

MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de **MAGISTER**

**Commande à Structure Variable d'un Moteur
Synchrone à Aimant Permanent (MSAP)**

Option

Commande Electrique

Par

Lachtar Salah

DIRECTEUR DE MEMOIRE : DEBBACHE NasrEddine Professeur U.ANNABA

DEVANT LE JURY

PRESIDENT : ABBASSI H.I

Professeur

U.ANNABA

EXAMINATEURS : BAHI T

M.C

U.ANNABA

LABBAR H

M.C

U.ANNABA

SAAD S

M.C

U.ANNABA

Remerciement

- ✚ *Avant tous, Je remercie Dieu le Tout Puissant qui m'a donné le courage, la patience, l'aide et la volonté à réaliser ce travail.*
- ✚ *A mon encadreur **Mr : Debeche Nacereddine** d'avoir proposé ce sujet.*
- ✚ *Je tiens à remercier **Mr : Bahi Tahar** d'avoir accepté de diriger ce travail et pour ses efforts, son suivi et ses conseils fructueux.*
- ✚ *Enfin je ne pourrais pas finir mes remerciements sans avoir une pensée à tous ceux qui ont contribué de près et de loin pour l'élaboration de ce travail*

Dédicace

- ✦ Tout d'abord je voudrais dédier ce modeste travail à ceux à qui je dois ma vie et ma réussite mes très chers parents.
- ✦ À mes frères bien aimés.
- ✦ À mes soeurs bien adorés.
- ✦ À tous mes amis.
- ✦ À tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour l'élaboration de ce travail.
- ✦ À toute la promotion

Résumé :

Pour les applications à vitesse variable, la machine synchrone pilotée en boucle ouverte de vitesse présente un comportement très instable. Une variation brutale de la charge, crée des oscillations de couple et de vitesse très importantes.

Dans ce mémoire, une nouvelle technique nous permet le contrôle directe de flux et de couple d'une machine synchrone à aimant permanent (MSAP), en utilisant un onduleur de tension deux niveaux IGBT. Le Contrôle Direct de Couple (DTC) utilise la modulation de l'espace vectorielle. Une estimation du flux et du couple et une régulation en boucle de vitesse présente une bonne performance dynamique tel que la simplicité, la robustesse et la précision.

Mots clé : *Machine synchrone à aimant permanent (MSAP), onduleur de tension à deux niveaux, contrôle direct du flux et du couple.*

ملخص:

من أجل التطبيقات ذات سرعة متغيرة، قيادة المحرك المتزامن بدارة سرعة مفتوحة تظهر سير جد مضطرب. تغير مفاجئ

في الحمولة، يخلق اضطرابات حادة في عزم و سرعة المحرك.

في هذه المذكرة، تقنية جديدة تسمح لنا بالمراقبة المباشرة للتدفق و عزم محرك متزامن ذو مغنطة دائمة، باستعمال موج

توتر ذو مستويين. المراقبة المباشرة للعزم باستعمال تعديل في الفضاء الشعاعي. تقييم في التدفق و العزم و تعديل بدارة

للسرعة تظهر فاعلية ديناميكية عالية كالقوة، الدقة و سهولة الاستعمال.

مفتاح المفردات: محرك متزامن ذو مغنطة دائمة، موج توتر ذو مستويين، المراقبة المباشرة للتدفق و العزم.

Abstract:

For variable speed applications, synchronous induction motor driven by open loop speed presents a very instable behavior. A brutal variation of law, create a very high fluctuations of torque and speed.

In this memory, a new technique allows the direct torque and field control of the synchronous induction motor of permanent magnate using a two-level voltage inverter. The Direct Torque Control (DTC) uses Space Vector Modulation. Field and torque estimation and a regulator using close loop speed present a high dynamic performance such as robustness, accuracy and simplicity.

Key words: *Synchronous Induction Motor of Permanent Magnate, Tow-level Voltage Inverter, Direct Torque and Field Control.*

<i>Introduction générale</i>	1
 Chapitre I : Modélisation Machine-Onduleur	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Modèle de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP).....	3
I.2.1 Equations électriques de la machine dans le repère statorique (1,2,3).....	4
I.2.2 Equations électriques de la machine dans le repère statorique (α,β).....	6
I.2.3 Equations électriques de la machine dans le référentiel rotorique (d,q).....	6
I.3 Modélisation de l'onduleur.....	9
I.3.1 Principe.....	9
I.3.2 Objectif.....	9
I.3.3 Calcul des temps de commutations.....	10
I.3.4 Algorithme de détermination des secteurs.....	13
I.4 Conclusion.....	14
 Chapitre II : Commande par le Contrôle direct du Couple (DTC)	
II.1 Introduction.....	17
II.2 Principes généraux de la commande par DTC.....	17
II.3 Stratégie de la commande directe de couple et de flux.....	19
II.3.1 Contrôle du vecteur de flux statorique.....	19
II.4 Présentation de la structure de contrôle.....	20
II.4.1 Choix du vecteur de tension \vec{V}_s	20
II.5 Estimation du flux statorique.....	21
II.5.1 Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux.....	22
II.5.2 Correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux.....	23
II.5.2.1 Le correcteur à trois niveaux.....	23
II.6 Elaboration du tableau de commande.....	24
II.6.1 Tableau de commutation proposé par la technique DTC.....	24
II.7 Le diagramme du bloc usuel d'un contrôleur DTC appliqué au MSAP.....	25
II.8 Résultats de simulation et discussions.....	25
II.8.1 Commande par DTC sans boucle de vitesse.....	26
II.9 Conclusion.....	27
 Chapitre III : Commande à structure variable (CSV)	
III.1 Introduction.....	29
III.2 Commande par mode glissant.....	29
III.3 Synthèse de la commande à structure variable pour l'asservissement de la vitesse.....	30
III.3.1 Détermination de u_{eq}	31
III.3.2 Détermination de la condition de glissement et de la commande discontinue.....	32
III.4 Essais pour différents types de variétés de glissement.....	32
III.5 La commande discontinue de base.....	32
III.6 Oscillations de glissement et commande discontinue évoluée.....	35
III.6.1 Commande avec seuil.....	35
III.6.2 Commande adoucie.....	36
III.6.3 Commande continue avec composante intégrale.....	38
III.7 Conclusion.....	40

Chapitre IV : Etude comparative de la Commande à Structure Variable (CSV) avec La Commande (PI) et La Commande par Retour D'Etat (CRE)	
IV.1 Introduction.....	42
IV.2 Etude comparative de la CSV-PI pour l'asservissement en vitesse du MSAP.....	42
IV.2.1 Commande proportionnelle intégrale pour l'asservissement de vitesse.....	42
IV.2.2 Réponse à un échelon de vitesse nominale, inversion de la vitesse et variation de la charge.....	44
IV.2.3 Réponse à un échelon de la moitié de la vitesse nominale, inversion de la vitesse et variation de la charge.....	47
IV.2.4 Fonctionnement lors des variations des paramètres mécanique du moteur.....	49
IV.3 Etude comparative de la CSV-CRE pour l'asservissement en vitesse du MSAP.....	52
IV.3.1 Commande par retour d'état pour l'asservissement de vitesse.....	52
IV.3.2 Observateur de couple à partir d'une démarche modèle.....	53
IV.3.3 Réponse en vitesse pour des consignes de type échelon.....	54
IV.3.4 Fonctionnement lors des variations des paramètres mécaniques du moteur.....	57
IV.4 Conclusion.....	58
Conclusion Générale.....	60
Bibliographies.....	62

Liste des Figures

Fig	Titre	N°
Fig 1.1	<i>Schéma équivalent d'une MSAP à rotor lisse</i>	3
Fig 1.2	<i>Transformation restreinte de Concordia</i>	6
Fig 1.3	<i>Transformation de Park</i>	7
Fig 1.4	<i>Schéma équivalent de la machine dans le repère de Park</i>	8
Fig 1.5	<i>Schéma d'onduleur de tension triphasé à deux niveaux</i>	9
Fig 1.6	<i>Représentation de polygone de commutation</i>	11
Fig 1.7	<i>Calcul de V_α et V_β</i>	12
Fig 2.1	<i>Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP</i>	17
Fig 2.2	<i>Evolution du vecteur du flux dans le plan (α, β)</i>	20
Fig 2.3	<i>Choix du vecteur de tension</i>	21
Fig 2.4	<i>Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant</i>	23
Fig 2.5	<i>Correcteur de couple à hystérésis de trois niveaux</i>	24
Fig 2.6	<i>Commande directe du flux et du couple d'un MSAP</i>	25
Fig 2.7	<i>Evolutions du courant de la phase (a) et de la vitesse de rotation pour un couple de référence alterné</i>	26
Fig 2.8	<i>Evolutions des flux réel et estimé dans le plan (α, β)</i>	26
Fig 2.9	<i>Evolutions des couples électromagnétiques réels et estimés pour un couple de référence alterné</i>	27
Fig 3.1	<i>Diagramme du système de commande par la DTC doté par un régulateur en mode glissant</i>	29
Fig 3.2	<i>Schéma fonctionnel d'asservissement de vitesse</i>	30
Fig 3.3	<i>Définition de la fonction signe</i>	33
Fig 3.4	<i>Evolutions de la vitesse de rotation et la commande u_n</i>	34
Fig 3.5	<i>Evolutions du flux estimé et du flux réel</i>	34
Fig 3.6	<i>Evolutions du couple estimé et du couple réel</i>	34
Fig 3.7	<i>Fonction signe, traduction de la bande qui entoure la surface dans le plan de phase</i>	35
Fig 3.8	<i>Fonction signe de la commande adoucie Bandes qui entourent la surface dans le plan de phase</i>	36
Fig 3.9	<i>Evolution de la vitesse de rotation et de la commande u_n</i>	37
Fig 3.10	<i>Evolution du flux estimé et du flux réel</i>	37
Fig 3.11	<i>Evolution du couple estimé et du couple réel</i>	37
Fig 3.12	<i>CSV rendue continue</i>	38
Fig 3.13	<i>Evolution de la vitesse de rotation et de la commande u_n</i>	40
Fig 3.14	<i>Evolution du flux estimé et du flux réel</i>	40
Fig 3.15	<i>Evolution du couple estimé et du couple réel</i>	40
Fig 4.1	<i>Schéma bloc pour la régulation de la vitesse</i>	43
Fig 4.2	<i>La structure générale de la commande (DTC) dotée par régulateur PI</i>	43
Fig 4.3	<i>Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et PI</i>	45
Fig 4.4	<i>Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et PI</i>	46
Fig 4.5	<i>Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et PI</i>	47
Fig 4.6	<i>Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et PI</i>	48
Fig 4.7	<i>Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et PI</i>	50
Fig 4.8	<i>Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et PI</i>	51
Fig 4.9	<i>Structure de la commande par retour d'état</i>	52
Fig 4.10	<i>Estimateur de couple par une démarche de type modèle</i>	53
Fig 4.11	<i>Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et CRE</i>	55
Fig 4.12	<i>Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et CRE</i>	56
Fig 4.13	<i>Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et CRE</i>	56
Fig 4.14	<i>Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et CRE</i>	57
Fig 4.15	<i>Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et CRE</i>	58

Liste des symboles

L : Inductance cyclique.
 R : Résistance d'une phase statorique.
 ψ_{is} : Flux des enroulements statorique.
 ψ_{io} : Flux dus aux aimants.
 V_{io} : Les tensions de phases statorique.
 i_i : Les courants de phases statorique.
 e_i : Les f.e.m dus aux enroulements statorique.
 Ω : Vitesse angulaire mécanique.
 Ω^* : Vitesse de référence.
 $\hat{\Omega}$: Vitesse estimée.
 p : Nombre de paire de pôles.
 e_h : f.e.m homopolaire.
 ψ'_i : flux utile statorique.
 e' : f.e.m utile statorique.
 T_{32}^t : Matrice de Concordia.
 $V_{\alpha,\beta}$: Tensions dans le plan (α, β).
 $P(\theta)$: Matrice de Park.
 L_{dq} : L'inductance dans le plan (dq)
 ψ_{dq} : Le flux dans le plans (dq).
 ψ_f : Flux dû aux aimants.
 M_f : l'inductance mutuelle aux aimants.
 I_f : Courant des aimants.
 Φ_s : Le vecteur du flux actuel statorique.
 Φ_{so} : Le vecteur du flux initiale statorique.
 T_e : Période d'échantillonnage.
 V'_s : Vecteur de tension.
 $T_{1,2,3}$: Commutateurs de l'onduleur.
 U_c : Tension de la source continue.
 $\hat{\phi}_s$: Flux estimé.
 \hat{C}_e : Le couple estimé.
 ϕ_s^* : Flux de référence.
 C_e^* : Couple de référence.
 $\Delta\phi_s^*$: La dérivée du flux.
 K_ϕ : L'amplitude du comparateur du flux.
 ε_ϕ : La bande d'erreur du flux.
 ΔC_e : La dérivée de couple.
 K_c : L'amplitude du comparateur du couple.
 ε_{C_e} : La bande d'erreur de couple.
 $S(x)$: La surface de l'erreur.
 k_t : Le coefficient de la f.c.e.m.
 e_Ω : L'erreur de la vitesse.
 K_Ω : Coefficient positif.
 C_r : Le couple de charge.
 f : Coefficient de frottements visqueux.
 J : Moment d'inertie.
 I_s : Le courant statorique suivant l'axe q .

I_{ref} : Le courant statorique de référence.
 S_{Ω} : Surface de l'erreur de vitesse augmentée.
 u : Paramètre de commande par mode glissant.
 u_{eq} : Commande équivalente.
 u_n : grandeur de commande (couple).
 K : Gain positif.
 $Sgn(S_{\Omega})$: La commande signe.
 c_{11}, c_{22} : Coefficients positifs constants.
 $\varepsilon, \varepsilon_1, \varepsilon_2$: Bandes d'erreur des régulateurs à mode glissant.
 P_1, P_2 : Points d'équilibre dans le régulateur à mode glissant.
 $\lambda_0, \gamma_0, \eta_0$: Des paramètres adaptatifs de la commande adoucie.
 λ, γ, η : Coefficient de la commande adoucie.
 K_{em} : Constante électromagnétique.
 I_c : L'amplitude du courant statorique.
 P : Opérateur de la place.
 T_m : Constante de temps mécanique.
 K_m : Coefficient mécanique.
 K_c : Gain positif de régulateur.
 A : Constant positif du régulateur PI.
 \hat{C}_r : Couple de charge estimé.
 K_p : Gain proportionnel.
 K_i : Gain intégrateur.
 X_r, K_r, K_s : Gains positifs.

Liste des Tableaux

Tab	Titre	Page
Tab 1.1	Vecteurs de tension imposé par l'onduleur en fonction des $T_{1,2,3}$.	10
Tab 1.2	Calcul des vecteurs de tensions	10
Tab 1.3	Description des séquences de conduction des interrupteurs	13
Tab 1.4	Représentation de la création de l'espace vectorielle	14
Tab 2.1	Détermination des séquences de commutation	24

Introduction générale

De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine des entraînements à vitesse variable. Cette solution n'était pas possible dans le passé à cause principalement des structures de commande complexes de ce type de machines et des limitations des calculateurs numériques classiques. Les contrôleurs obtenus, conçus à l'aide des techniques de commande linéaires utilisant la linéarisation de premier ordre, restent valables seulement autour d'un point d'opération. Le développement de nouvelles techniques de commande non-linéaire basées sur la théorie de la géométrie différentielle a permis de résoudre ce problème [1]. Parmi ces techniques, la technique de Contrôle Directe du Couple (DTC). Cette technique est basée sur deux comparateurs à hystérésis et l'estimation du flux et du couple. Les contrôleurs conçus sont, cependant, très simples et ils sont représentés par de simples expressions mathématiques. Ces deux contraintes, ajoutées à une limitation des calculateurs numériques classiques, ont permis de soulever des questions sur les possibilités d'implanter ce type de commande. De plus, pour résoudre le problème de la robustesse, on a proposé une méthode de commande adaptative non-linéaire combinant la technique de la (DTC) avec les méthodes adaptatives des systèmes linéaires. D'autre part, en pratique, on ne dispose pas directement de certains états, en l'occurrence les signaux de flux et de couple. Ces derniers sont plutôt estimés à partir de la mesure de la vitesse et les courants de lignes, pour ce faire, on a choisi l'approche qui combine la commande non-linéaire avec des estimateurs de flux et de couple. L'idée principale qui a guidé dans ce choix est qu'on voulait rester le plus rigoureux possible et d'éviter toute forme d'approximation au niveau des calculs. Cette solution rend l'expression du contrôleur encore plus complexe ce qui nous oblige à optimiser le temps de calcul afin de rendre possible l'implantation pratique.

L'étude présentée dans ce mémoire concerne des algorithmes de commande à structure variable (CSV) appliqués à un moteur synchrone à aimant permanent autopiloté pour le contrôle en vitesse [2].

La première partie est consacrée à la modélisation des éléments de l'actionneur synchrone. On donnera une description de la machine et du convertisseur qui l'alimente. On présentera également les différentes solutions permettant de réduire les oscillations de glissement.

La deuxième partie est dédiée à la présentation du contrôle en vitesse de l'actionneur par la (CSV). Des résultats de simulation avec différents algorithmes de (CSV) ainsi que des comparaisons avec des commandes linéaires seront présentées.

