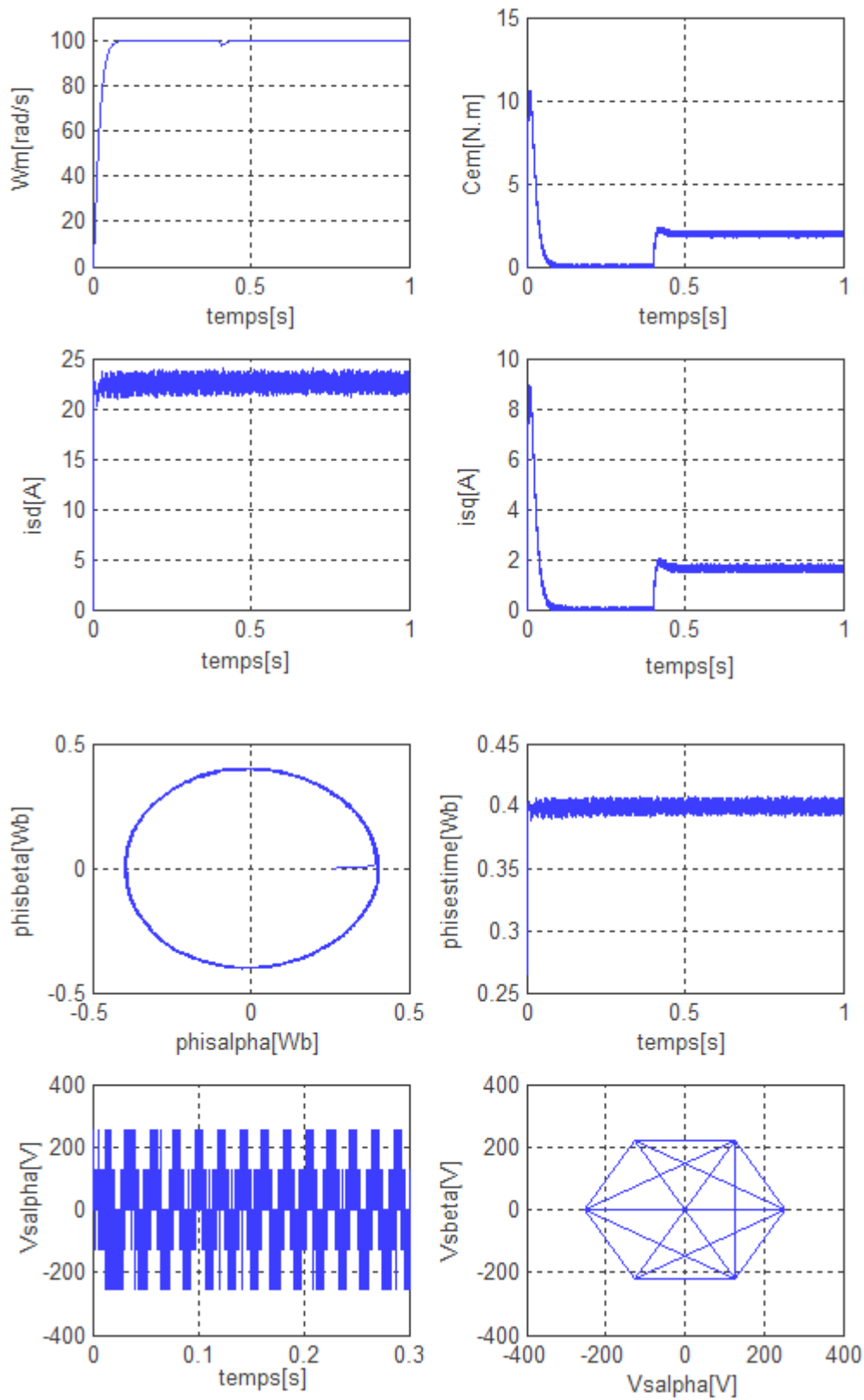


Fig.III.10 : résultats de la simulation de la DTC-SVM lors de l'application d'une charge ($C_r=2N.m$ à $t=0.4s$)

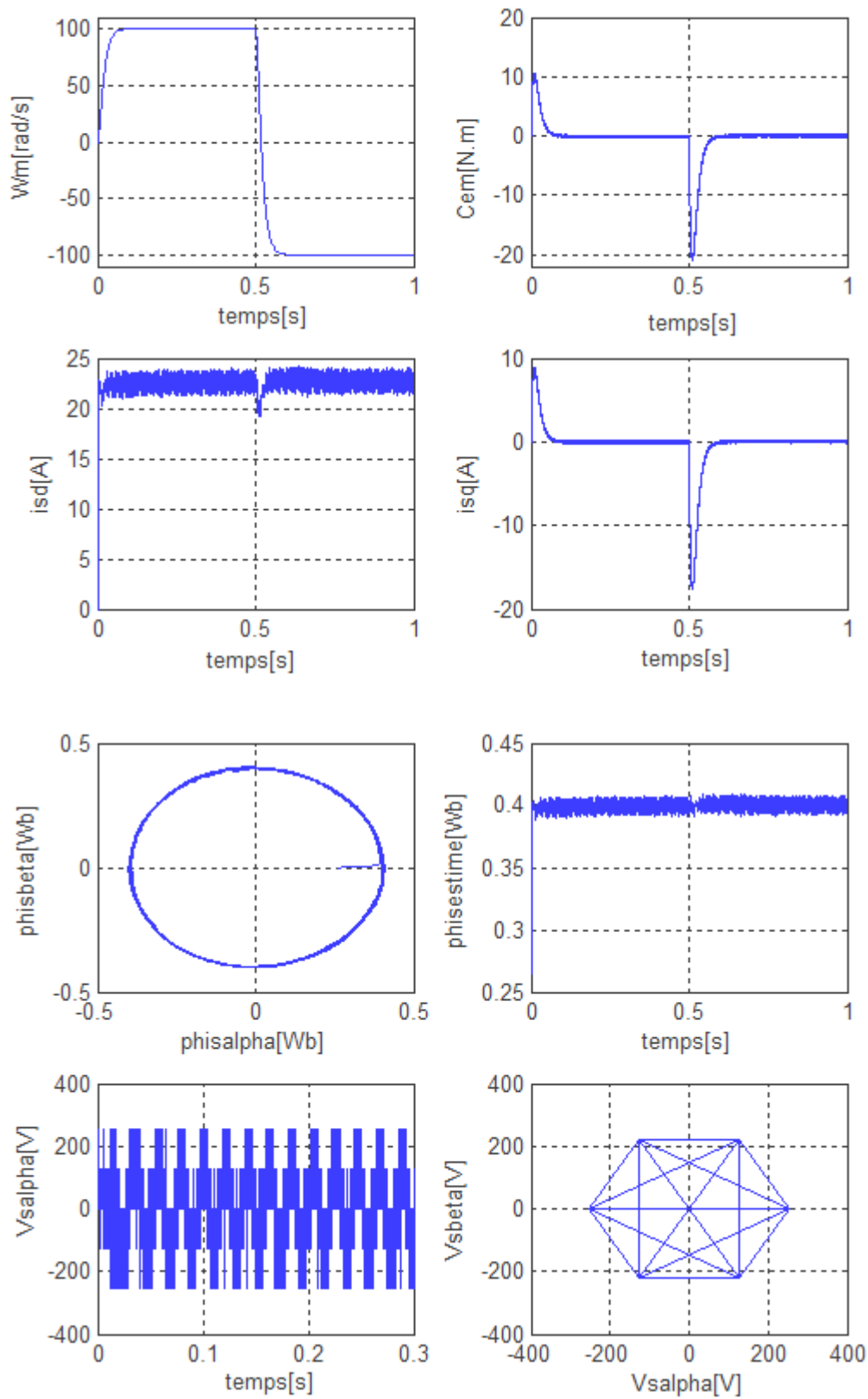


Fig.III.11 : inversion de sens de rotation à vide de vitesse (100/-100 rad/s à $t=0.5$ s)