Où :

L : inductance cyclique ;

R : Résistance d'une phase ;

V_1, V_2 et V_3 : tensions de phases sans composante homopolaire .

I.2.1 Equations électriques de la machine dans le repère statorique (1,2,3)

En tenant compte du schéma équivalent de la machine (figure 1.1) et des hypothèses simplificatrices précédentes, les flux totaux à travers les enroulements statoriques sont donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} \psi_{1s} \\ \psi_{2s} \\ \psi_{3s} \end{bmatrix} = L \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{10}(\theta) \\ \psi_{20}(\theta) \\ \psi_{30}(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

Où :

$\psi_{10}(\theta), \psi_{20}(\theta), \psi_{30}(\theta)$ sont les flux dus aux aimants, à travers les enroulements statoriques.

Les équations de tensions de phases de la machine sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Et :

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = \dot{\theta} \cdot \frac{d}{d\theta} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{10}(\theta) \\ \psi_{20}(\theta) \\ \psi_{30}(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$\dot{\theta} = p \cdot \Omega$$

Où :

Ω : Vitesse angulaire mécanique.

p : Nombre de paire de pôles.

Etant donné que la composante homopolaire des courants est nulle, la composante homopolaire de la tension de phase est égale à celle de la *f.e.m* (e_h). Les équations (I.2) peuvent être écrites sans les composantes homopolaires.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{10} - e_h \\ V_{20} - e_h \\ V_{30} - e_h \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Et

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_1 - e_h \\ e_2 - e_h \\ e_3 - e_h \end{bmatrix} = \dot{\theta} \cdot T_{32} \cdot T_{32}' \cdot \frac{d}{d\theta} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{10}(\theta) \\ \psi_{20}(\theta) \\ \psi_{30}(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Posons :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \end{bmatrix} = \dot{\theta} \cdot \begin{bmatrix} \psi_1(\theta) \\ \psi_2(\theta) \\ \psi_3(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \psi_1(\theta) \\ \psi_2(\theta) \\ \psi_3(\theta) \end{bmatrix} = T_{32} \cdot T_{32}' \cdot \frac{d}{d\theta} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{10}(\theta) \\ \psi_{20}(\theta) \\ \psi_{30}(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Et

$$T_{32}' = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

T_{32}' : Matrice de Concordia.

1.2.2 Equations électriques de la machine dans le repère statorique (α, β)

Le passage du repère triphasé statorique au repère diphasé (α, β) lié au stator est effectué en utilisant la matrice restreinte de Concordia T_{32} . Cette dernière est orthonormée et conserve la puissance. L'intérêt de cette transformation réside dans la réduction de 3 à 2 l'ordre du système. En prenant l'axe de symétrie de la phase 1 comme origine figure 1.2, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned} V_\alpha &= R.i_\alpha + L.\frac{di_\alpha}{dt} + e_\alpha \\ V_\beta &= R.i_\beta + L.\frac{di_\beta}{dt} + e_\beta \end{aligned} \quad (\text{I.10})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T_{32}^t \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = T_{32}^t \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

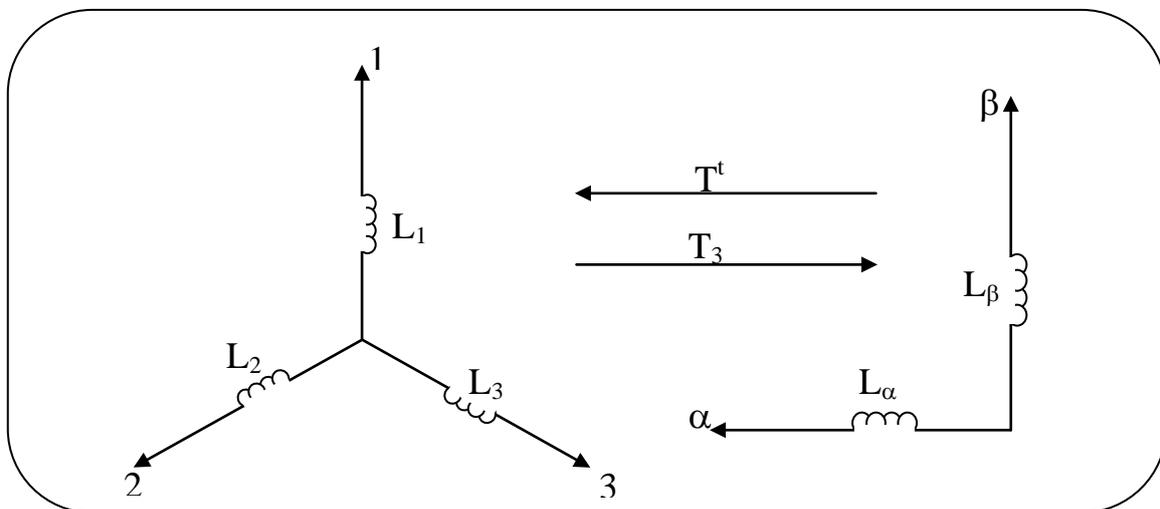


Fig 1.2 Transformation restreinte de Concordia.

1.2.3 Equation électriques de la machine dans le référentiel rotorique (d, q)

Le principe du passage des composantes triphasées aux composantes de Park liées au rotor est illustré sur la figure 1.3. L'avantage principal de cette transformation est que, lorsque les grandeurs de la machine sont sinusoïdales et équilibrées, leurs valeurs dans ce référentiel

sont constantes. Cette méthode constitue un outil fort commode pour l'étude des régimes permanents et transitoires ainsi qu'un excellent moyen de modélisation en vue de la commande.

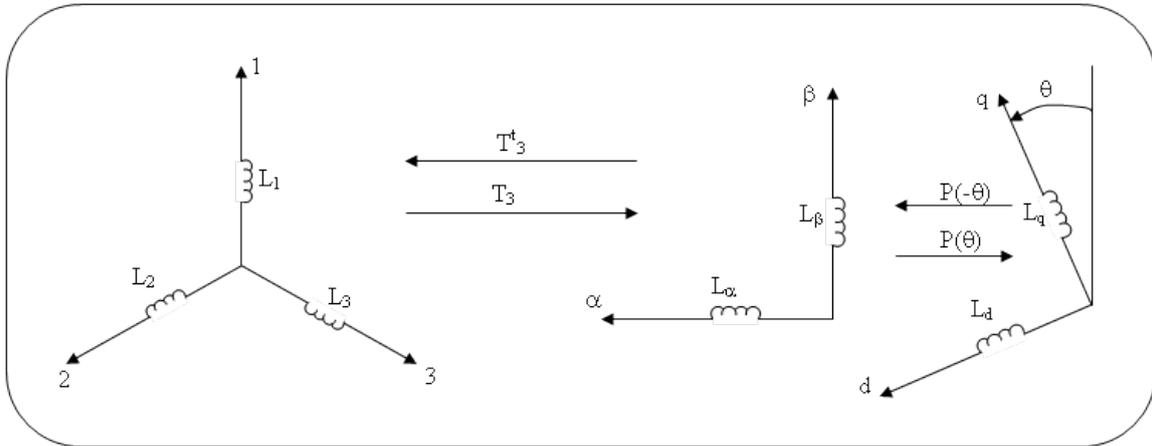


Fig 1.3 Transformation de Park.

Le passage des composantes de Park aux composantes statoriques ou l'inverse est données par :

$$\begin{cases} [C_{d,q}] = [P(-\theta)][T_{32}^t][C_{1,2,3}] \\ [C_{1,2,3}] = [T_{32}][P(\theta)][C_{d,q}] \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Avec :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

La matrice de rotation $P(\theta)$ est appelée, aussi, matrice de Park. En utilisant cette transformation on obtient les composantes transformées :

$$\begin{cases} [V_d, V_q]^t = [P(-\theta)][T_{32}^t][V_1, V_2, V_3]^t \\ [I_d, I_q]^t = [P(-\theta)][T_{32}^t][i_1, i_2, i_3]^t \\ [\psi_d, \psi_q]^t = [P(-\theta)][T_{32}^t][\psi_1, \psi_2, \psi_3]^t \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Sachant que la perméabilité des aimants est voisine de celle de l'air, ces derniers sont modélisés par une source de courant I_f et une bobine ayant une mutuelle M_f avec la bobine fictive de l'axe d. avec cette transformation, le schéma équivalent des couplages des enroulements de la machine dans le référentiel (d,q) est illustré sur la figure suivante :

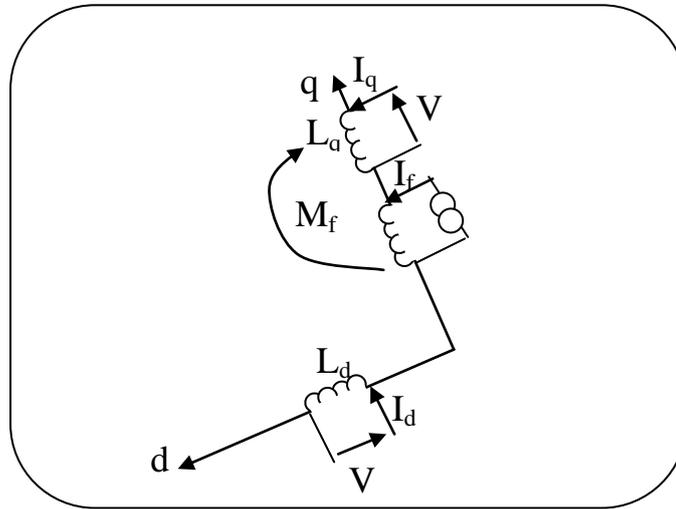


Fig 1.4 Schéma équivalent de la machine dans le repère de Park.

A partir de ce schéma, les flux de la machine dans le repère de Park peuvent être mis sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \psi_d = L.I_q + \psi_f \\ \psi_q = L.I_q \\ L = L_d = L_q \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

En utilisant (I.12), (I.14) et (I.15), les équations électriques de la machine peuvent être mises sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} V_d &= R.I_d + \frac{d\psi_d}{dt} - w.\psi_q \\ V_q &= R.I_q + \frac{d\psi_q}{dt} - w.\psi_d \end{aligned} \quad (\text{I.16})$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -L.w \\ L.w & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w.\psi_f \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Avec :

$$\psi_f = M_f.I_f$$

I.3 Modélisation de l'onduleur

L'objectif de MLI vectorielle est de créer un espace vectoriel rotatif qui sera utilisé dans des algorithmes de commande des machines électriques pour des différentes applications. Il y a une méthode pour créer un espace vectoriel de tension commandé qui sera appliqué au stator pour fournir des courants appropriés dépendant selon l'application. L'espace vectoriel MLI est implémenté en utilisant un onduleur pour appliquer les temps de commutation [5][6].

I.3.1 Principe

Il y a des méthodes numériques pour créer MLI utile pour les convertisseurs. MLI sinusoidale est une méthode très répandue, utilisée spécialement dans le domaine de la commande des machines électriques, mais avec des applications digitales très variées. La modulation de largeur d'impulsion vectorielle a ses avantages.

I.3.2 Objectif

La méthode présentée ici consiste à créer un espace vectoriel rotatif à une fréquence constante pour être implémenté avec un onduleur triphasé. L'onduleur utilisera trois techniques de branche de commutation pour commander les trois tensions de référence vérifiant le vecteur rotatif désiré. Les étapes de commutation sont montrées dans le tableau 1.1 dans la page suivante. Une commutation est haut si $T_n=1$ et bas si $T_n=0$.

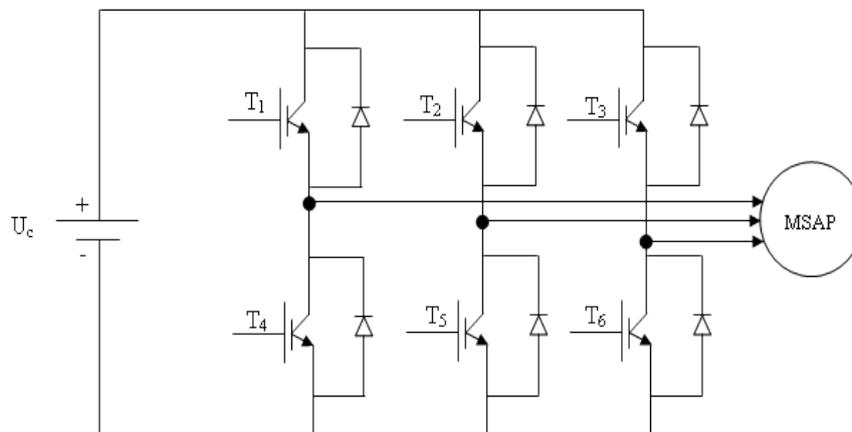


Fig 1.5 Schéma d'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

T_1	T_2	T_3	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}
0	0	0	-U/2	-U/2	-U/2
0	0	1	-U/2	-U/2	U/2
0	1	0	-U/2	U/2	-U/2
0	1	1	-U/2	U/2	U/2
1	0	0	U/2	-U/2	-U/2
1	0	1	U/2	-U/2	U/2
1	1	0	U/2	U/2	-U/2
1	1	1	U/2	U/2	U/2

Tableau 1.1 Vecteurs de tension imposé par l'onduleur en fonction des $T_{1,2,3}$.

I.3.3 Calcul des temps de commutations

Concernant la construction de l'onduleur, différents temps de commutation pour les trois tensions de phases ($V_a.e^{j0}$, $V_b.e^{j2\pi/3}$, $V_c.e^{j4\pi/3}$) doivent être calculées [4][7][8]. La méthode d'application des temps de commutation à l'onduleur doit être choisie par l'utilisateur et non pas imposé dans ces nombres d'opérations. L'algorithme des segments qui calculent les temps de commutations est inclus. L'espace vectoriel résultant a été vérifié par la somme des tensions de base. Les tensions d'intersections avec V_a, b, c , doivent être les mêmes et sont montrées ci-dessous.

$$\vec{v}(t) = \vec{v}_{an}(t)e^{j0} + \vec{v}_{bn}(t)e^{j2\pi/3} + \vec{v}_{cn}(t)e^{j4\pi/3} \quad (I.18)$$

L'idée est de varier la durée pour chaque tension de phase afin d'obtenir le vecteur désiré, ça se fait avec les trois interrupteurs. Il y en a 8 états de commutation possibles qui résultent de l'utilisation des 3 branches d'onduleur selon le tableau suivant.

Vecteurs de base	V_{n1}	V_{n2}	V_{n3}	V_α	V_β
$V_0(000)$	0	0	0	0	0
$V_5(001)$	-U/3	-U/3	2U/3	$-U/\sqrt{6}$	$-U/\sqrt{2}$
$V_3(010)$	-U/3	2U/3	-U/3	$-U/\sqrt{6}$	$U/\sqrt{2}$
$V_4(011)$	-2U/3	U/3	U/3	0	0
$V_1(100)$	2U/3	-U/3	-U/3	$-U\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0
$V_6(101)$	U/3	-2U/3	U/3	$U\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0
$V_2(110)$	U/3	U/3	-2U/3	$U/\sqrt{6}$	$-U/\sqrt{2}$
$V_7(111)$	0	0	0	$U/\sqrt{6}$	$U/\sqrt{2}$

Tableau 1.2 Calcul des vecteurs de tension.

A partir du tableau, on constate que si l'état initial est dans la position 001 (jusqu'à ce que le programme met l'onduleur avec le prochain temps calculé ; la période d'échantillonnage est généralement supérieure ou égale à 10 Khz) ; le vecteur présent sera V_i à reformuler. Si l'état était dans la position (001) pour demi et (010) pour demi. Le vecteur résultant (V_s) sera la somme de $(0,5 V_i$ et $0,5 V_i.e^{j2\pi/3})$.

La figure au-dessous montre ces états de vecteur de base vérifiant 6 secteurs et 2 vecteurs nuls.

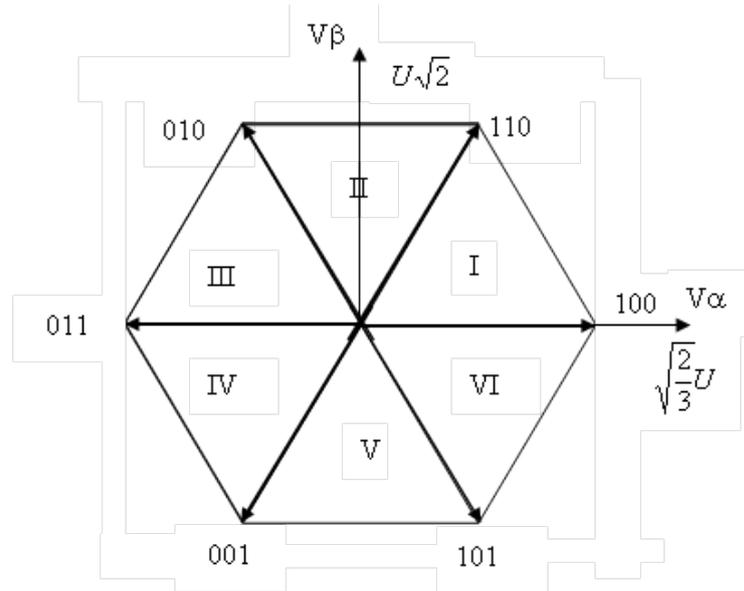
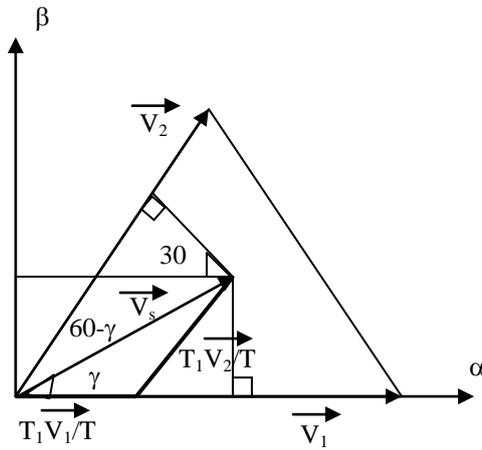


Fig 1.6 Représentation de polygone de commutation.