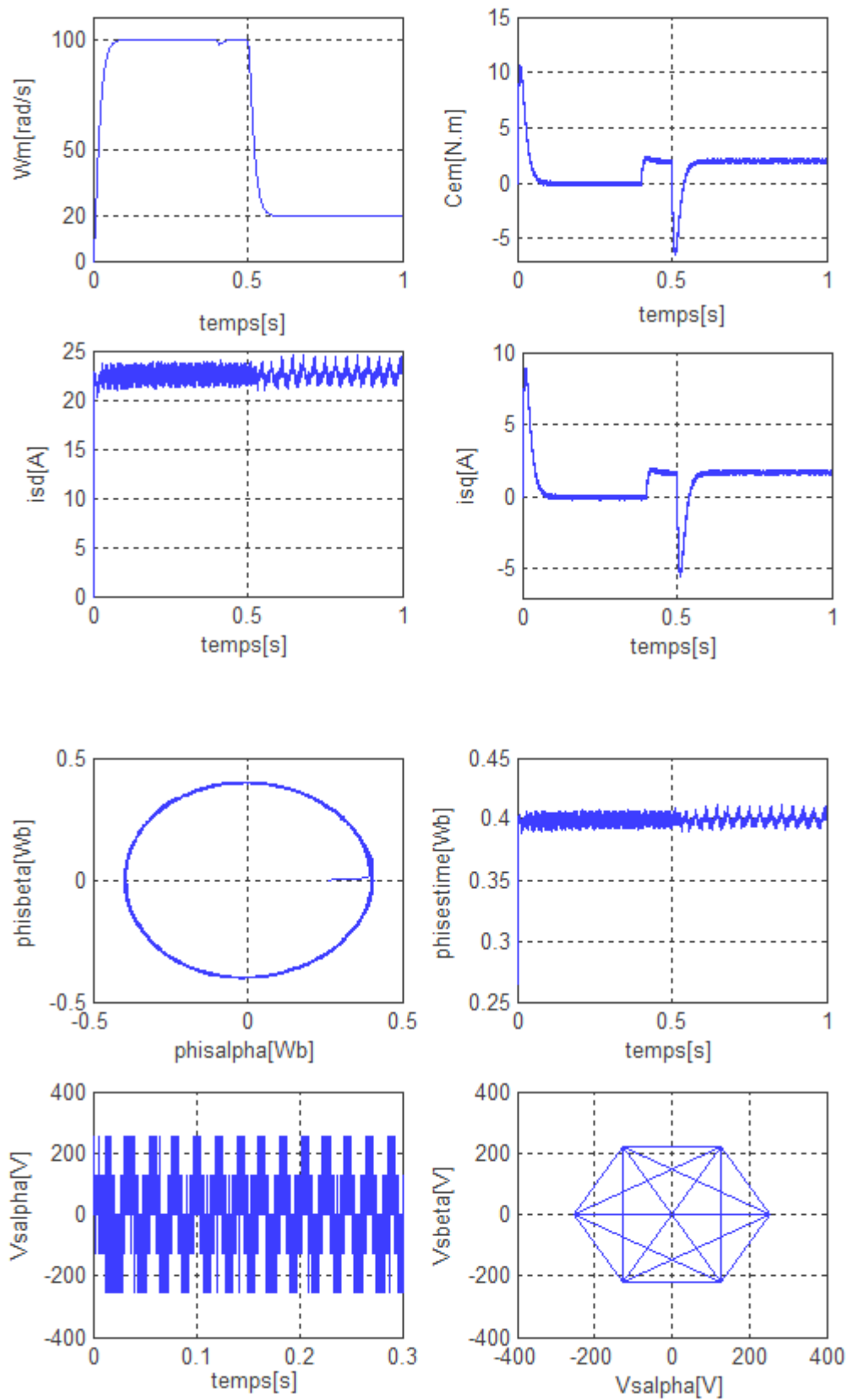


Fig.III.12 : résultats de la simulation de la DTC-SVM en charge par un changement de vitesse de (100/20 rad/s à $t=0.5$ s)

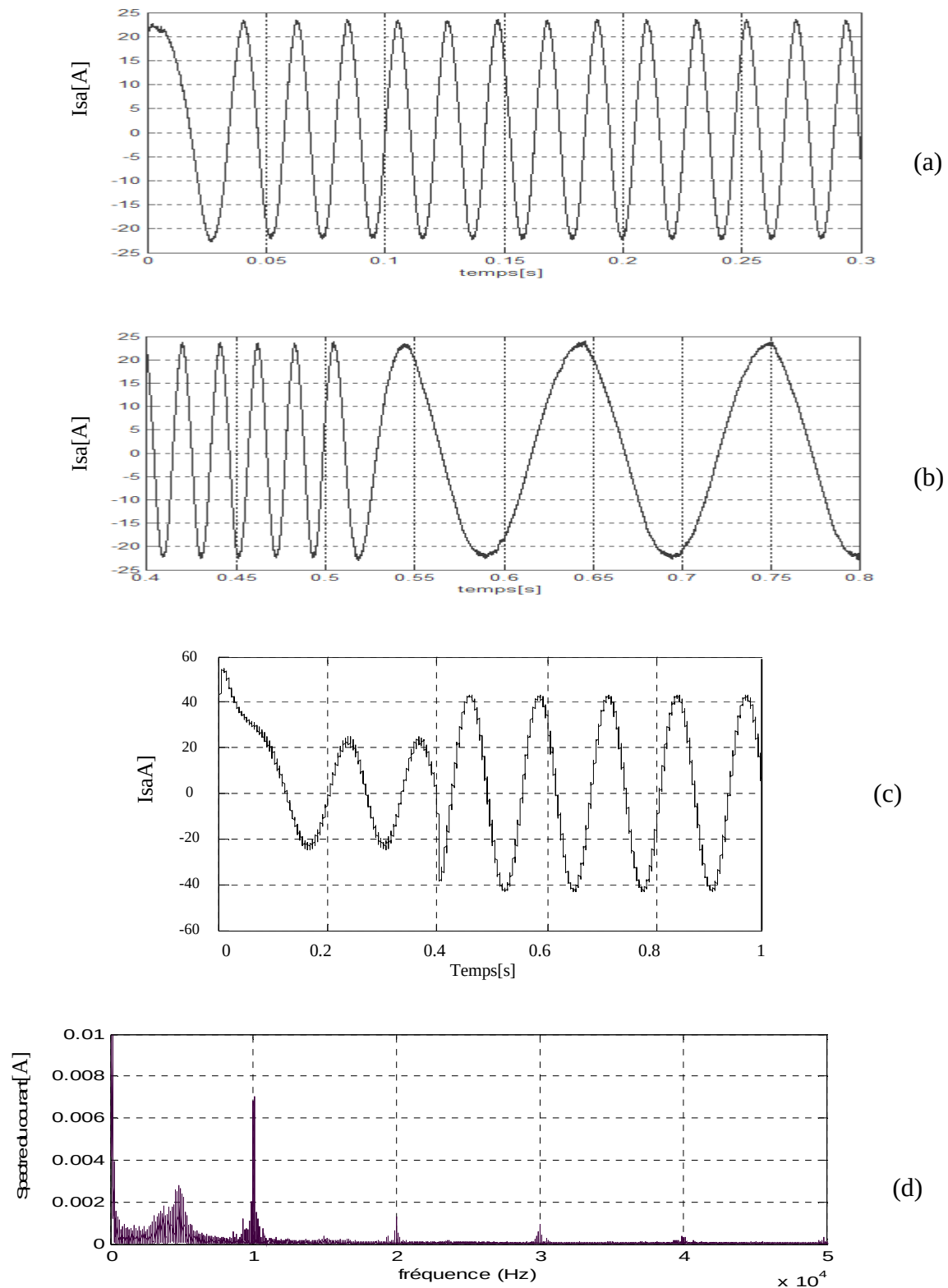


Fig.III.13: résultats de la simulation pour la forme des courants

(a)-la forme de I_{sa} à vide

(b)- la forme de I_{sa} lors de changement de vitesse de 100/20

©- la forme de I_{sa} a vide puis en charge

(d)-la forme de spectre du courant

III.10 Interprétation des résultats :

Les résultats obtenus en simulation mettent en évidence les performances du système de commande à vide et en charge on note que la vitesse atteint rapidement le régime permanent, le couple et le courant isq ont la même allure, les tensions ont des formes rectangulaires et La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire (fig III.9-10).

Pour un changement de sens de rotation à vide à $t=0.5$ (fig III.11) on constate que la vitesse atteint sa référence rapidement et le couple électromagnétique atteint sa valeur nulle après la petite perturbation dans la période de l'inversion de vitesse, même chose pour le courant isq. La figure (III.12) c'est la simulation en charge mais dans ce cas on a fait une dégradation de vitesse à $t= 0.5s$ (100/20 rad/s) pour voir est ce que notre machine fonctionne à des faible vitesse, après la simulation on a tiré que la machine fonctionne mais il y a des ondulations au niveau du courant isd et du flux.

Dans la (figIII.13) les formes des courants sont sinusoïdales pour tous les types de simulation, ensuite pour la fréquence elle est constante contrairement à la commande DTC classique. Pour une meilleure étude de notre machine on va changer les types des régulateurs pour aboutir à des différents résultats avec différents types de régulateur, et ce travail c'est notre objectif dans le chapitre suivant.

III.11 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent alimenté par un onduleur de tension à SVM, et on a établi le modèle de la SVM avec MATLAB/SIMULINK, la technique de la SVM est généralement compliqué dans la théorie et difficile dans l'exécution pratique. L'essentiel est de vérifier la validité de notre stratégie de commande et cet objectif est atteint dans le cadre de la simulation. Ensuite pour cette stratégie nous avons fourni les relations génériques permettant le calcul des différents rapports cycliques de chaque bras de l'onduleur durant une période de modulation et cela pour tous les secteurs parcourus le vecteur tension.

La robustesse de la méthode MLI vectorielle a été également validée une étude de sensibilité de la méthode de commande vis-à-vis des paramètres de la machine a été réalisé en outre, cette flexibilité avec plusieurs principes de fonctionnement montre la robustesse de la méthode d'un autre point de vue. Cette dernière nous permet de mieux contrôler la fréquence de commutation, de plus cette stratégie de commande est caractérisée par des pertes de commutation réduites, en plus la MLI vectorielle et naturelle permet de mieux contrôler la fréquence de commutation.

Chapitre IV

***LA COMMANDE SVM BASÉE SUR DES REGULATEURS
À HYSTERESIS***

IV.1- introduction

Les performances de la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone à aimants permanents 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 (MLI) a apporté une plus grande souplesse dans le contrôle des convertisseurs, parmi les variantes de la MLI et la plus en vue en ces derniers temps essentiellement dans la conduite des machines à courant alternatif, la technique dite la modulation vectorielle (ou space vector modulation « SVM »). Le principe de cette technique repose sur la sélection de la séquence et le calcul des temps de conduction ou d'extinction comme a été démontré dans le chapitre précédent, mais dans cette partie nous présentons les blocs de la simulation de la modulation vectorielle sur le logiciel MATLAB /SIMULINK avec l'utilisation d'autres régulateurs sont les régulateurs à hystérésis et les comparer avec les résultats trouvés quand on utilise les régulateurs PI[26][27].

IV.2.Principe de la commande :

Le principe de cette technique DTC-SVM utilise la table de commutation donnée par le tableau IV.1 la modulation vectorielle combinée avec des régulateurs à hystérésis.

Le contrôle par hystérésis utilise des régulateurs de type « tout ou rien » est caractérisé par leur simplicité de mise en œuvre, leur robustesse, leur rapidité illimitée et essentiellement de leur indépendance des paramètres de la commande, mais l'absence de coordination entre les références des courants induits et l'intervention aléatoire des vecteurs de tension V_i ce qui augmente la fréquence de découpage.

Pour minimiser ce problème on a utilisé une technique qui combine entre la MLI vectorielle et hystérésis [1] [3] [27].

La table de commutation est donnée par le tableau (IV.1), cette dernière donne la position et l'amplitude du vecteur tension suivant les sorties des régulateurs à hystérésis du couple et du flux

.

Dans ce système le vecteur tension est obtenu à partir d'une table basée sur la méthode classique (tableau IV.1), ce vecteur change avec la référence de la position du flux statorique, contrairement à la DTC classique, dans laquelle le vecteur tension change avec la référence du vecteur moyen du présent secteur [5] [6].

Ccpl	Cflx	Vecteur tension	
		Angle $\Delta\theta$	Amplitude V
-1	0	$-2/3\pi$	$2/3 E$
	1	$-1/3\pi$	$2/3 E$
0	0	0	0
	1		
1	0	$2/3\pi$	$2/3 E$
	1	$1/3\pi$	$2/3 E$

Tableau IV.1 : table de commutation

B_{ao} B_{bo} B_{co}	Secteur	B_{ai} B_{bi} B_{ci}	V_i
1 0 0	1	1 0 0	V1
		1 1 0	V2
		Autre cas	V0
1 1 0	2	1 1 0	V2
		0 1 0	V3
		Autre cas	V7
0 1 0	3	0 1 0	V3
		0 1 1	V4
		Autre cas	V0
0 1 1	4	0 1 1	V4
		0 0 1	V5
		Autre cas	V7
0 0 1	5	0 0 1	V5
		1 0 1	V6
		Autre cas	V0
1 0 1	6	1 0 1	V6
		1 0 0	V1
		Autre cas	V7

Tableau IV.2 : différentes configuration possibles

Ce système de contrôle à besoin de la MLI vectorielle pour obtenir les différentes positions du vecteur tension à partir des six positions standard.

Les trois tensions désirées de phase peuvent être représentées par un vecteur équivalent, tournant Dans la direction antihoraire .La grandeur de ce vecteur est liée à la grandeur de la tension de sortie, et le temps où ce vecteur prend pour accomplir une révolution est identique à la période de temps fondamentale de la tension de sortie [8] [14].

Considérons la position de vecteur de tension désiré V_s est dans le secteur 1, Ce vecteur peut être synthétisé par l'impulsion de la MLI des deux vecteurs adjacents V_1 (1 0 0) et V_2 (1 1 0), les coefficients d'utilisation de chacun étant d_1 et d_2 respectivement, et le vecteur nul V_0 (0 0 0) et V_7 (1 1 1) donnés par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} d_1 \vec{V}_1 + d_2 \vec{V}_2 &= \vec{V}_s \\ d_1 + d_2 + d_0 &= 1 \end{aligned} \quad (\text{IV.1})$$

Si on suppose que le vecteur tension est situé dans la première région, on n'utilise que les vecteurs V_1 , V_2 et V_0 comme dans le cas de la MLI vectorielle et à l'aide d'une bande d'hystérésis « B_{xi} » on sollicite le vecteur V_1 pour diminuer les courants dans les phases b et c ou le vecteur V_2 pour augmenter les courants dans les phases a et b, ce qui est suffisant pour garder les trois courants à l'intérieur de la bande d'hystérésis.

Une deuxième bande d'hystérésis plus grande « B_{x0} » pour indiquer le passage du vecteur référence d'une région à une autre [28] [30].