Pour vérifier l'espace vectoriel il faut savoir quel secteur on est, et calculer les temps basés sur les 2 vecteurs de base adjacents et les 2 vecteurs nuls. La méthode la plus simple est de travailler seulement dans le secteur 1.

Une fois que le seuil de temps de chaque vecteur de base est déterminé, on applique ces temps aux vecteurs de base du secteur désiré. En utilisant les notations ci-dessous, il faut évaluer $V_{s\alpha} = V_s \sin(60-\gamma)$ et $V_{s\beta} = V_s \sin(\gamma)$ en fonction des temps d'application des séquences définies précédemment (T_1 pour \vec{V}_1 et T_2 pour \vec{V}_2) :

Fig 1.7 Calcul de V_α et V_β .

$$V_s \sin(\gamma) = V_2 \cdot \frac{T_2}{T} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$V_s \sin(\gamma) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U \cdot \frac{T_2}{T} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{U}{\sqrt{2}} \cdot \frac{T_2}{T}$$

Donc,

$$T_2 = \frac{\sqrt{2}}{U} V_s \sin(\gamma) T \quad (\text{I.19})$$

$$V_s \sin(60 - \gamma) = \cos(30) V_1 \frac{T_1}{T}$$

Donc,

$$T_1 = \frac{\sqrt{2}}{U} V_s \sin(60 - \gamma) T \quad (\text{I.20})$$

Si la fréquence de commutation est constante ($f_c=1/T$), le vecteur de tension (V_s) peut être obtenu à partir des deux vecteurs V_1 et V_2 disponibles en appliquant chacun d'eux pendant une durée T_1 et T_2 selon les équations au-dessus [4].

Tous les temps supplémentaires obtenus est un résultat d'étape de commutation durant un (1) cycle d'une rotation. Dans le secteur « 1 » par exemple vous ajoutez toutes les parties a, b et c des commutations (000, 001, 011, 111) donc : a est faite pour $T_1+T_2 +T_i/2$, b pour $T_2 + T_i/2$ et c pour $T_i/2$ ça c'est clair quand on voit dans le tableau de la page suivante, cet exemple est proportionnel avec le fait que vous voulez un seul changement de commutation à la fois pour minimiser les pertes des commutations dans l'onduleur.

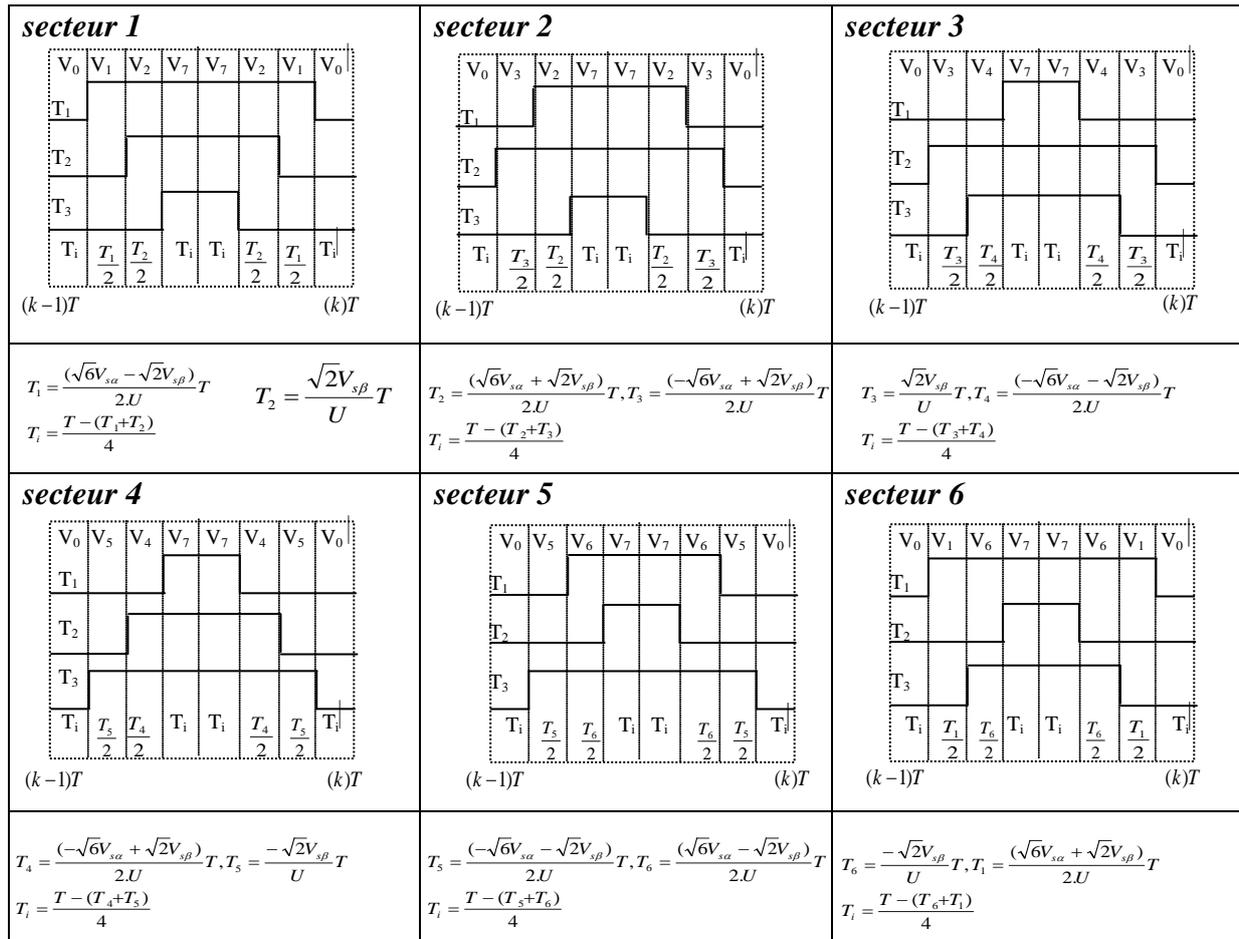


Fig 1.3 Description des séquences de conduction des interrupteurs.

Le choix des séquences s’effectue suivant l’algorithme décrit ci-dessous. Il peut être traité par une routine d’interruption activée en synchronisme avec une horloge de période T.

1.3.4 Algorithme de détermination des secteurs

Si $V_\beta > 0$

Si $V_\alpha > 0$

Si $(V_\beta > \sqrt{3} \cdot V_\alpha)$

Secteur 2 ; sinon Secteur 1 ;

Fin

Fin

Si $V_\beta > 0$

Si $V_\alpha < 0$

Si $(V_\beta > -\sqrt{3} \cdot V_\alpha)$

```

    Secteur 2 ;  sinon  Secteur 3 ;
  Fin
Fin
Fin
Fin
Si  $V_\beta < 0$ 
  Si  $V_\alpha < 0$ 
    Si  $(V_\beta < \sqrt{3} \cdot V_\alpha)$ 
      Secteur 5 ;  sinon  Secteur 4 ;
    Fin
  Fin
Fin
Si  $V_\beta < 0$ 
  Si  $V_\alpha > 0$ 
    Si  $(V_\beta > -\sqrt{3} \cdot V_\alpha)$ 
      Secteur 6 ;  sinon  Secteur 5 ;
    Fin
  Fin
Fin

```

T_1 , T_2 et T_3 , sont les valeurs scalaires des vecteurs de tensions a, b et c.

Une fois que ces valeurs sont sélectionnées pour a, b et c on les utilise à l'onduleur pour créer un espace vectoriel.

<i>Secteurs</i>	<i>Séquence de commutation</i> <i>1, 2, 3</i>	<i>Temps de commutation</i>
1	000, 100, 110, 111	$T_i/2, T_1, T_2, T_i/2$
2	000, 010, 110, 111	$T_i/2, T_2, T_3, T_i/2$
3	000, 010, 011, 111	$T_i/2, T_3, T_4, T_i/2$
4	000, 001, 011, 111	$T_i/2, T_4, T_5, T_i/2$
5	000, 001, 101, 111	$T_i/2, T_5, T_6, T_i/2$
6	000, 100, 101, 111	$T_i/2, T_6, T_1, T_i/2$

Tableau 1.4 Représentation de la création de l'espace vectorielle.

1.4 Conclusion

Après avoir suivi cette approche, l'espace vectoriel MLI pourra être utilisé dans un système opérationnel en temps réel. Cette méthode est mieux que celle du MLI sinusoïdale. Pour la

méthode MLI vectorielle, 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 par le vecteur tension [5][6].

II.1 Introduction

La commande directe de couple (DTC, Direct Torque Control) appliquée aux machines électriques à inductions est apparue dans la moitié des années 80. C'était une alternative aux méthodes classiques de contrôle par modulation de largeur d'impulsions, (PWM, Pulse Width Modulation) et à la commande par orientation du flux rotorique (FOC, Field Oriented Control) [3][7].

II.2 Principes généraux de la commande par DTC

Le principe de la commande DTC est différent. L'objectif est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. Les sorties de ces régulateurs déterminent le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type de régulateur suppose l'existence d'une fréquence de commutation variable dans le convertisseur nécessitant un pas de calcul très faible [10][11][12][13].

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

La commande par DTC de MSAP, peut être schématisée par la figure suivante :

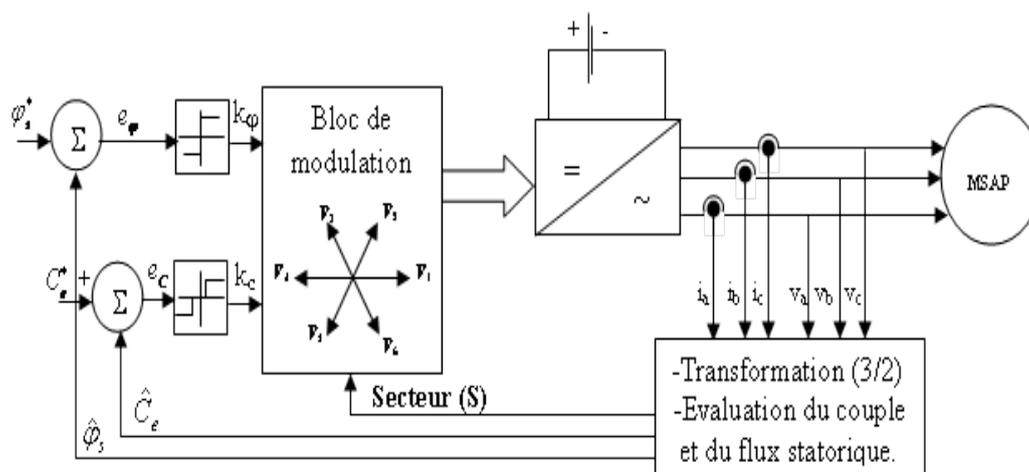


Fig 2.1 Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur ;
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine ;
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales ;
- Une réponse dynamique de la machine très rapide ;
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis ;
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis ;

Cette méthode de commande a pour avantages :

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

Et pour inconvénients :

- L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- L'existence des oscillations de couple ;
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche qui augmente les pertes, amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques ;

II.3 Stratégie de la commande directe de couple et de flux

La stratégie de la commande directe de couple et de flux qui a été proposée par Takahashi, est basée sur l'algorithme suivant.

- Optimisation du tableau de commutation de l'onduleur à deux et à trois niveaux de tension.
- Contrôle de la fréquence de commutation (utilisation des régulateurs à hystérésis).
- l'utilisation des estimateurs de flux et de couple et la mesure directe des courants de ligne, en utilisant les équations (II.4, II.10).
- La détermination de séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit.

Les composantes du flux statorique sont données par (I.15), pour s'en servir dans la commande, on effectue la transformation inverse $dq \rightarrow \alpha\beta$.

- Un algorithme préliminaire similaire à celui (I.3.4) pour déterminer la position du vecteur de flux.

II.3.1 Contrôle du vecteur de flux statorique

$$\text{On a : } \bar{\varphi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - \bar{R}_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II.1})$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où :

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - \bar{R}_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II.2})$$

Où $\bar{\varphi}_s$ est le vecteur du flux et, $\bar{\varphi}_{s0}$ est le vecteur initial du $\bar{\varphi}_s$ et, \bar{R}_s est la résistance statorique.

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

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{II.3})$$

On constate alors que sur un intervalle ($t=0$ à $t=T_e$), l'extrémité du vecteur $\bar{\varphi}_s$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur \bar{V}_s sélectionné pendant T_e .

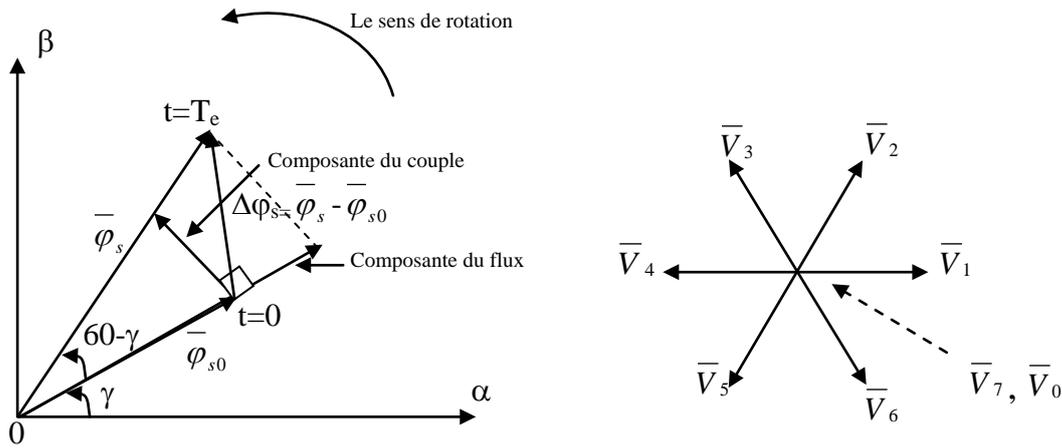


Fig 2.2 Evolution du vecteur du flux dans le plan (α, β) .

II.4 Présentation de la structure de contrôle

II.4.1 Choix du vecteur de tension \bar{V}_s

Le choix du vecteur \bar{V}_s dépend de la position de $\bar{\varphi}_s$ dans le référentiel « secteur (S) », de la variation souhaitée pour le module de $\bar{\varphi}_s$, de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de $\bar{\varphi}_s$.

L'espace d'évolution de $\bar{\varphi}_s$ dans « secteur (S) » est décomposé en six zones S_i , avec $i=[1..,6]$, telle que représentée sur la figure 2.3.

Lorsque le flux $\bar{\varphi}_s$ se trouve dans une zone S_i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ augmente et C_e augmente.
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ augmente et C_e diminue.
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ diminue et C_e augmente.
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ diminue et C_e diminue.
- Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\varphi}_s$ est arrêtée, d'où une diminution du couple alors que le module du flux $\bar{\varphi}_s$ reste inchangé.

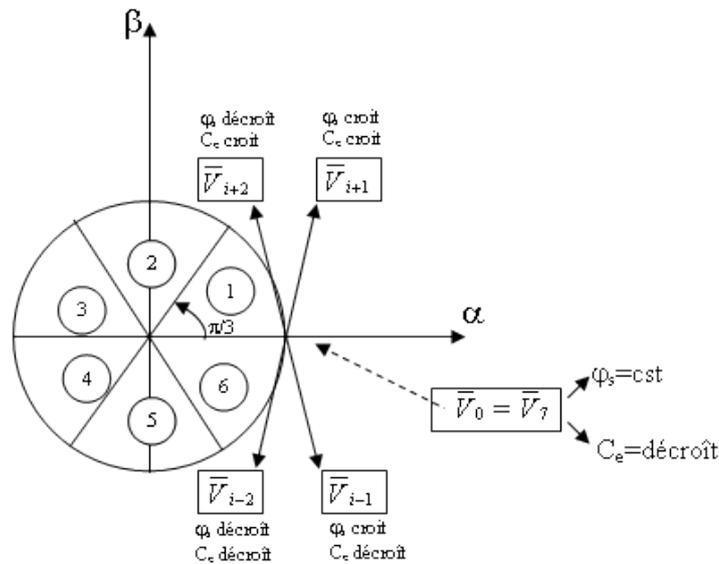


Fig 2.3 Choix du vecteur de tension.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquée dépend également de la position du vecteur flux dans la zone S_i .

En effet, en début de zone, les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\bar{\varphi}_s$, d'où une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_s$, alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\varphi}_s$ en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux dans la zone S_i , les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet ceux-ci ont la « composante de flux » la plus forte (évolution très rapide de $\bar{\varphi}_s$) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\bar{\varphi}_s$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

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

Un estimateur du flux en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires.

II.5 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques du courant et de la tension de la machine.

A partir de l'équation (II.1), on obtient les composantes (α, β) liées au stator du vecteur $\bar{\varphi}_s$:

$$\begin{cases} \widehat{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \widehat{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ sont déterminées à partir des commandes (T_1, T_2, T_3) , de la mesure de la tension U_c et en appliquant la transformée de Concordia :

$$\overline{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (T_1 - \frac{1}{2}(T_2 + T_3)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_c (T_2 - T_3) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} , ($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$) et par application de la transformation de Concordia :

$$\overline{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{II.7})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\widehat{\varphi}_{s\alpha}^2 + \widehat{\varphi}_{s\beta}^2} \quad (\text{II.9})$$

La zone S_i dans laquelle se situe le vecteur $\overline{\varphi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\widehat{\varphi}_{s\alpha}$ et $\widehat{\varphi}_{s\beta}$.

On peut estimer le couple à partir de

$$\widehat{C}_e = P(\widehat{\varphi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \widehat{\varphi}_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{II.10})$$

II.5.1 Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\overline{\varphi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure 2.4.

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\varphi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne k_φ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($k_\varphi = 1$) ou diminuée ($k_\varphi = 0$) de façon à maintenir $|\varphi_{ref} - \bar{\varphi}_s| \leq \Delta\varphi_s$, avec φ_{ref} la consigne de flux et $\Delta\varphi_s$ la largeur du correcteur d'hystérésis.

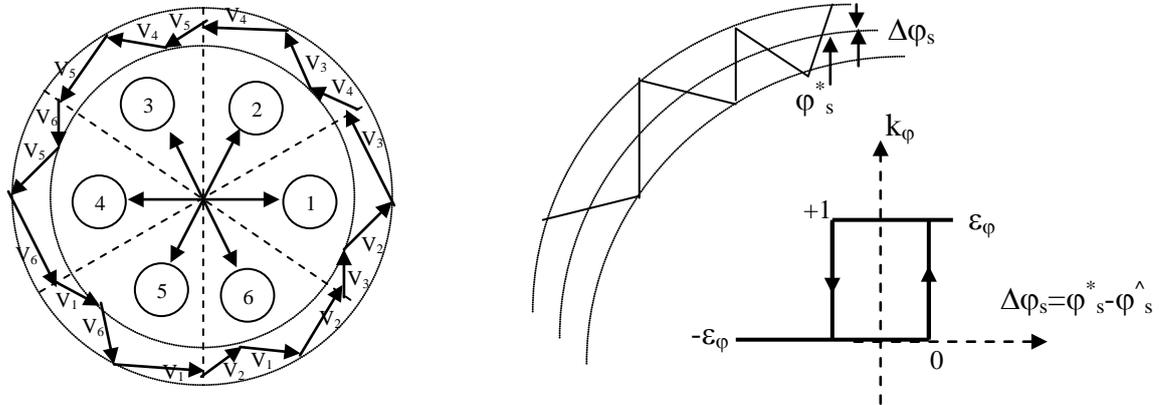


Fig 2.4 Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant.

On peut écrire aussi :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_\varphi & \text{alors } k_\varphi = 1 \\ \text{Si } -\varepsilon_\varphi \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} \geq 0 & \text{alors } k_\varphi = 0 \\ \text{Si } -\varepsilon_\varphi \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} \leq 0 & \text{alors } k_\varphi = 1 \\ \text{Si } \Delta\varphi_s < -\varepsilon_\varphi & \text{alors } k_\varphi = 0 \end{array} \right. \quad (\text{II.11})$$

II.5.2 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 $|C_{ref} - C_e| \leq \Delta C_e$, avec C_{ref} la référence de couple et ΔC_e la bande d'hystérésis du correcteur. Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

II.5.2.1 Le correcteur à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

La sortie du correcteur représentée par le variable booléenne k_c indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($k_c=1$) pour une consigne positif et ($k_c=-1$) pour une consigne négatif ou diminuée pour ($k_c=0$).

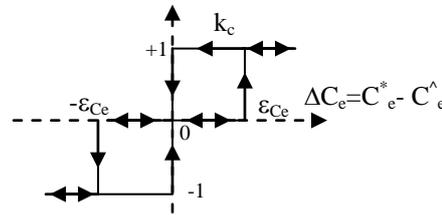


Fig 2.5 Correcteur de couple à hystérésis à trois niveaux.

Le correcteur à hystérésis à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

On peut illustrer alors une structure introduit le correcteur de couple

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } k_c = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} \geq 0 & \text{alors } k_c = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} \leq 0 & \text{alors } k_c = 1 \\ \text{Si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } k_c = -1 \\ \text{Si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} \geq 0 & \text{alors } k_c = 0 \\ \text{Si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} \leq 0 & \text{alors } k_c = -1 \end{array} \right. \quad (\text{II.12})$$

II.6 Elaboration du tableau de commande

Le tableau de commande est construit en fonction de l'état des variables k_φ et k_c , et de la zone S_i de position de $\bar{\varphi}_s$. Elle se présente donc sous la forme suivante :

II.6.1 Tableau de commutation proposé par la technique DTC

Secteur (S)		1	2	3	4	5	6
$k_\varphi=1$	$k_c=1$	110	010	011	001	101	100
	$k_c=0$	111	000	111	000	111	000
	$k_c=-1$	101	100	110	010	011	001
$k_\varphi=0$	$k_c=1$	010	011	001	101	100	110
	$k_c=0$	000	111	000	111	000	111
	$k_c=-1$	001	101	100	110	010	011

Tableau 2.1 Détermination des séquences de commutation

II.7 Le diagramme du bloc usuel d'un contrôleur DTC appliqué au MSAP

Avec la commande DTC il est possible de contrôler directement le flux et le couple électromagnétique, le contrôle indirect de la tension et du courant, le couple a de très bonnes performances dynamiques, et la bande d'hystérésis dépend de fréquence de commutation de l'onduleur.

Le contrôle du couple est assuré par une commutation entre les états de repos (où, la tension appliquée aux bornes de la machine étant nulle, le flux statorique reste fixe) et les états actifs (où, la machine étant alimentée, le flux statorique avance). Une augmentation du couple de consigne conduit à une accélération du flux, donc une augmentation du glissement et du couple C_e . Inversement, une diminution du couple de consigne entraîne une décélération du flux statorique, donc une diminution du glissement et du couple C_e . La figure ci-dessus illustre la structure de la commande directe du flux et du couple.

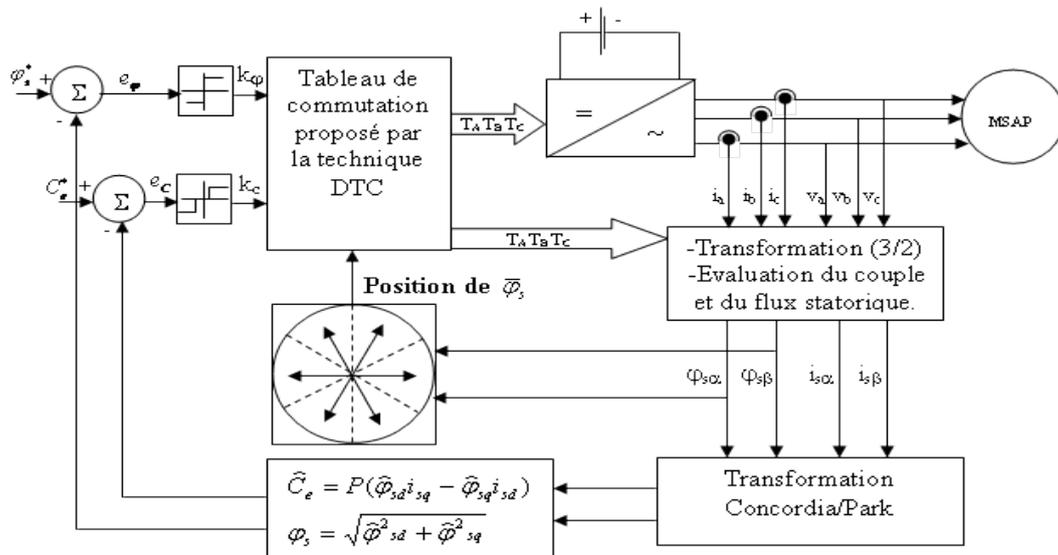


Fig 2.6 Commande directe du flux et du couple d'un MSAP.

II.8 Résultats de simulation et discussions

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension triphasé à MLI, en absence de boucle de réglage de vitesse, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de cette commande. Un programme de simulation établi nous permet de reproduire fidèlement le comportement des divers composants de la chaîne de puissance. Les simulations sont effectuées pour une période d'échantillonnage imposée par les deux comparateurs à hystérésis du couple et du

flux (d'autant que la bande de comparateur est petite d'autant que la fréquence d'échantillonnage est importante).

Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine. Ainsi, on applique une consigne de couple variée de (3 Nm) à sa valeur nominale de (10 Nm). Ceci entraîne une consigne de flux de (0,45 Wb).

II.8.1 Commande par DTC sans boucle de vitesse

Les figures 2.7, 2.8, 2.9 représentent l'évolution du couple électromagnétique, du flux statorique, du courant statorique de la phase a et de la vitesse de rotation de l'actionneur alimenté par un onduleur triphasé commandé par la DTC sans boucle de vitesse, en absence de la charge et aussi pour une inversion de la consigne de couple qui est égale (5 Nm) à l'instant $t=0.015s$, et on rend la vitesse pour $t=0.045s$.

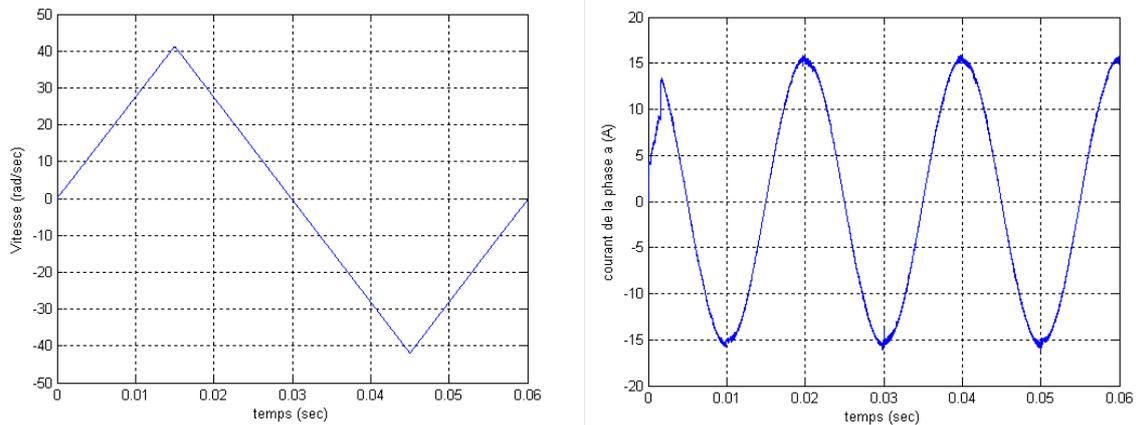


Fig 2.7 Evolutions du courant de la phase (a) et de la vitesse de rotation pour un couple de référence alterné.

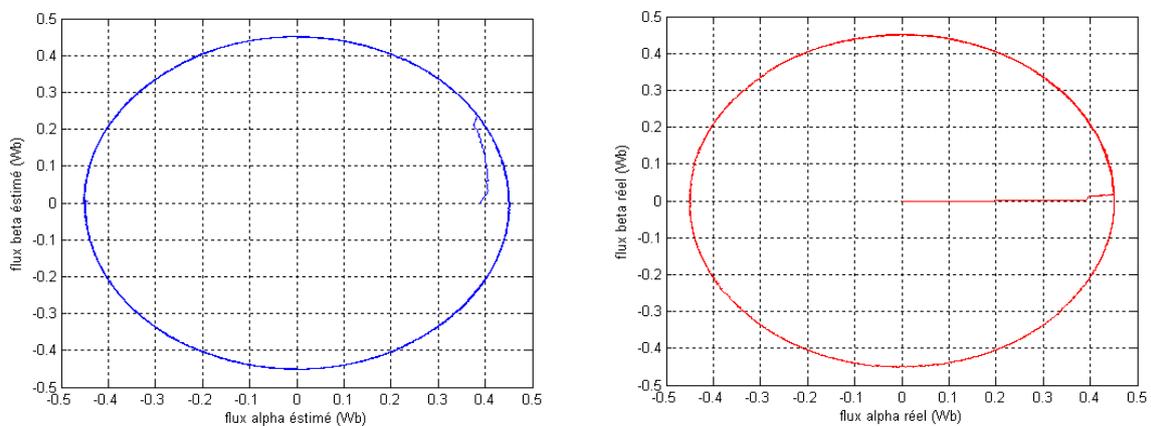


Fig 2.8 Evolutions des flux réel et estimé dans le plan (α, β) .

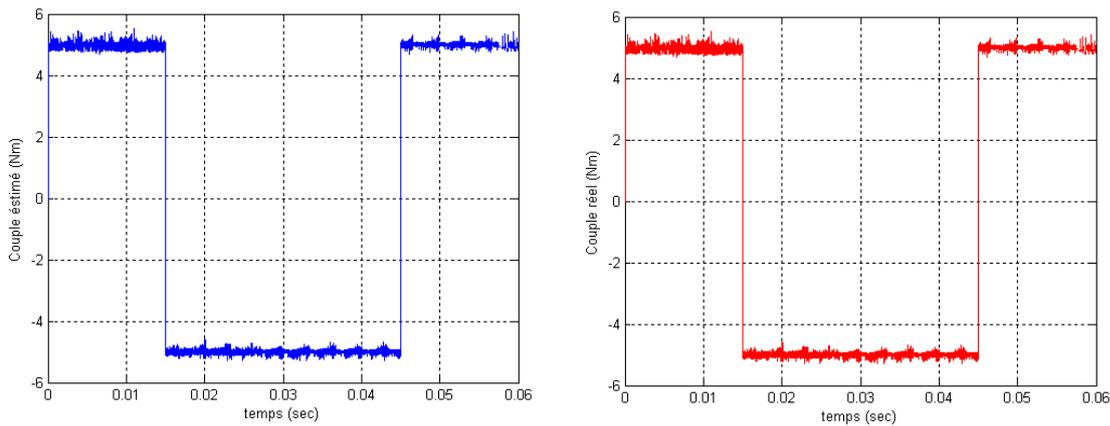


Fig 2.9 Evolutions des couples électromagnétiques réels et estimés pour un couple de référence alterné.

II.9 Conclusion

Le contrôle direct du flux et du couple utilisant la modulation de l'espace vectorielle était choisi pour cet actionneur électrique basé sur sa réponse rapide du couple et l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du flux et du couple. Sa haute réponse dynamique est due à l'absence de boucle de vitesse. La performance de cette méthode de commande a été démontrée par des simulations performantes en utilisant MATLAB/script.

III.1 Introduction

Les systèmes d'entraînements électriques à vitesse variable présentent en plus des perturbations extérieures, des variations paramétriques du système lui-même. Ceci, influence considérablement sur son comportement d'une manière non désirée. Cependant, ce travail présente une contribution visant à améliorer les performances du système malgré les variations jugées inévitables. Nous faisons recours à des algorithmes de commande à structure variable (CSV) pour le réglage de vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) alimenté par un onduleur de tension. Le régulateur en mode glissant (MG) permet d'améliorer la robustesse du contrôle souhaité malgré les perturbations. Les résultats de simulation obtenus illustrent des bonnes performances de cette technique de contrôle. La structure du contrôle directe du flux et du couple est alors résumée ci-dessous [14][15][16].

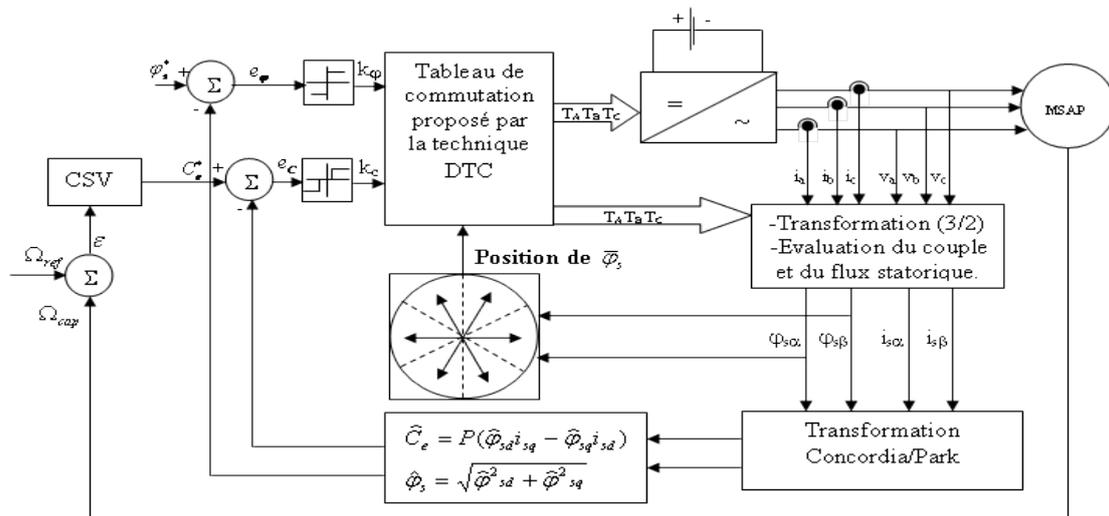


Fig 3.1 Diagramme du système de commande par la DTC doté par un régulateur en mode glissant.