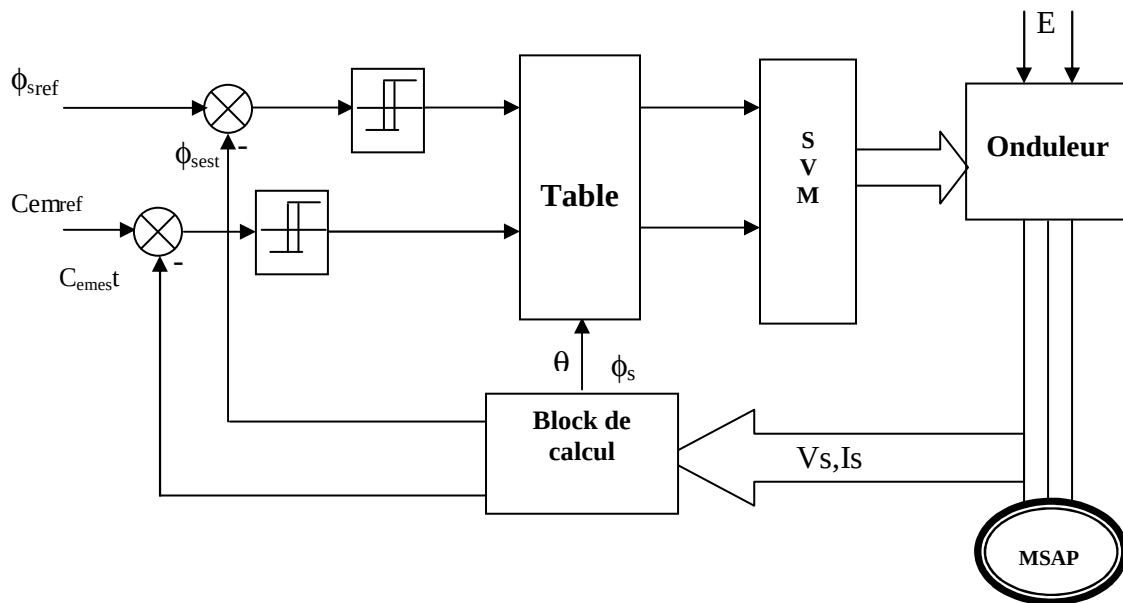


Fig. IV.1: DTC avec SVM basée sur des régulateurs à hystérésis

Le schéma bloc de simulation de la machine MSAP combiné avec les régulateurs à hystérésis est donné comme suit

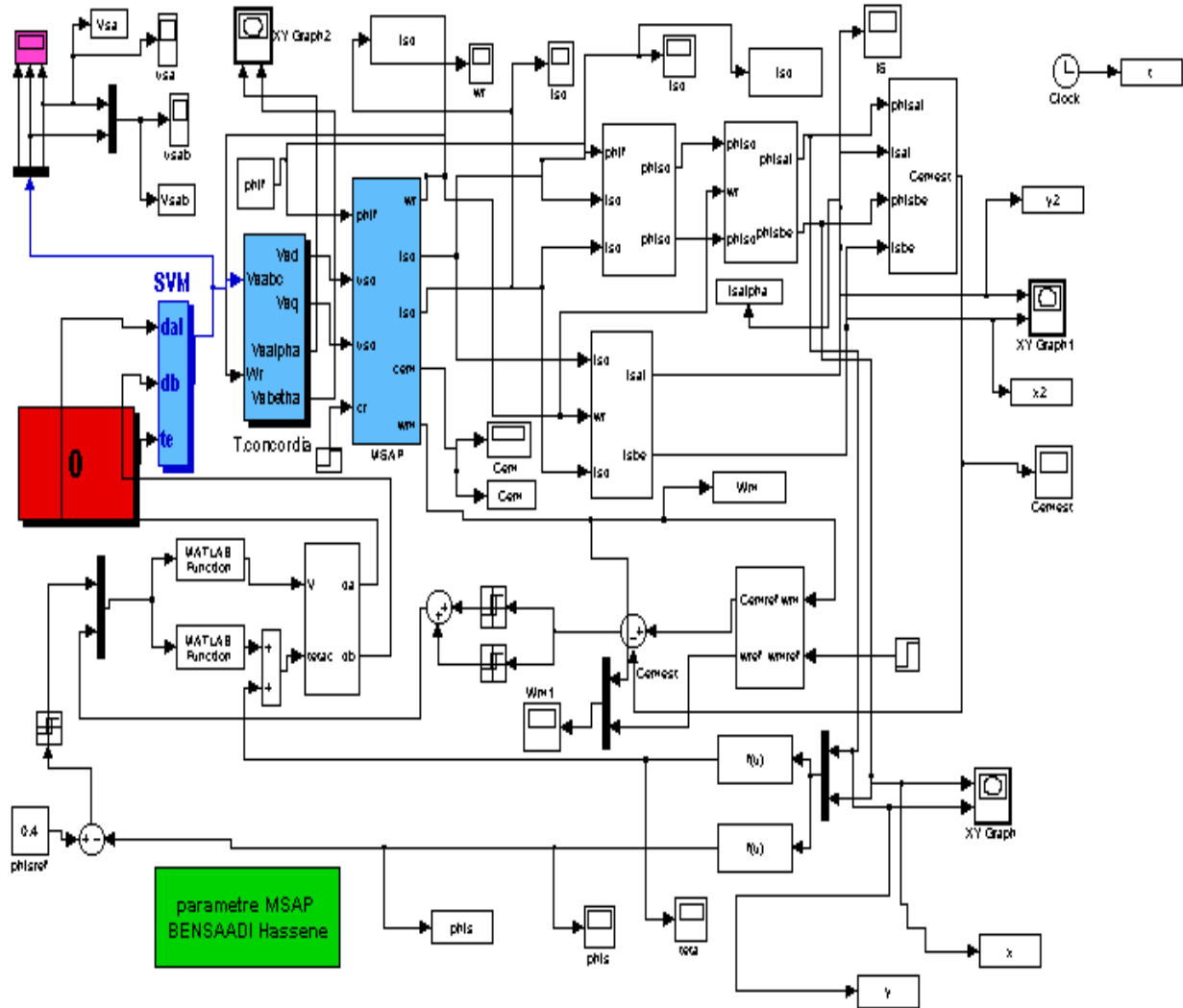


Fig. IV.2 : Schéma bloc de la **DTC** avec **SVM** basée sur des régulateurs à hystérésis

IV.3. Résultats de la simulation :