III.2 Commande par mode glissant

La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue [17][18][19]. Et qu'elle est insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Ce type de commande (CSV) présente plusieurs avantages tels que :

- La robustesse ;
- Une précision importante ;
- Stabilité et simplicité ;

- Temps de réponse très faible ;

Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de simplification sur le modèle du système [2].

La modélisation de la (CSV) conduit à des équations différentielles de la forme :

$$\dot{x} = f(t, x) \quad (\text{III.1})$$

Où x est un vecteur de dimension n : $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ et $f(t, x)$ sont des fonctions continues par morceaux, présentant des discontinuités sur une surface S qui peut s'exprimer l'hypersurface $S(x) = 0$, de dimension $(n-1)$ et que divise l'espace en deux parties selon le signe de $S(x)$ positif ou négatif.

Lorsque la trajectoire de phase reste sur la surface $S(x)$, le système est dit en régime glissant limite et cela jusqu'à ce qu'il arrive à un état d'équilibre. La condition pour l'obtention du régime glissant est telle que.

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.2})$$

La condition formulée par (III.2), qui assure que la surface (S) est attractive pour les trajectoires de phase, est l'inégalité fondamentale utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structure variable.

Tant que la condition (III.2) est vérifiée, la dynamique du système sur $S(x)$, ainsi que sa stabilité sont indépendantes de la fonction $f(t, x)$ et dépendent uniquement des paramètres de l'hypersurface choisie, ceci expliquant l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissant sur la partie commandée.

III.3 Synthèse de la commande à structure variable pour l'asservissement de la vitesse

Le schéma d'asservissement de vitesse est montré sur la figure 3.2.

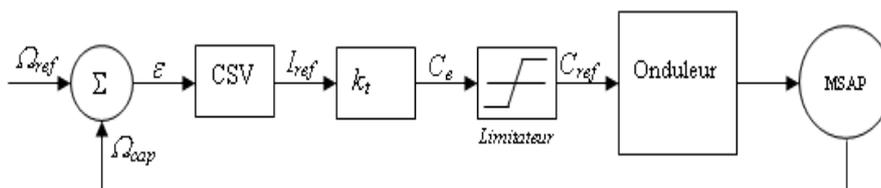


Fig 3.2 Schéma fonctionnel d'asservissement de vitesse.

La synthèse de la loi de commande à structure variable pour l'asservissement de vitesse de la machine synchrone considérée est effectuée à partir de l'équation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f.\Omega = C_e - C_r \quad (\text{III.3})$$

Où :

Ω : la vitesse mécanique de rotor

C_r : le couple de charge

f : le coefficient de frottements visqueux

J : le moment d'inertie

Le couple électromagnétique

$$C_e = p.k_t.I_s \quad (\text{III.4})$$

Où

I_s : le courant statorique suivant l'axe q

p : le nombre de paire de pôles

k_t : le coefficient de la *f.c.e.m*

On utilise un asservissement à structure variable de vitesse qui génère le courant de référence (I_{ref}). Le contrôle direct du couple électromagnétique du moteur se fait par l'imposition des courants statoriques.

L'équation mécanique reliant la vitesse et le courant statorique est du premier ordre. Par conséquence on choisit pour l'asservissement de vitesse une variété d'ordre zéro

$$S_\Omega = K_\Omega . e_\Omega \quad (\text{III.5})$$

Où

$e_\Omega = \Omega_{ref} - \Omega_{capt}$ est l'erreur entre la consigne de vitesse et la vitesse mesurée.

K_Ω est un coefficient positif

La commande utilisée est de type :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{III.6})$$

III.3.1 Détermination de u_{eq}

La commande équivalente est déterminée à partir de la condition :

$$S_\Omega = \frac{dS_\Omega}{dt} = 0 \quad (\text{III.7})$$

$$\frac{dS_\Omega}{dt} = \frac{de_\Omega}{dt} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \frac{d\Omega_{capt}}{dt} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \frac{p.k_t}{J} . (u_{eq} + u_n) + \frac{f}{J} . \Omega_{capt} + \frac{C_r}{J} = 0 \quad (\text{III.8})$$

$$\frac{dS_\Omega}{dt} = -\frac{p.k_t}{J} . (u_{eq} + u_n) + \frac{f}{J} . \Omega_{capt} + \frac{C_r}{J} = 0$$

Etant donné que $u_n=0$, l'expression de la commande équivalente devient :

$$u_{eq} = \frac{f \cdot \Omega_{capt} + C_r}{p \cdot k_t} \quad (III.9)$$

III.3.2 Détermination de la condition de glissement et de la commande discontinue.

La commande discontinue u_n est choisie de manière à assurer la condition de glissement :

$$S_\Omega \cdot \frac{dS_\Omega}{dt} < 0 \quad (III.10)$$

où :

$$\frac{dS_\Omega}{dt} = - \frac{p \cdot k_t \cdot u_n}{J} \quad (III.11)$$

L'expression de $\frac{dS_\Omega}{dt}$ est obtenue en substituant la valeur de u_{eq} donnée par (III.8) dans (III.9).

Donc :

$$\text{Si } S_\Omega > 0 \quad u_n < 0 \quad (III.12)$$

$$\text{Si } S_\Omega < 0 \quad u_n > 0$$

III.4 Essais pour différents types de variétés de glissement

On va considérer une commande discontinue de type signe « Sgn ». L'influence des variétés de glissement sur les réponses est étudiée. Dans leurs équations de base, des termes relatifs à l'accélération et à la charge sont introduits.

III.5 La commande discontinue de base

Plusieurs choix pour la commande discontinue (u_n) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $u_n = [u_1, u_2, \dots, u_m]$ avec la fonction signe par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$:

$$\begin{aligned} Sgn(S_\Omega) &= +1 & \text{si } S_\Omega > 0 \\ Sgn(S_\Omega) &= -1 & \text{si } S_\Omega < 0 \end{aligned} \quad (III.13)$$

u_n s'exprime donc comme :

$$u_n = K \cdot Sgn(S_\Omega) \quad (III.14)$$

Où K est un gain positif.

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure suivante :

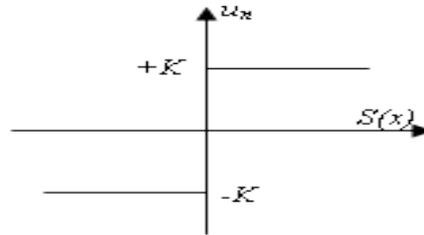


Fig 3.3 Définition de la fonction signe.

Si le gain K est très petit, le temps de réponse sera long, si K est très grand, le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître (couramment appelées chattering) sur les réponses en régime permanent. Le résultat est extrait des essais obtenus pour la (CSV) pour un asservissement de vitesse mis en place sur la machine synchrone et qui seront présentés dans les figures 3.4, 3.5 et 3.6.

La variété de glissement de base pour l'asservissement de vitesse est de la forme :

$$S_{\Omega} = K.e_{\Omega} \quad (\text{III.15})$$

où: $e_{\Omega} = \Omega_{ref} - \Omega_{capt}$ est l'erreur entre la consigne de vitesse et la vitesse mesurée.

K est un coefficient positif adaptatif en fonction de Ω_{ref} .

La commande est de type (III.6) :

$$\begin{cases} \text{si } S_{\Omega} > 0 \text{ alors } & Sgn(S_{\Omega}) = +1 \\ \text{si } S_{\Omega} < 0 \text{ alors } & Sgn(S_{\Omega}) = -1 \end{cases} \quad (\text{V.16})$$

Les figures 3.4, 3.5 et 3.6 représentent les réponses en vitesse, commande u_n , flux estimé et réel et en couples estimé et réel dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse de (120 rd/s) suivi d'un échelon de couple résistant (5 Nm) pour $t=0.02s$ et (10 Nm) pour $t=0.04s$.

Ces conditions de fonctionnement ont été retenues pour tous les essais relatifs à l'asservissement de la vitesse exposés dans ce chapitre.

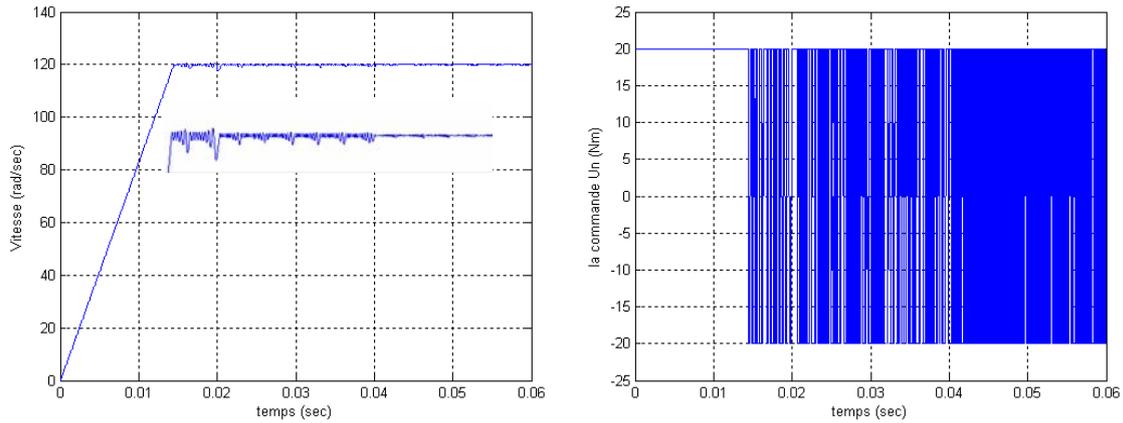


Fig 3.4 Evolutions de la vitesse de rotation et la commande u_n .

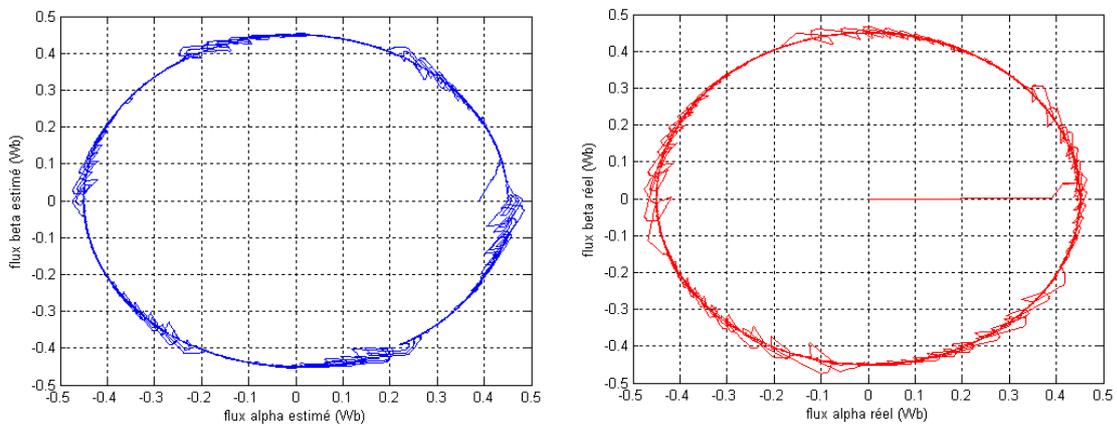


Fig 3.5 Evolutions du flux estimé et du flux réel.

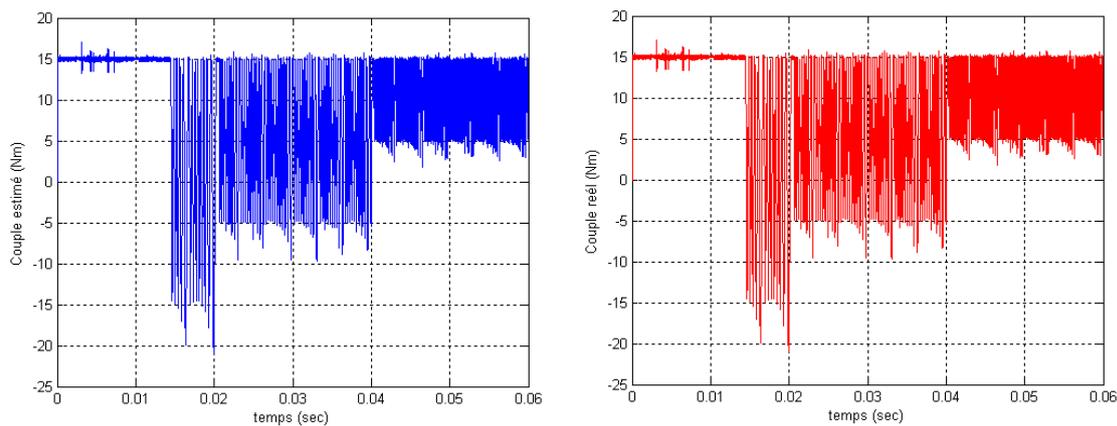


Fig 3.6 Evolutions du couple estimé et du couple réel.

La réponse en vitesse obtenue avec la (CSV) pour un démarrage à vide est très rapide (inférieur à 0.016s). On observe que l'erreur de vitesse provoquée par la perturbation de la charge est très rapidement compensée. La réponse en couple est pratiquement instantanée.

Les oscillations de haute fréquence et d'amplitude élevée que l'on remarque sur le couple sont dues à la partie discontinue de la commande qui prend des valeurs importantes. Ceci est gênant car ainsi on induit des oscillations sur la réponse en vitesse.

III.6 Oscillations de glissement et commande discontinue évoluée

Dans le but de réduire les oscillations haute fréquence (indésirables sur les réponses), nous allons présenter quelques solutions classiques qui consistent à imposer une variation de la valeur de la commande u_n en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement [8]. Certaines de ces méthodes introduisent des seuils ("zone morte") sur la commutation de la fonction signe, ce qui peut être vu comme une "bande entourant" la surface de commutation.

III.6.1 Commande avec seuil

Cette commande est caractérisée par un seuil (ε) figure 3.7. Dans la bande qui entoure la surface de glissement.

$$S_{\Omega} = c_{11}e_{\Omega} + c_{22} \cdot (de_{\Omega} / dt) \quad (\text{III.17})$$

Seule la composante continue (u_{eq}) de la commande (u) agit (III.6).

La partie discontinue (u_n) étant égale à zéro, les oscillations sur les réponses fortement atténuées. Cependant lorsque (ε) augmente, il apparaît un écart statique sur la réponse en régulation.

La commande discontinue est d'expression :

$$\begin{cases} \text{si } S_{\Omega} > \varepsilon & \text{alors } u_n = K \cdot \text{Sgn}(S_{\Omega}) \\ \text{si } S_{\Omega} < \varepsilon & \text{alors } u_n = 0 \\ \text{si } S_{\Omega} < -\varepsilon & \text{alors } u_n = -K \cdot \text{Sgn}(S_{\Omega}) \\ \text{si } S_{\Omega} > -\varepsilon & \text{alors } u_n = 0 \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

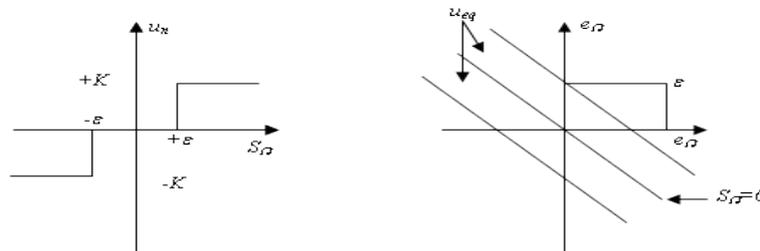


Fig 3.7 Fonction signe, traduction de la bande qui entoure la surface dans le plan de phase.

Ce type de commande n'est pas très utilisé car, outre le problème d'erreur statique, en présence d'une perturbation, u_n intervient avec toute sa valeur et des oscillations peuvent persister en régime permanent. Un "adoucissement" de la commande u_n est donc nécessaire.

III.6.2 Commande adoucie

Cette commande est caractérisée par un seuil (ε) ou deux seuils ($\varepsilon_1, \varepsilon_2$) pour diminuer progressivement la valeur de la commande u_n . Dans cette configuration (figure 3.8) on peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Soit la distance est supérieure au seuil (ε_2) et alors la fonction signe est effective. Soit la distance est inférieure au seuil (ε_1) et alors u_n est nulle (zone morte) soit le point est dans la bande ($\varepsilon_1, \varepsilon_2$) et alors u_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{K}{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}$).

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } S_\Omega > \varepsilon_2 \text{ ou } S_\Omega < -\varepsilon_2 & \text{alors } u_n = K \cdot \text{Sgn}(S_\Omega) \\ \text{si } \varepsilon_1 < S_\Omega < \varepsilon_2 \text{ ou } -\varepsilon_2 < S_\Omega < -\varepsilon_1 & \text{alors } u_n = \frac{K}{\varepsilon_1 - \varepsilon_2} S_\Omega \\ \text{si } S_\Omega < \varepsilon_1 \text{ ou } -\varepsilon_1 < S_\Omega & \text{alors } u_n = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III.19})$$

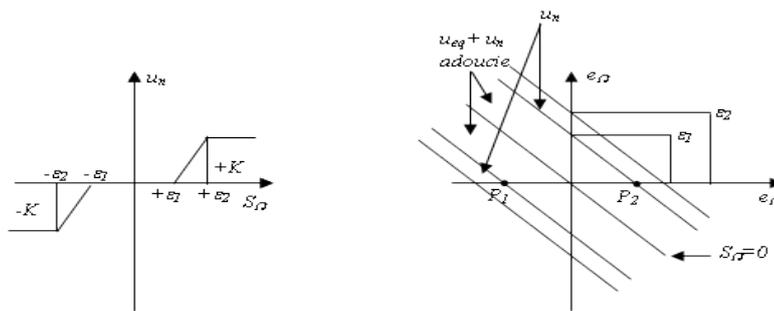


Fig 3.8 Fonction signe de la commande adoucie Bandes qui entourent la surface dans le plan de phase.

Quelle que soit la méthode d'adoucisement utilisée pour limiter les oscillations, nous remarquons que plus le seuil est grand, moins il y a des commutations. Néanmoins s'il est trop important, il y a un problème de précision. En effet le système va évoluer dans la bande et risque donc de ne jamais atteindre le point désiré (origine du plan de phase). La figure 3.8 représente la commande adoucie dans le cas d'un asservissement de vitesse avec la CSV de la machine synchrone considérée. L'exemple montre que le seuil utilisé induit une erreur statique car la surface $S_\Omega = 0$ n'est jamais atteinte.

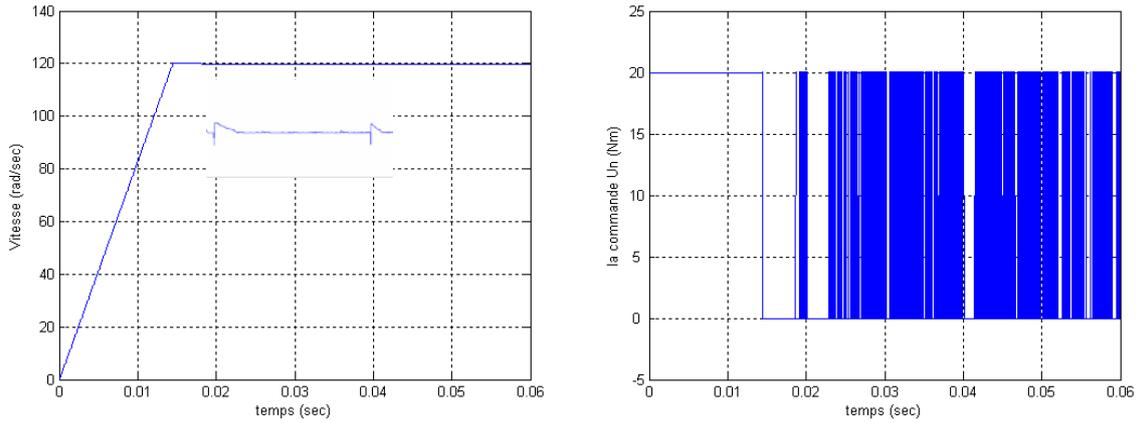


Fig 3.9 Evolution de la vitesse de rotation et de la commande u_n .

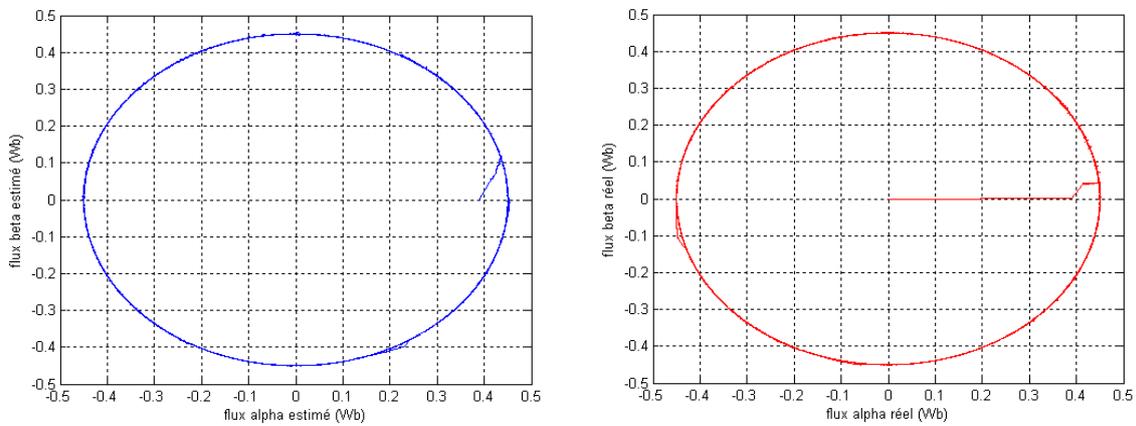


Fig 3.10 Evolution du flux estimé et du flux réel.

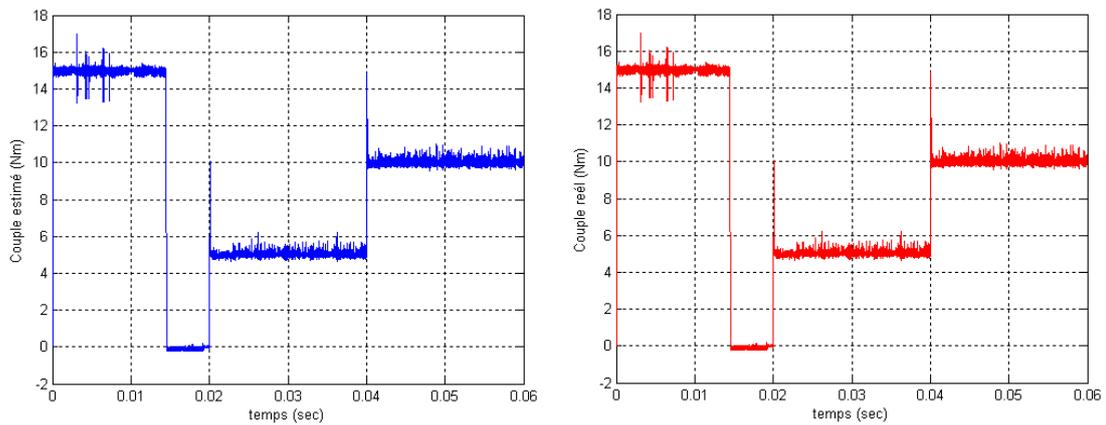


Fig 3.11 Evolution du couple estimé et du couple réel.

En conclusion nous pouvons résumer que les commandes adoucies

- Limitent voire éliminent les oscillations de glissement.
- De point de vue théorique, le mode de glissement n'existe plus parce que la trajectoire d'état n'est pas forcée de rester sur $S_{\Omega} = 0$
- Le système a deux points d'équilibre P_1 et P_2 (figure 3.8) et par conséquent, en régime permanent, un écart statique apparaît et dépend du seuil utilisé.

III.6.3 Commande continue avec composante intégrale

Les oscillations de haute fréquence qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évité en rendant continue la commande discontinue u_n (III.14), en remplaçant la fonction signe par la fonction continue voisine [14] :

$$u_n = K \cdot \frac{S_{\Omega}}{|S_{\Omega}| + \lambda} \quad (\text{III.20})$$

Où λ est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque λ tend vers à 0, on tend vers la même commande discontinue définie par (III.14).

La fonction u_n continue est illustrée sur la figure 3.12

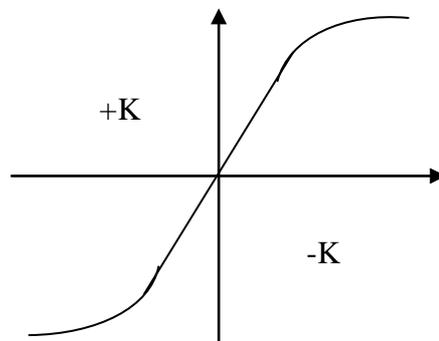


Fig 3.12 CSV rendue continue.

Pour augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale qui devient active lorsque le point est « proche » de la surface. En général, le compensateur intégral diminue l'erreur en régime permanent, mais il est souvent indésirable pour les régimes transitoires brusques, car il provoque des oscillations supplémentaires sur la réponse. La commande u_n dans ce cas devient :

$$u_n = K \cdot \frac{S_\Omega}{|S_\Omega| + \lambda} + \eta \quad (\text{III.21})$$

Avec :

$$\lambda = \lambda_0 + |\gamma|$$

$$\begin{cases} \text{si } S_\Omega < \varepsilon \text{ ou } S_\Omega > -\varepsilon & \text{alors } \gamma = \gamma_0 \int S_\Omega dt ; \eta = \eta_0 \int S_\Omega dt \\ \text{si } S_\Omega > \varepsilon \text{ ou } S_\Omega < -\varepsilon & \text{alors } \gamma = 0 ; \eta = 0 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Où $\lambda_0, \gamma_0, \eta_0, \varepsilon$ sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références.

A l'aide de cette commande, on divise l'espace où évoluent les trajectoires de phase en deux parties : l'une avec $\lambda \rightarrow 0$ et $|S_\Omega| > \varepsilon$ avec une commande de type (III.14) et l'autre où $|S_\Omega| < \varepsilon$ avec une commande de type (III.21).

Le paramètre ε est déterminé selon le système concret et ses caractéristiques. Il sert à activer ou désactiver l'action intégrale pendant certains régimes de fonctionnement.

Ce type de commande est difficile à mettre en pratique car il y a un grand nombre de paramètres à déterminer.

La détermination des coefficients λ, γ, η et ε résultent de l'expérience accumulée lors des simulations numériques et la détermination des paramètres cités est non exprimable sous forme analytique. En générale le paramètre λ est de l'ordre de l'erreur maximale pour l'asservissement concerné. Le paramètre ε définit les conditions pour que la correction intégrale soit active ou pas, sa définition correspondre aux buts de l'asservissement (rapidité, précision, robustesse). Si on souhaite une grande rapidité, on peut activer la correction intégrale qu'en fin du régime transitoire. Les valeurs des paramètres λ et η sont déterminées en fonction du choix du compromis rapidité, précision et robustesse par simulation numérique.

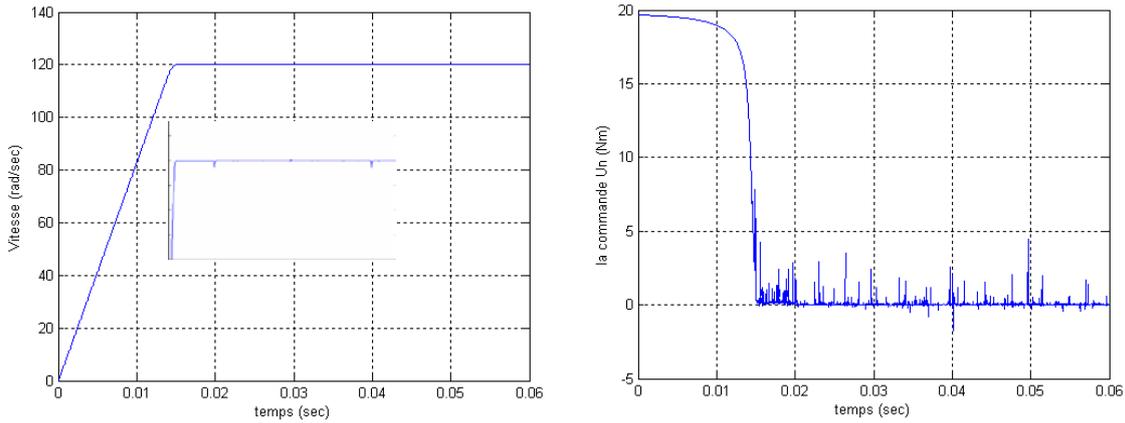


Fig 3.13 Evolution de la vitesse de rotation et de la commande u_n .

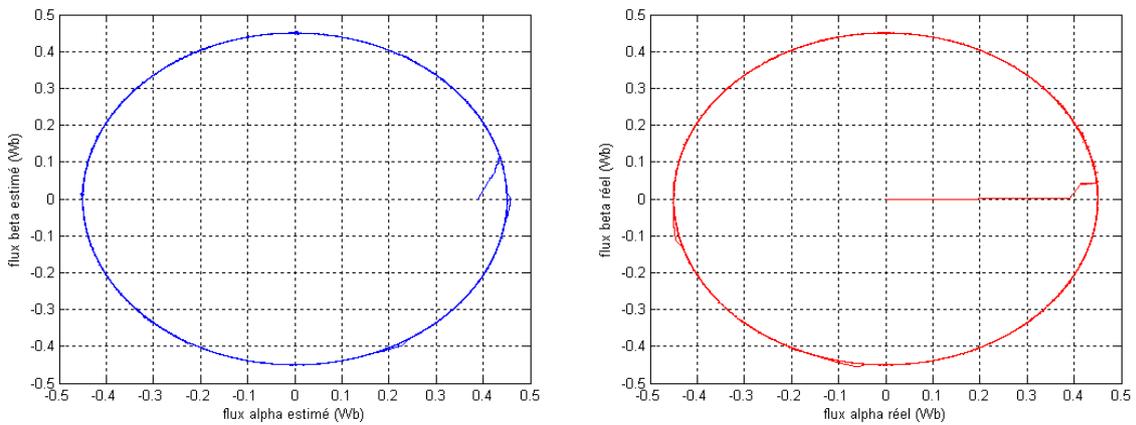


Fig 3.14 Evolution du flux estimé et du flux réel.

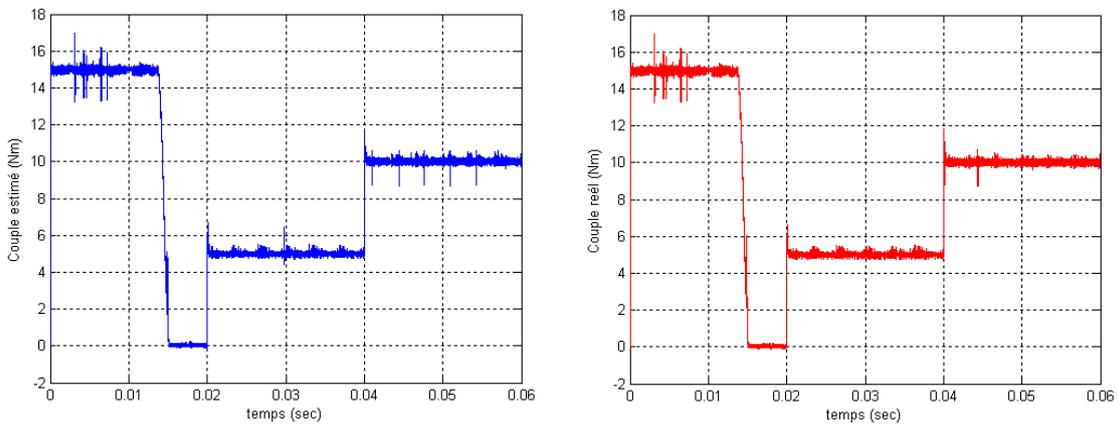


Fig 3.15 Evolution du couple estimé et du couple réel.

III.7 Conclusion

On conclut une nette amélioration de la réponse en vitesse et en couple. La fréquence de commutation de la commande u_n est considérablement augmentée et les oscillations sur les réponses sont éliminées.

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons analyser le comportement du système de commande à structure variable pour diverses conditions de fonctionnement du moteur synchrone. Les résultats ainsi obtenus seront comparés avec ceux obtenus avec la commande proportionnelle intégrale (PI) pour l'asservissement de vitesse dans les mêmes conditions de fonctionnement (consigne, charge, perturbation,...) et dans la même configuration de simulation numérique (pas d'échantillonnage, durée de la simulation,...).

IV.2 Etude comparative de la CSV- PI pour l'asservissement en vitesse du MSAP

En premier lieu, la rapidité des réponses sera évaluée, ainsi que leur précision et leur robustesse vis-à-vis des variations de charge et de vitesse.

Dans un premier temps la commande proportionnelle intégrale pour l'asservissement de vitesse sera rapidement présentée.

IV.2.1 Commande Proportionnelle Intégrale pour l'asservissement de vitesse

Parmi les nombreuses approches de régulation de vitesse on considère une régulation classique avec des régulateurs PI [12][2][20].

On suppose que tous les paramètres de la machine y compris l'angle ψ (le déphasage entre le courant et la force électromotrice dans un enroulement statorique) sont gardés constants. L'expression du couple et de l'équation mécanique permet de déterminer la fonction de transfert entre la vitesse et le couple :

$$C_e = K_{em} \cdot I \quad (IV.1)$$

$$K_{em} = p \cdot k_t$$

Où :

I : l'amplitude des courants statorique.

p : le nombre de paire de pôle.

k_t : le coefficient de *f.c.e.m.*

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_e - C_r \quad (IV.2)$$

$$\Omega(J \cdot P + f) = C_e - C_r$$

$$G_m(P) = \frac{\Omega}{C_e} = \frac{K_m}{1 + P \cdot T_m} \quad (IV.3)$$

Avec :

$$T_m = \frac{J}{f} \text{ et } K_m = \frac{1}{f}$$

Le schéma bloc pour la régulation de la vitesse est donné par la figure 4.1.