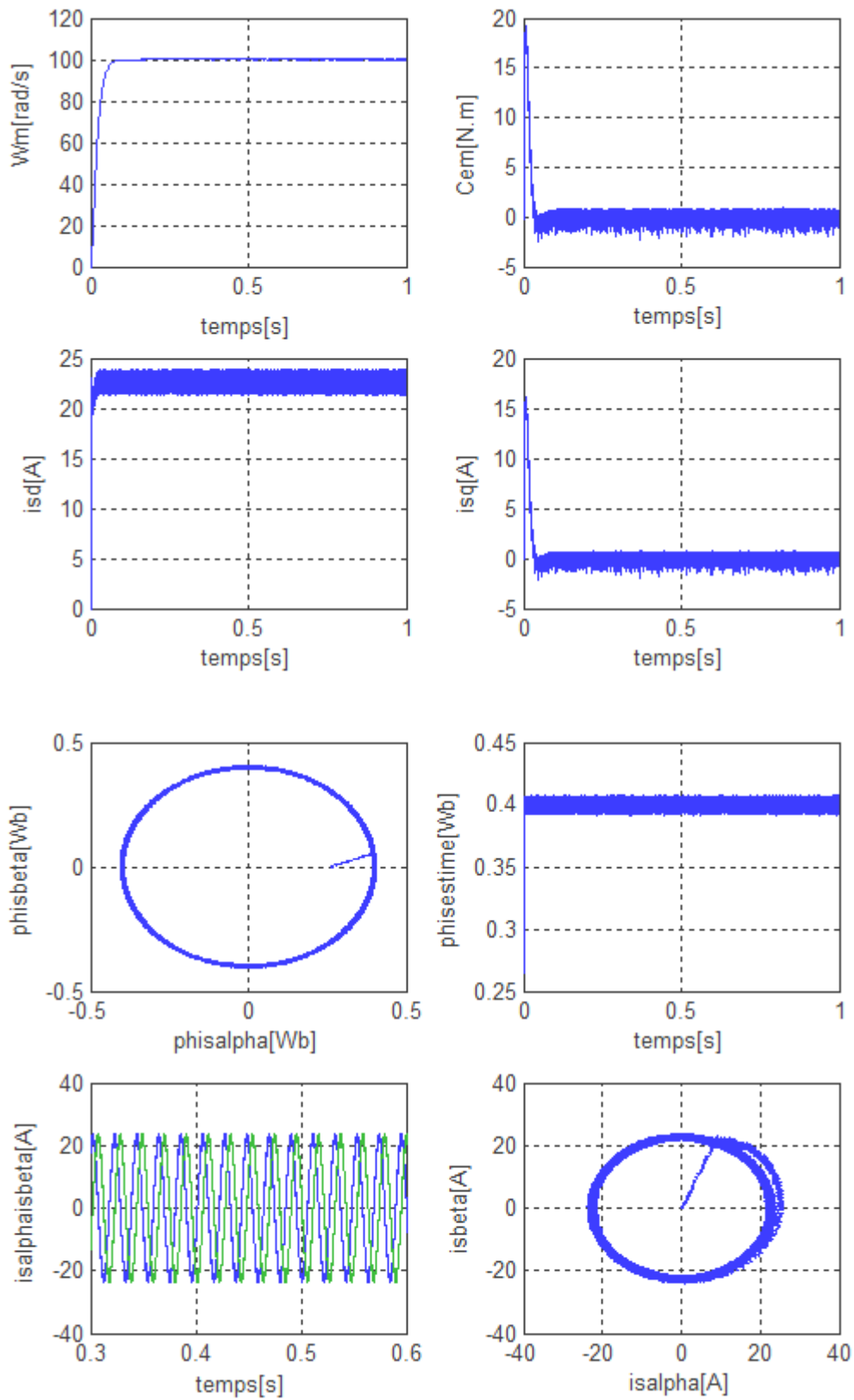


Fig.IV.3 : résultats de la simulation de la DTC-SVM à vide avec des régulateurs à hystérésis

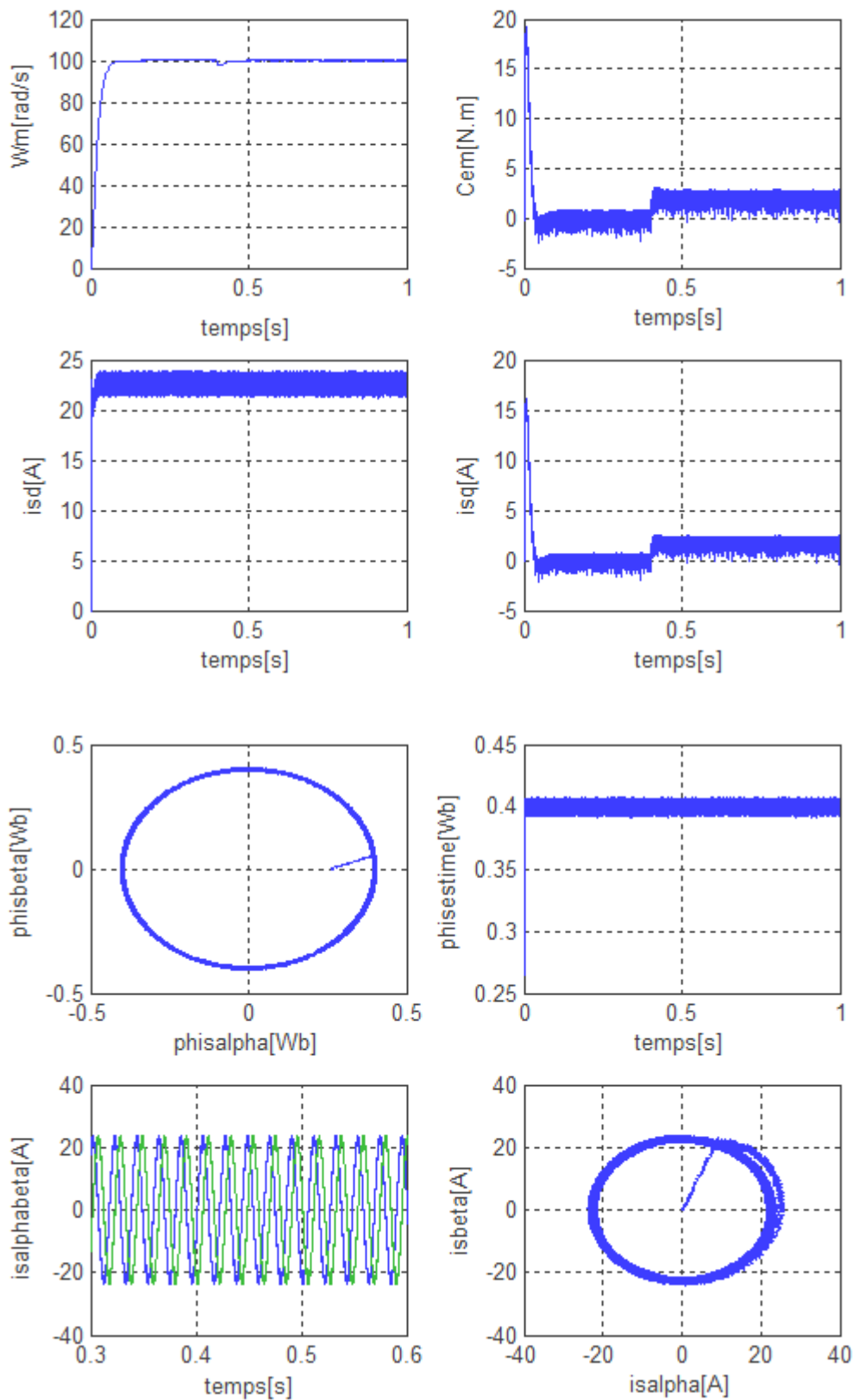


Fig.IV.4 : résultats de la simulation DTC-SVM lors de l'application d'une charge $C_r=2\text{N.m}$ à $t=0.4\text{s}$

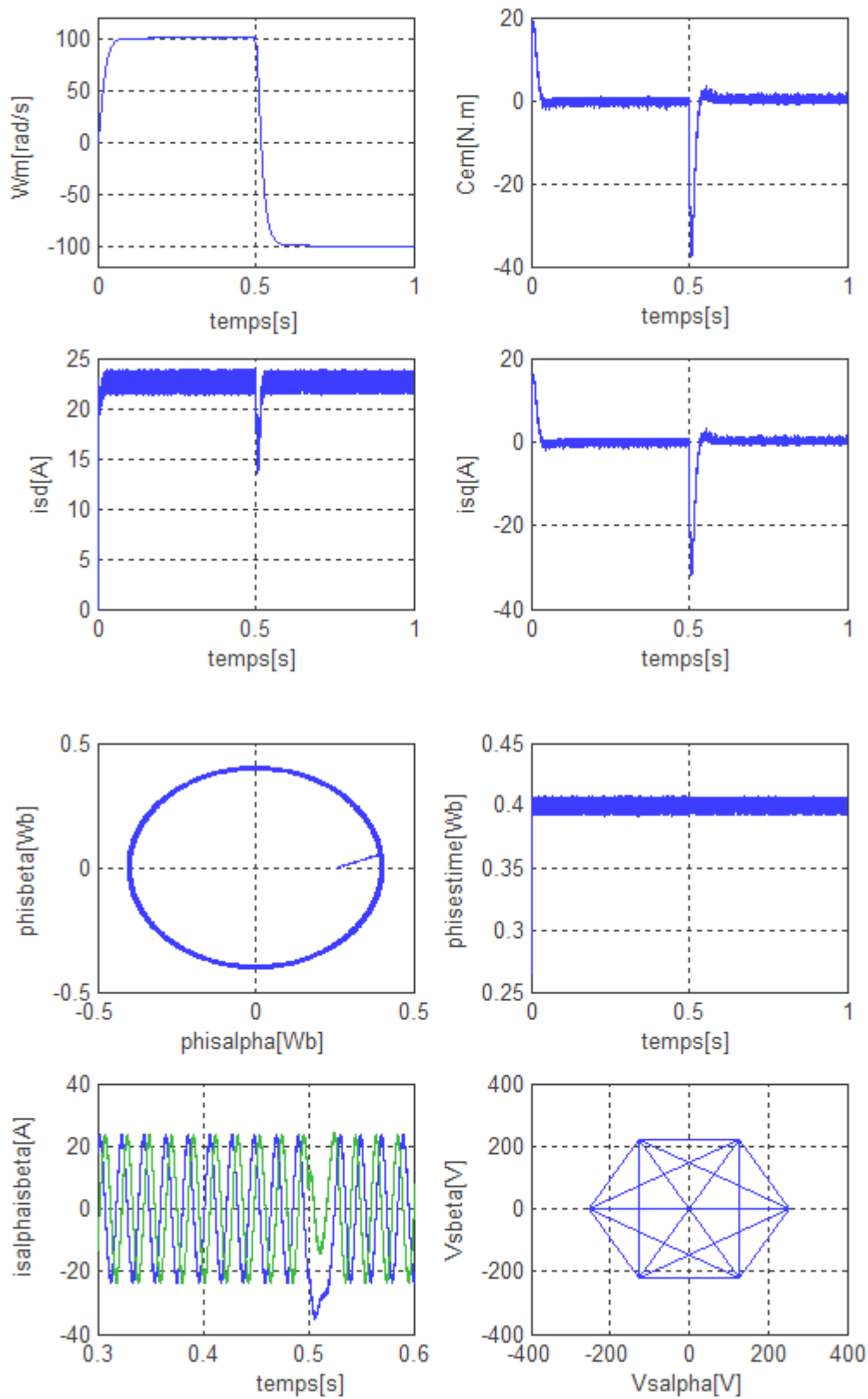


Fig.IV.5 : résultats de la simulation lors de l'inversion de vitesse de (100/-100 rad/s) à vide

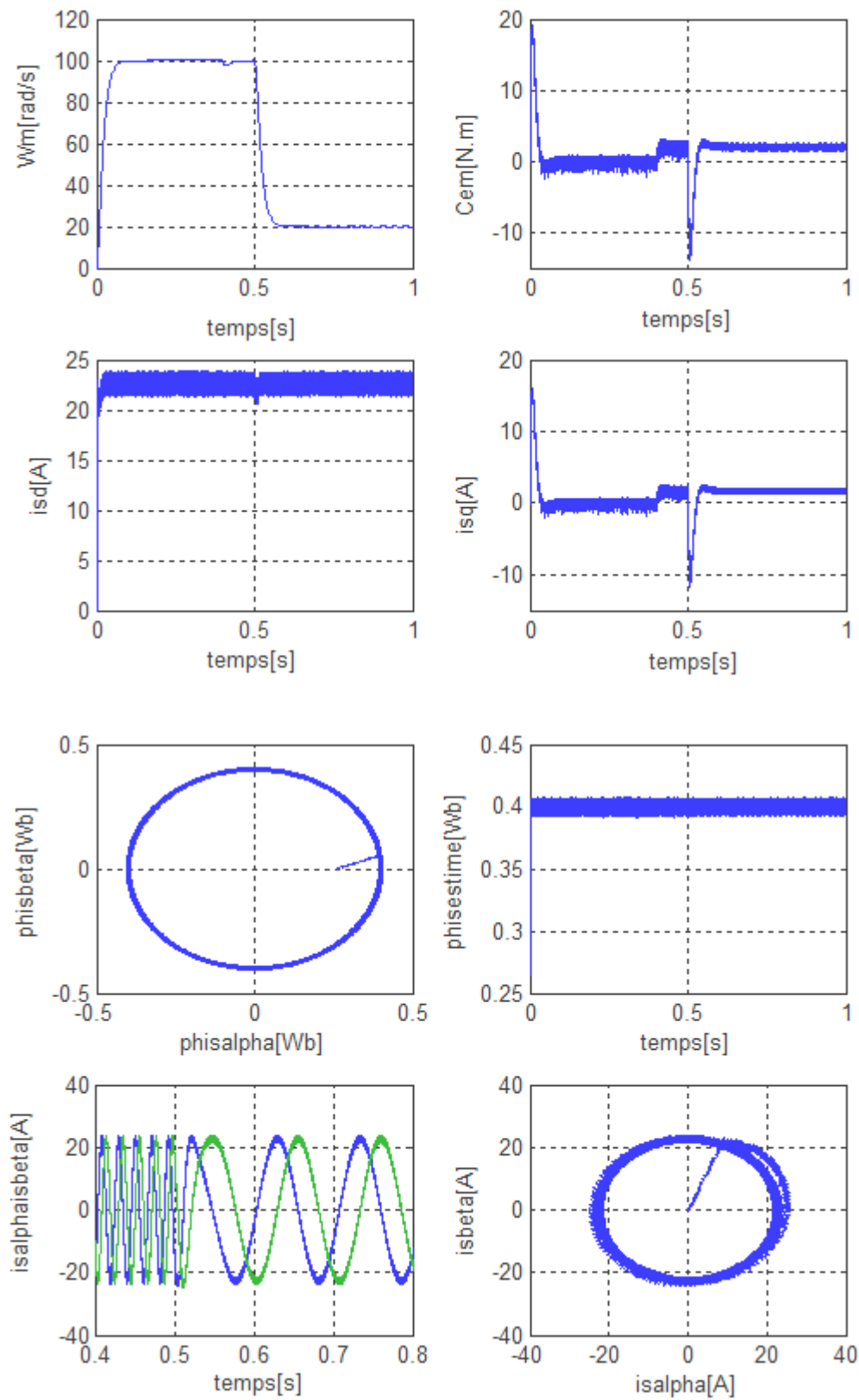


Fig.IV.6 : résultats de la simulation lors de l'application d'une charge $C_r=2$ N.m à $t=0.4$ s par un changement de vitesse de (100/20 rad/s)