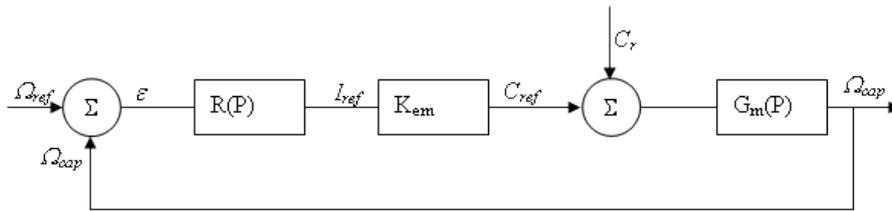


Fig 4.1 Schéma bloc pour la régulation de la vitesse.

Par analogie avec une machine à courant continu en boucle de courant, la machine synchrone avec commande par DTC peut être modélisée par un système linéaire (autour d'un point de fonctionnement) ayant comme entrée la référence couple et comme sortie la vitesse. La structure du système est illustrée dans la figure suivante.

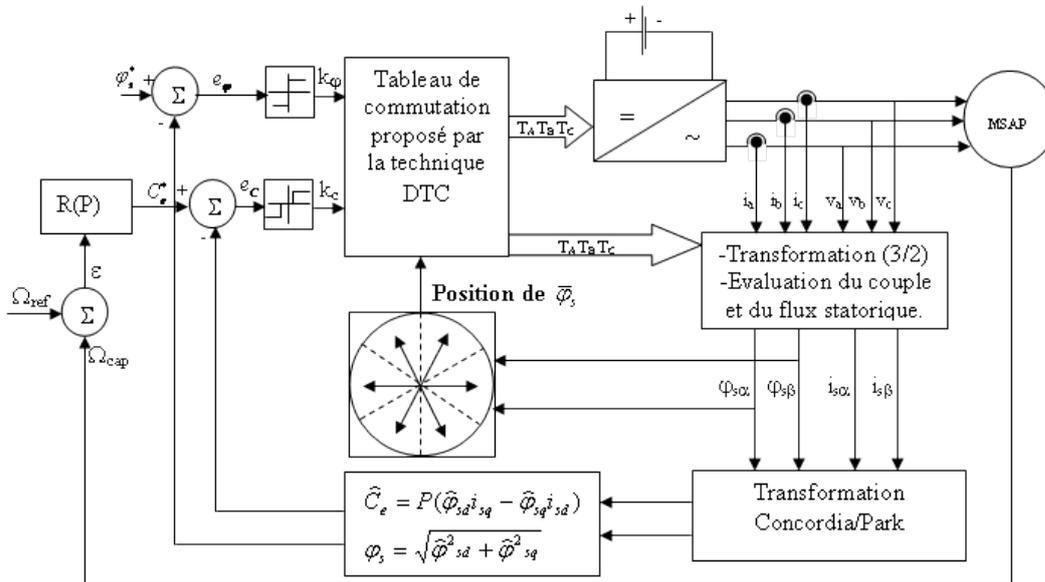


Fig 4.2 La structure générale de la commande (DTC) dotée par régulateur PI.

On peut choisir un régulateur de vitesse PI tel que le zéro de la fonction de transfert du régulateur compense le pôle de la fonction de transfert, ce qui donne :

$$R(P) = K_c \cdot \left(1 + \frac{A}{P}\right) \tag{IV.4}$$

$$\frac{\Omega}{\varepsilon_\Omega} = \frac{K_{em} \cdot K_m \cdot K_c}{P T_m}$$

Avec :

$$A = \frac{1}{T_m}$$

$$K_{em} = p \cdot k_t$$

En boucle fermée, le système se comporte comme un premier ordre caractérisé par le pôle :

$$P_a = -\frac{K_{em} \cdot K_c}{J} \quad (IV.5)$$

Le choix de la dynamique de vitesse permet de définir le gain K_c . cependant ce choix de la compensation du pôle dominant présente l'inconvénient, si cette compensation n'est pas rigoureuse, d'amener sur la fonction de transfert en boucle fermée un zéro faible A qui provoque une détérioration de la réponse. La constante de temps mécanique n'est pas connue avec beaucoup de précision car l'inertie et les frottements sont difficiles à déterminer.

Un autre choix pour le calcul du régulateur est de faire un placement des pôles de la fonction en BF :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K_{em} \cdot K_m \cdot K_c (P + A)}{K_{em} \cdot K_m \cdot K_c (P + A) + P(1 + P.T_m)} \quad (IV.6)$$

IV.2.2 Réponse à un échelon de vitesse nominale, inversion de la vitesse et variation de la charge

La figure 4.3 représente les vitesses de rotations et les couples électromagnétiques de la machine synchrone dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse nominale (120 rad/s), suivi d'un échelon de couple résistant nominale (10 Nm) pour $t=0.03s$. La courbe continue correspond à la vitesse obtenue avec la CSV tandis que la courbe discontinue est relative à la commande PI.

Un limiteur fait entrer en jeu lors du régime transitoire pour limiter le courant délivré à la machine et donc le couple. La réponse en vitesse obtenue avec la CSV pour un démarrage à vide est plus rapide que celle obtenue avec la commande PI (figure 4.3). Le choix des paramètres des deux types de commande a été fait de manière à obtenir une réponse rapide sans dépassement pour un échelon de vitesse nominale. Au démarrage, seule la composante « signe » de la CSV (III.14) agit et cela augmente davantage la rapidité de la réponse en vitesse. On observe que l'erreur sur la vitesse provoquée par la perturbation de la charge est très importante pour la réponse obtenue avec la commande PI. Par ailleurs, la réponse correspondant à la CSV rejoint très vite la consigne de vitesse après la compensation de la perturbation. La plus grande robustesse vis-à-vis de la présence d'une charge résulte de la rapidité de la réponse en couple dans le cas de la CSV. La réponse en couple (figure 4.3) pour les deux types de commande est pratiquement instantanée. Sur cette figure on a présenté

directement le couple électromagnétique développé sur l'arbre du moteur. On observe qu'une fois la limitation atteinte, le couple obtenu par la commande PI diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par la CSV est maintenu à sa valeur maximale plus longtemps.

De ce fait on peut expliquer la plus grande rapidité de la réponse en vitesse obtenue avec la CSV. Par contre, lors des régimes transitoires, on remarque sur le couple des oscillations ayant des amplitudes élevées. Ces oscillations sont rapidement atténuées car la commande discontinue se transforme en commande continue et le système entre en régime glissant autour de $S_{\Omega}=0$.

Essai N°1

La figure 4.3 représente les réponses de la vitesses et du couples dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse nominale (120 rad/s) suivi d'un échelon de couple résistant nominale (10 Nm) pour $t=0.02s$. Au démarrage la vitesse du système à CSV fait apparaître un transitoire de même que celui à commande PI, mais maintenu plus longtemps à sa valeur nominale. Cela explique la plus grande rapidité de la réponse en vitesse obtenue avec la CSV.

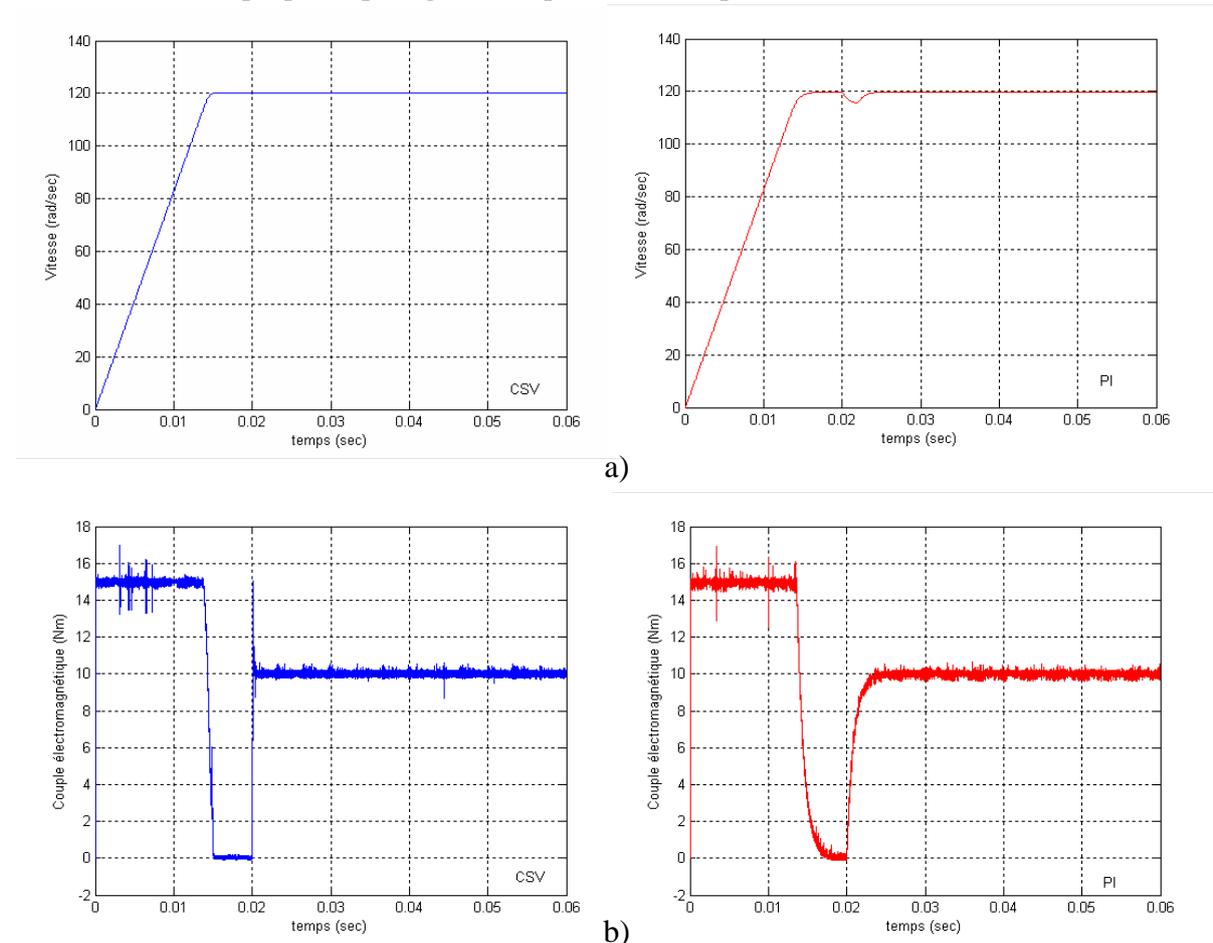


Fig 4.3 Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et PI.

Essai N°2

La figure 4.4 représente les vitesses et les couples dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse nominale (120 rad/s) suivi d'un échelon de couple résistant nominale (10 Nm) pour $t=0.02s$. En inversant le signe de la vitesse pour $t=0.03s$ et en gardant le signe du couple de charge Au démarrage la vitesse du système à CSV fait apparaître un transitoire de même que celui à commande PI, mais maintenu plus longtemps à sa valeur nominale. Cela explique la plus grande rapidité de la réponse en vitesse obtenue avec la CSV.

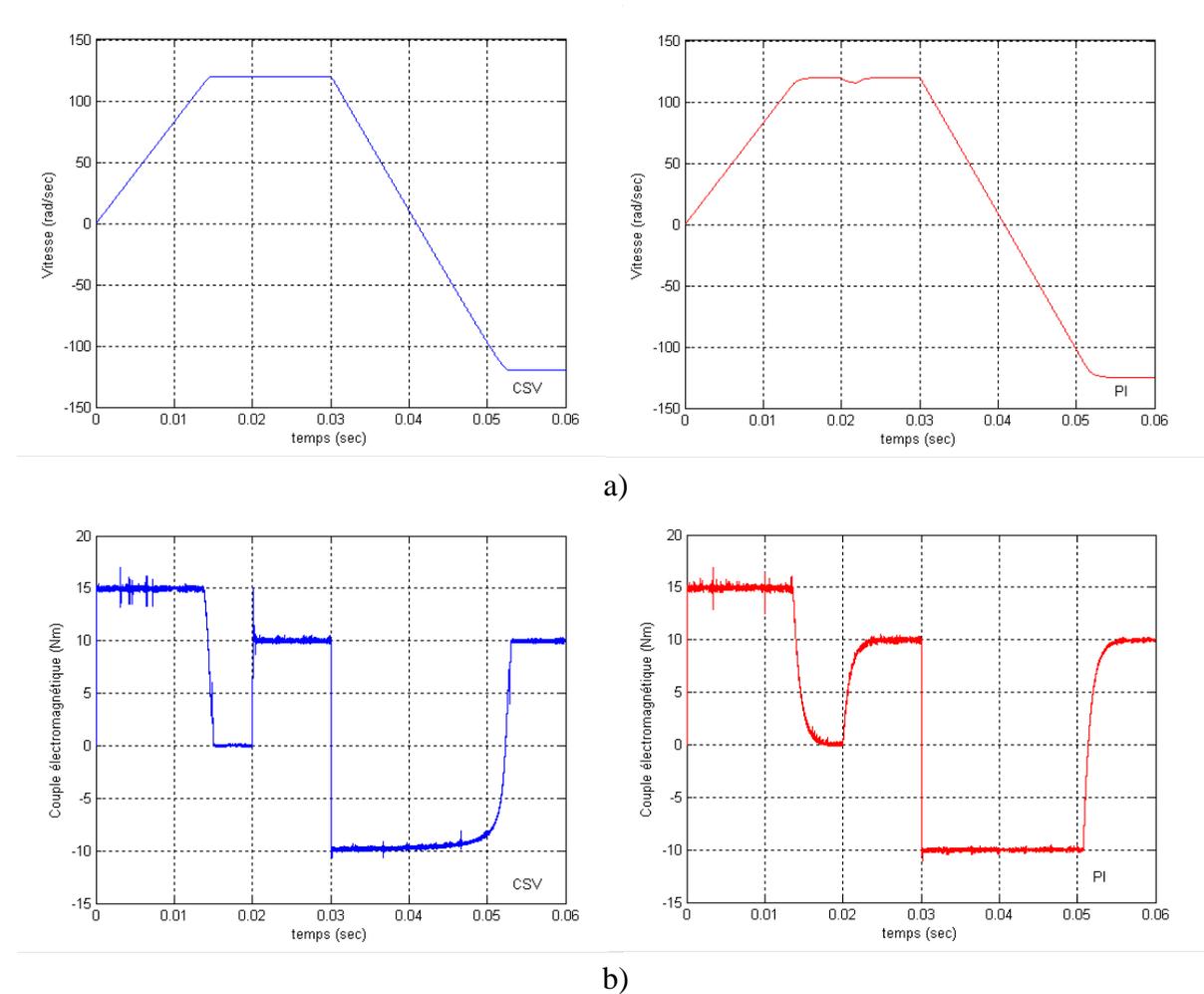


Fig 4.4 Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et PI.

IV.2.3 Réponse à un échelon de la moitié de la vitesse nominale, inversion de la vitesse et variation de la charge

Dans cette partie on présentera des résultats de simulation relatif à différentes consignes (échelon de vitesse), pour la CSV et pour la commande PI afin d’effectuer la comparaison entre les deux types de commande.

Essai N°3

La figure 4.5 représente les réponses en vitesse et en couple dans le cas d’un démarrage à vide pour un échelon de vitesse égale à (60 rad/s) suivi d’un échelon de couple résistant nominal (10 Nm) pour t=0.02s.