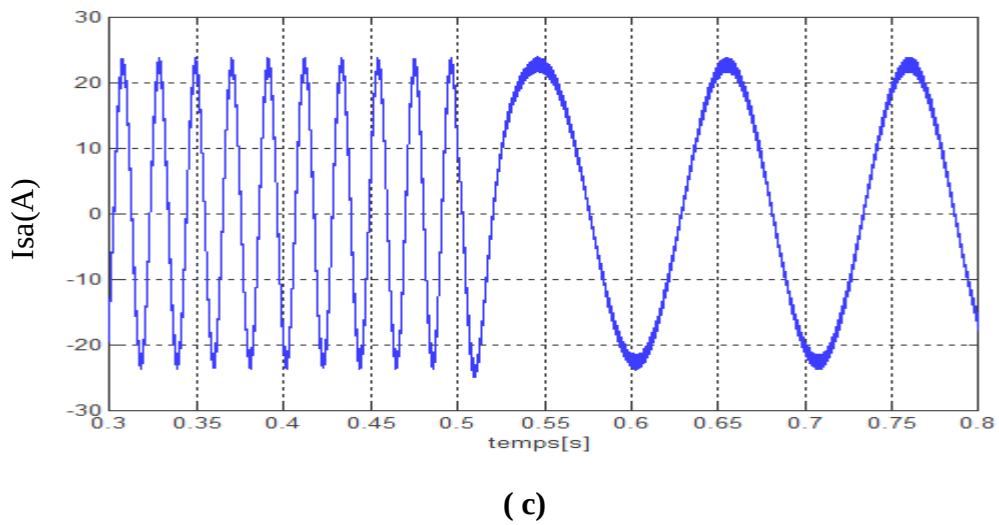
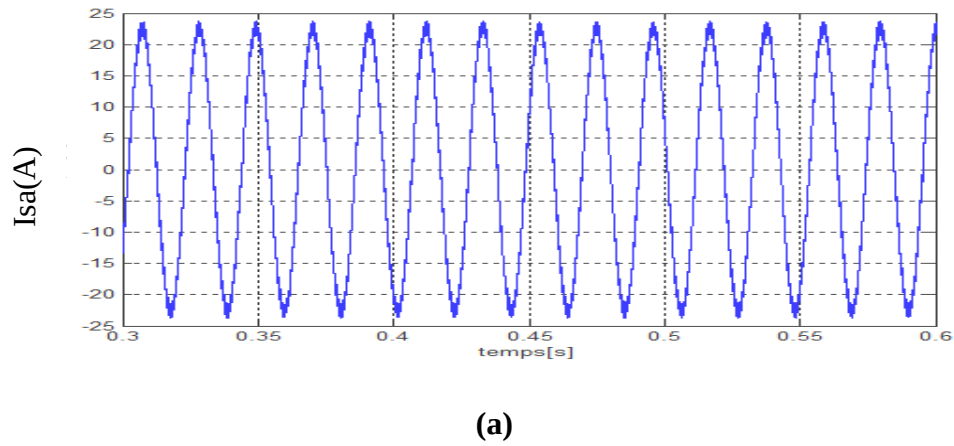
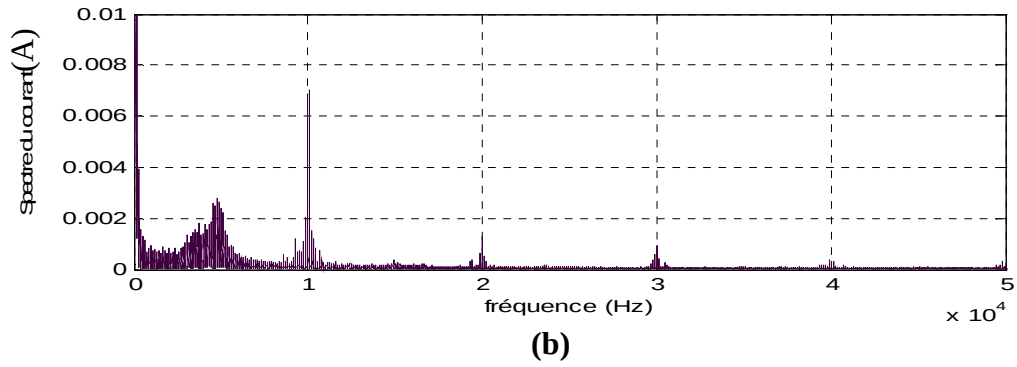


Fig.IV .7 : résultats de la simulation pour la forme des courants

(a)-la forme de I_{sa} à vide

(b)- la forme spectrale de I_{sa}

(c)- la forme de I_{sa} lors de changement de vitesse de(100/20 rad/s)

IV.4. Interprétation des résultats

Les simulations présentées par les figures précédente pour un temps d'échantillonnage ($t_e=10\mu s$) et une fréquence de commutation ($f_s=10KHZ$) et un couple de charge ($C_r=2N.m$) montrent la dynamique du flux pour la machine synchrone à aimant permanent sans capteur mécanique [12] [16].

On a simulé un démarrage à vide, puis on a appliqué une charge et on a inversé le sens de rotation de la vitesse, les résultats montrent les performances de ce type de commande et leurs inconvénients, on constate que la vitesse répond à vide et en charge sans dépassement avec un temps de réponse très court [18].

Au démarrage le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale limitée ($20N.m$) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle à vide, à $t=0.4s$ la machine est chargé par un échelon de couple résistant égale à ($2N.m$) le couple électromagnétique répond avec une influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence[28][29].

La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, l'amplitude reste dans la fourchette définie par la bande d'hystérésis, de même pour la trajectoire du courant statorique, ainsi on montre l'évolution des composantes des vecteurs flux et courants statorique dans le repère de Concordia, d'autre part on constate bien que la fréquence de commutation est constante par rapport à celle avec la DTC classique [22] [23].

IV.5. Etude comparative entre les quatre techniques de commande :

On résume ce qu'on a fait comme différentes stratégie dans un tableau, chaque type de commande il a des avantages et inconvénients, à travers ça on peut choisir quelle est la commande adaptable à un objectif voulu.

Le tableau IV.3 résume les performances de quatre types de commande, celui-ci permet de comparer les méthodes et les techniques d'implantation actuelles de la commande « commande rapprochée ».

Une simple inspection visuelle révèle de ce tableau, montre que la commande directe du couple est la mieux adaptée pour être universellement implanté.

Types de commande	La commande vectorielle	La commande directe du couple	La commande DTC-SVM avec régulateurs PI	La commande DTC-SVM avec régulateurs à hystérésis
Comportement A basse vitesse	Bon	Médiocre	bon	bon
Adaptation aux survitesses	Trop complexe	Oui avec de bonne performance	Oui avec de bonne performance	Oui avec de bonne performance
Sensibilité aux variations de paramètres machine	Très grande	Moyenne	faible	faible
découplage	Nécessite d'orientation	Nécessite d'orientation	Nécessite d'orientation	Nécessite d'orientation
commutation fréquence de	Imposée par la commande	incontrôlable	contrôlable	contrôlable

Tableau IV.3 Etude comparative des performances de la commande vectorielle et de la DTC classique et la DTC-SVM avec les deux types de régulateurs PI et hystérésis.

IV.6.Conclusion :

Dans cette partie nous avons présenté une stratégie de commande de l'onduleur qui est la MLI vectorielle combiné avec les régulateurs à hystérésis.

La MLI vectorielle naturelle permet de mieux contrôler la fréquence de commutation, de plus cette stratégie de commande est caractérisée par des pertes de commutation réduites.

Une étude combinant entre la MLI vectorielle et les régulateurs à hystérésis est introduite dans le but d'ajouter les avantages de la commande par hystérésis et de la MLI vectorielle.

A la fin de cette partie on a introduit une étude comparative des performances statiques et dynamiques entre les quatre techniques de commande.

Les résultats de simulation nous montrent que les rendements avec la technique SVM sont performants.

D'autre part la commande directe par des régulateurs à hystérésis s'affranchit des variations de la tension d'entrée de l'onduleur, et la difficulté à maîtriser les pertes (pertes de commutation dans l'onduleur, pertes fer dans la machine) pouvant entraîner une élévation excessive du niveau thermique.

Avant d'achever cette partie on a présenté une étude comparative des performances statiques dynamiques des quatre types de commande les résultats de simulation nous montrent ça.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Dans le présent travail, nous avons étudié l'approche vectorielle pour la commande d'un système d'entraînement de la M.S.A.P, et la régulation de vitesse en utilisant la technique de la commande de la SVM.

Nous avons étudié les axes suivants :

La modélisation de la M.S.A.P de point de vue commande et utilisation de la transformation de Park pour représenter la machine triphasée dans un repère à deux phases, ce qui simplifie le calcul des régulateurs, on néglige l'effet des convertisseurs, dans cette étape on calcule les paramètres du régulateur de vitesse pour obtenir le comportement désiré, l'utilisation de la commande vectorielle permet d'obtenir le découplage de la commande du flux et du couple donnant à un comportement similaire à celui d'une MCC.

Nous avons constaté que le système peut être robuste quand il arrive à l'établissement du régime associé à une commande vectorielle, et que le réglage par le régulateur PI s'est avéré efficace pour le contrôle de notre machine, ce qui nous a aidé à obtenir des résultats remarquables, parmi ces résultats la réponse de vitesse qui atteint rapidement la référence sans dépassement et surtout avec une erreur statique nulle, cela explique directement le comportement insensible de la M.S.A.P aux variations et aux perturbations extérieures de ces paramètres, mais l'inconvénient de ce mode de régulation est qu'il ne peut pas supprimer l'erreur de traînage, ni celle due aux perturbations, des non linéarités et des erreurs paramétriques, d'où le besoin d'une autre technique basée sur un autre contrôle, parmi les techniques modernes les plus utilisés actuellement le contrôle DTC.

La deuxième technique de commande c'est la commande DTC, cette dernière a été présentée comme une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine, d'autre part la DTC est aussi simple, intéressante, en particulier, par le fait qu'elle ne nécessite ni mesure en temps réel de la vitesse, ni une commande complexe par modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur, son algorithme de calcul est par ailleurs simple puisqu'il est lié à un modèle machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique, en outre la MLI est remplacée dans cette commande par une simple table de commutation, on a étudié ainsi la robustesse des deux types de commande vis-à-vis des perturbations, à travers les résultats de simulation.

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus par les deux types de commande, on a utilisé une autre méthode de commande ce que l'on appelle la modulation de

vecteur tension (SVM) dans la troisième et la quatrième partie, cette dernière est associée avec des régulateurs (PI) et hystérésis.

Cette stratégie de commande de l'onduleur de tension avec la commande directe du couple, qui est une combinaison entre la MLI vectorielle et les régulateurs (PI) dans la troisième partie, et des régulateurs à hystérésis.

La comparaison entre cette stratégie et la DTC classique montre que la fréquence de commutation dans la DTC est variable par contre dans la SVM elle est constante, ainsi cet algorithme à l'avantage de réduire les harmoniques, ce qui réduit largement les pertes de commutation dans l'onduleur, le choix des composants de puissance à utiliser, d'un autre côté, cela réduit les pertes d'harmoniques et l'échauffement dans la machine électrique.

On a présenté une vaste introduction sur un nouveau mode de contrôle imposé à notre machine,

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

- ✓ l'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- ✓ L'application des méthodes d'intelligences artificielle pour son implantation en temps réel
- ✓ La recherche d'un observateur robuste de l'état électromagnétique et de la vitesse, via l'utilisation du filtre de kalman étendu.

Références Bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] **A.Ounissi**, "contribution par mode glissant d'une machine synchrone a aimant permanent", thèse de magister université de batna.
- [2] N.Soulahi, "optimisation du rendement d'un ensemble convertisseur –machine a induction", soutenu le 23/10/2004 thèse de magister université de batna.
- [3] S.Belkacem, "étude comparative des performances statiques et dynamiques d'un contrôle de découplage et d'un DTC d'un moteur à induction alimente par un convertisseur statique" thèse de magister, soutenu l'année 2005 université de batna.
- [4] A.Ameur, "commande sans capteur de vitesse par dtc d'une machine synchrone a aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", soutenu le 25/10/2005 université de Batna.
- [5] C.Carlos de wit,"modélisation contrôle vectoriel et dtc" édition hermès sciences Europe 2000
- [6] J.Bonal ,G.Suguier, " entraînement électriques à vitesse variable "édition tec.doc ,paris ,cedex 08 décembre 1998.
- [7] G. Sturtzer , E.Smigiel, "modélisation et commande des moteurs triphasés " Ellipses édition paris cedex 15 mars 2000.
- [8] F. labrique, G. seguier &R.bausiere, "les convertisseurs de l'électronique de puissance" édition Lavoisier tec. Et doc paris cedex 08 .septembre 1995.
- [9] L.Bouras, "contrôle direct du couple base sur la modulation vectorielle avec régulateurs à hystérésis appliqué à la machine à induction " .IEEE int confe pcse05 may 9- 11 -2005 oum el bouaghi .
- [10] T.G.habetler , f.profumo, M.pastorelli, L .M.Tolbert, "direct torque control of induction machin using space vector modulation " IEEE 1991 pp 428-436.
- [11] T.rekioua, Drekioua, "direct control strategy of permanent magnet synchronous machines" IEEE 2003 Bologna powertech confer june 23-26 italy.
- [12] N.bernard, "machine synchrone de la boucle ouverte à l'autopilotage " revue 3EI N°30 pp 24-39 septembre 2002 école normale supérieure de cachan.
- [13] A.bouscayrol,C.Thierry , "approche globale de la commande dynamique de machines électriques" revue 3EI N°17 juin 1999 pp 73-79 université de Lille France.
- [14] R.Abdessemed &M Kadjoudj, " modélisation des machines électriques" presses de l'université de batna.
- [15] J.Rodriguez, JPontt, C silva S Kouro and M Hernan, " a novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation " IEEE PESC Aachen germany 2004.

- [16] L. Kyo-beum ,F.Blaabjerg, " a novel unified dtc-svm for sensorless induction motor drives fed by a matrix converter " IEEE 2005.
- [17]M.R.Zolghardi , "contrôle direct du couple des actionneurs synchrones" ,thèse de doctorat grenoble, France 1997.
- [18]G.Scorletti, G.Binet et E.pigeon , "commande numérique par placement de pôles " , cours de maîtrise de l'université de caen , France , mars 2004
- [19] C.Sermondade ,et A.Toussaint , "Regulation ",edition Nathan1996.
- [20]J.Rodreguez , J.pontt, C.Silva, SKouro and H.Miranda, "A Novel direct torque control Scheme for induction machines with space vector modulation ", 35 th annual IEEE power electronics specialists conference Aachen , Germany, pp 1392-1397,2004.
- [21] F.Henri , "onduleurs de tension , structures /application/principes ",techniques de l'ingénieur D3176.2002
- [22] M.hadef , "contrôle direct du couple des machines synchrones avec et sans capteur mécanique" thèse de magister , université de Bejaia, 2002.
- [23]L.Cristian , and M.anderzej, " combining the principles of sliding mode , direct torque control, and space –vector modulation in a high-performance sensorless ac drive" transactions on industry application vol 40 pp. 170-177 IEEE jan/fev 2004.
- [24] M. Pacas and J. Weber, "Predictive direct torque control for the PM synchronous machines" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp.1350–1356, Oct. 2005.
- [25] Z. Xu and M. F. Rahman, "A variable structure torque and flux controller for a DTC IPM synchronous motor drive" in *Conf. Rec. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC'04)*, vol. 1,Aachen, Germany, June 20–25,2004, pp. 445–450.
- [26] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, "direct torque control of PWM inverter-fed AC motors – a survey " *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51,no. 4, pp. 744–757, Aug.2004.
- [27] M. Boussak, " Implementation and experimental investigation of sensor-less speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive" *IEEE Trans. Power Electron*,vol. 20, no. 6, pp. 1413–1422, Nov. 2005.
- [28] R. Ortega, N. Barabanov, and G. E. Valderrama, "direct torque control of induction motors: stability analysis and performance improvement " *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 46, no. 8, pp. 1209–1222, Aug. 2001
- [29] H. Ghassemi and S. Vaez-Zadeh, "A very fast direct torque control for interior permanent magnet synchronous motors start up" *Elsevier Energy Conversion and Management*, vol. 46, Issue 5, pp. 715–726,Mar 2005.
- [30] D. Swierczynski and M. P. Kazmierkowski, " direct torque control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM) – simulation and experimental results" in *Conf.Proc. IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON'02)*, vol. 1, Nov. 5–8, 2002, pp. 751–755.

ANNEXE

Spécifications

Paramètre de la M.S.A.P utilisée:

Symboles	Description	Valeurs	Unités
R_s	Résistance statorique	0.692	Ω
L_{sd}	Inductance suivant l'axe d	0.006	H
L_{sq}	Inductance suivant l'axe q	0.006	H
J	Moment d'inertie	0.003	Kg.m ²
F	Frottement visqueux	0	N.m/Rd/s
P	Nombre de paire de pôle	3	_____
ω	Vitesse nominale	104	Rad/s
Φ_f	Flux de l'aimant	0.264	Wb