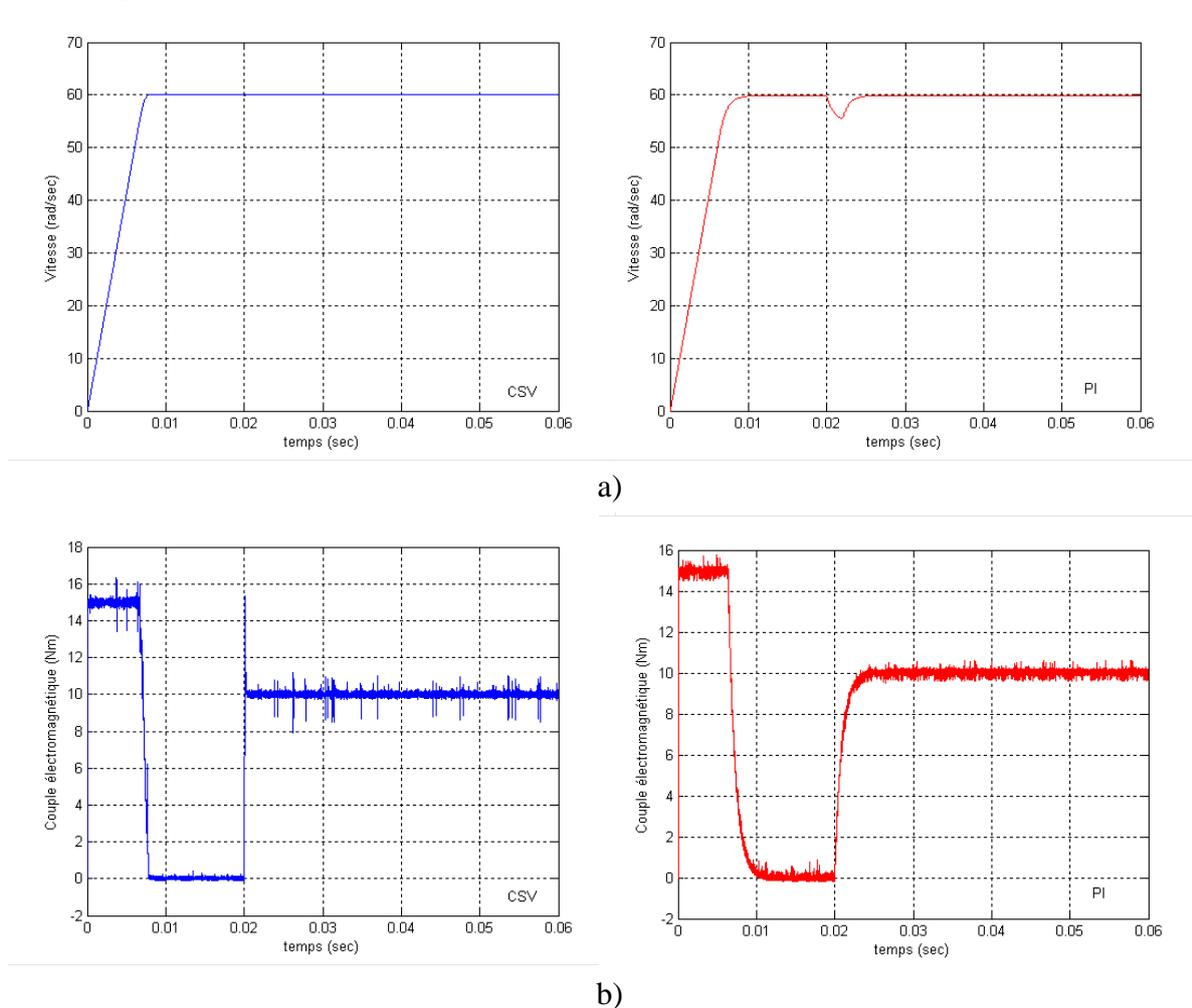


Fig 4.5 Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et PI.

Essai N°4

La figure 4.6 représente les réponses en vitesse et en couple dans les mêmes conditions que celles de la figure 4.5 avec la différence que pour $t=0.03s$ on applique un échelon inverse de (60 rad/s) pour la vitesse suivi d'un échelon de couple (5 Nm) pour $t=0.05s$.

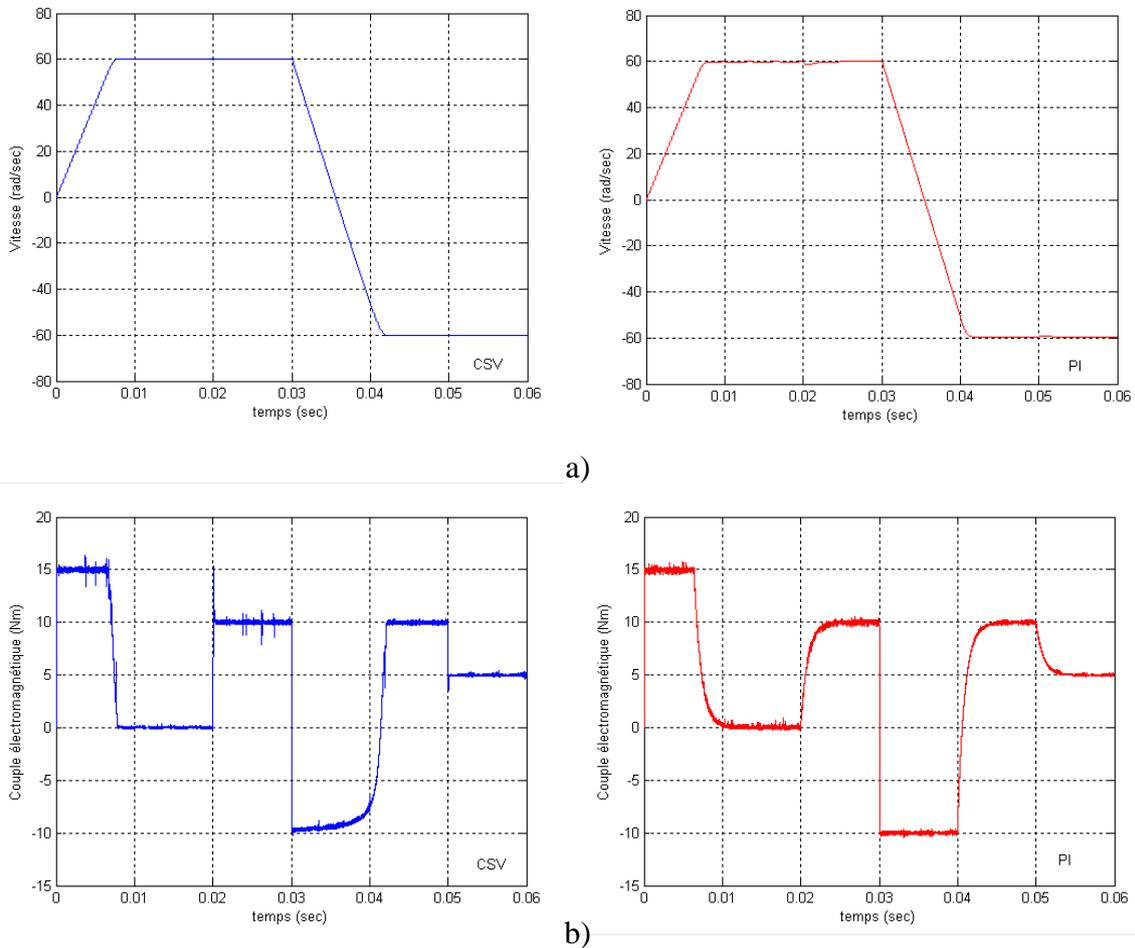


Fig 4.6 Evolutions des vitesses et des couples pour les commandes CSV et PI.

Dans les deux cas, on constate que les réponses en vitesse avec la CSV et la commande PI sont équivalentes. Notons simplement que la réponse obtenue avec la CSV rejoint plus vite la consigne de vitesse et que la vitesse inverse avec la commande PI a divergé un peu à la consigne de vitesse.

IV.2.4 Fonctionnement lors des variations des paramètres mécanique du moteur

Dans cette partie nous allons étudier le comportement du système asservi avec les deux types de commandes lors des variations typiques des paramètres mécaniques du moteur : variation de l'inertie et du frottement visqueux. Les variations des paramètres mécanique influencent essentiellement à la constante de temps mécanique $T_m=J/f$ de la machine et par conséquent, les réponses en vitesse et en couple seront modifiées. On simulera une erreur commise lors de l'identification paramétrique de la machine.

En premier lieu, nous allons considérer que le moment d'inertie du moteur J est constant et connu et on fait varier les frottements visqueux en appliquant $f=1,5.f_n$. Les réponses en vitesse et en couple sont peu modifiées. Néanmoins, lorsque les frottements visqueux sont plus élevés, le couple électromagnétique à vide en régime permanent est plus important (figure 4.7) car il doit compenser ces frottements relatifs à une résistance plus grande de l'air dans l'entrefer. Inversement, lorsque les frottements visqueux sont moins importants, le couple à vide en régime permanent est moins grand. L'importance des frottements visqueux influe en pratique sur le rendement du moteur, mais leurs variations ne modifient pas la stabilité du système à CSV.

Essai N°5

La figure 4.7 représente les réponses en vitesse et en couple obtenues avec la CSV et la commande PI pour une variation du frottement visqueux ($f=1,5.f_n$) dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse nominal (120 rad/s) suivi d'un couple résistant (10 Nm) pour $t=0.02s$ et inversion de la vitesse lorsque $t=0.03s$. A titre indicatif, sur les figures sont représentés la vitesse et le couple électromagnétique du système à CSV avec $f=f_n$. On remarque sur la réponse en vitesse avec la commande PI une erreur statique qui est due à l'incapacité de la commande PI à compenser l'accroissement de la charge, résultat de l'augmentation des frottements visqueux.

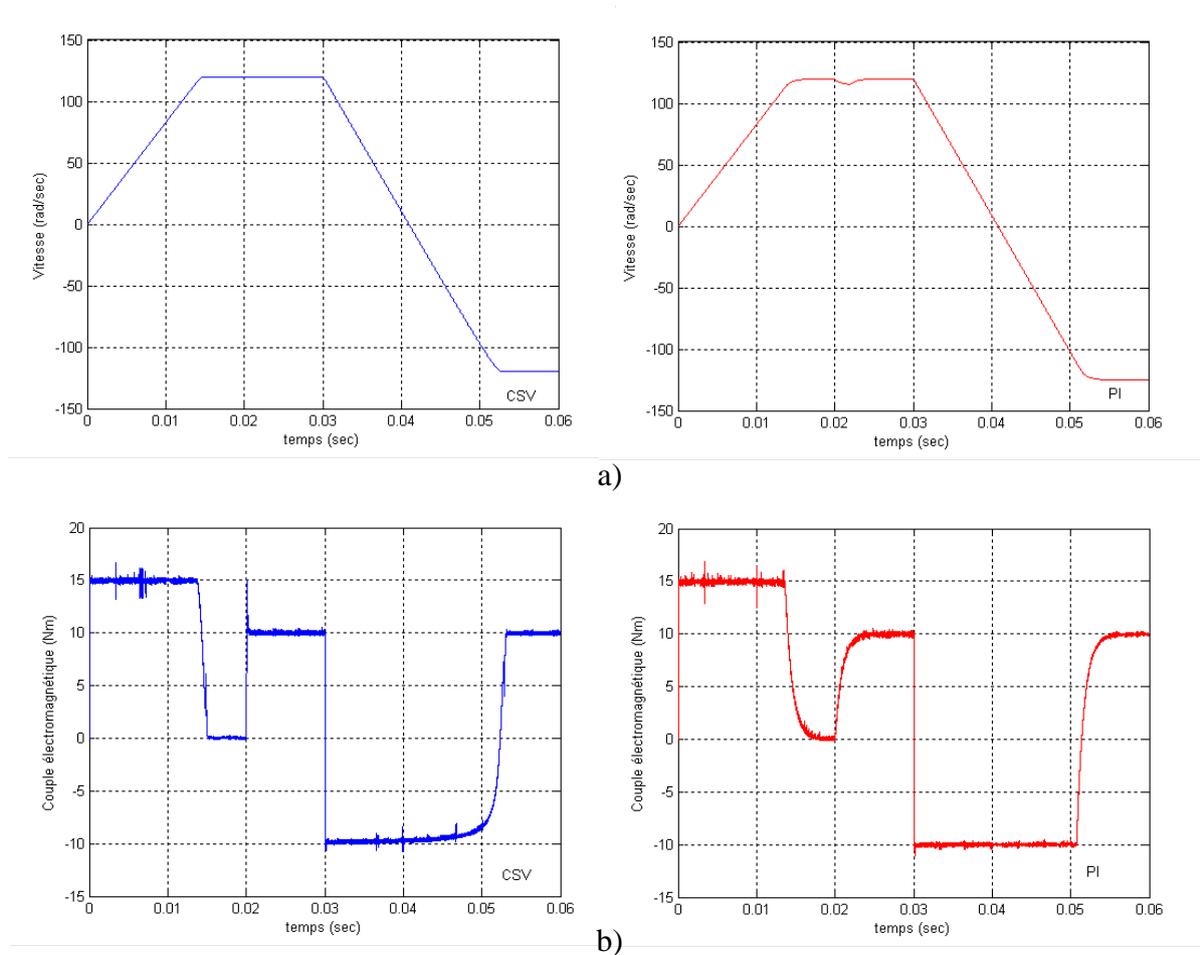


Fig 4.7 Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et PI.

En deuxième lieu nous avons considéré les frottements visqueux constants et connus et nous avons simulé le régime transitoire de vitesse pour une valeur d'inertie $J=1,25.J_n$ la variation de ce paramètre modifie la rapidité de la réponse en vitesse et donc la durée du régime transitoire. L'amplitude du couple en régime transitoire n'est pas modifiée. Lorsque l'inertie est plus grande, la réponse en vitesse est ralentie (car la constante de temps mécanique est plus élevée), le couple maintenu à leur valeur maximale pendant une plus longue durée. Lorsque l'inertie du moteur est plus petite que celle utilisée dans le modèle de commande, les réponses en vitesse sont plus rapides, le couple est maintenu à sa limite maximale durant moins de temps.

Les observations précédentes sont valables pour la commande CSV et pour la commande PI. Les variations de ces paramètres modifient les réponses obtenues avec les deux types de commandes dans le même sens tout en gardant les meilleures performances de la CSV par rapport à la commande PI.

Essai N°6

La figure 4.8 représente les vitesses et les couples obtenus avec la CSV et la commande PI pour une variation de l'inertie ($J=1,25.J_n$) dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse nominale (120 rad/s) suivi d'un échelon de couple résistant (10 Nm) pour $t=0.02s$, et d'une inversion de la vitesse pour $t=0.03s$.

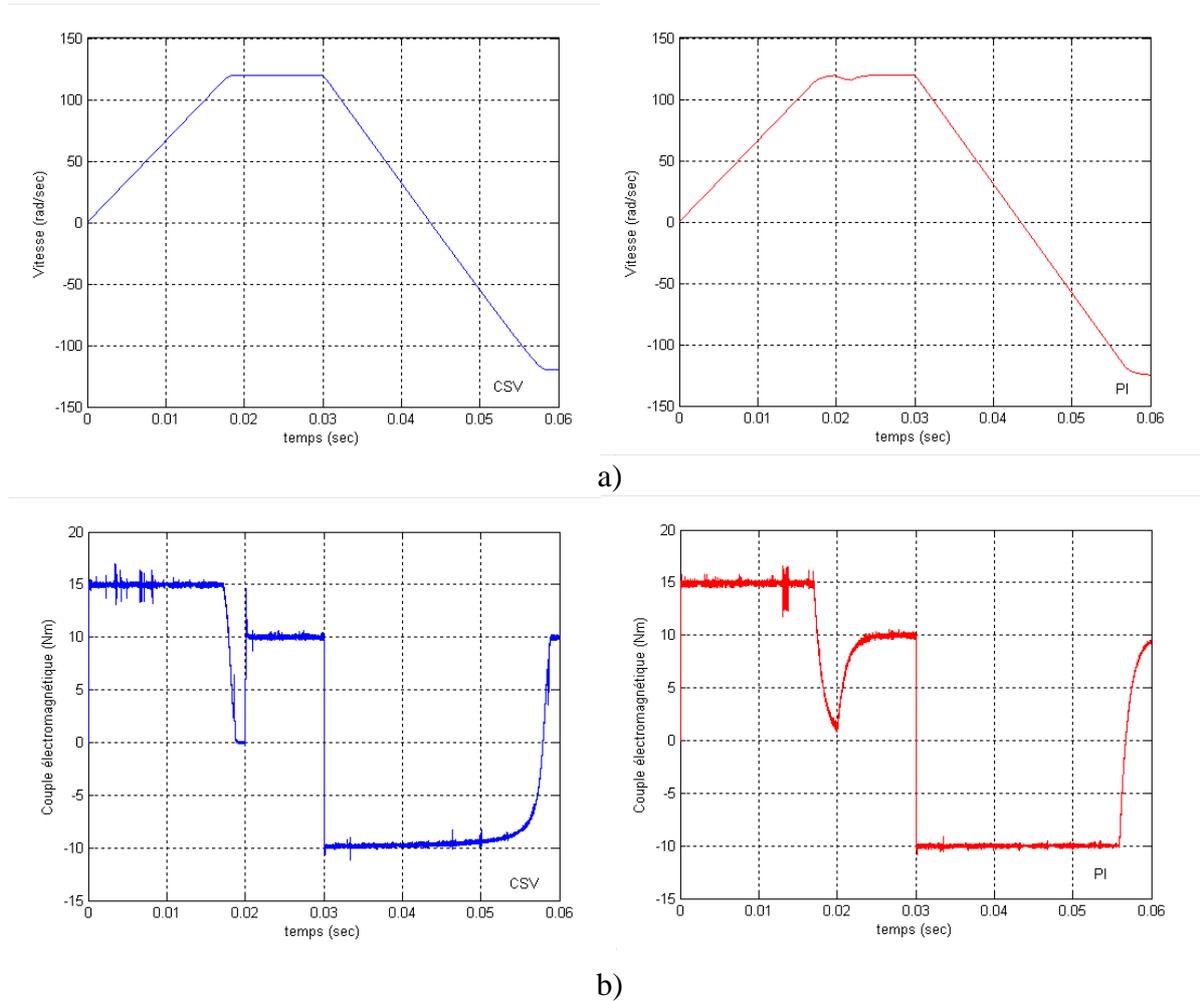


Fig 4.8 Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et PI.

IV.3 Etude comparative de la CSV- CRE pour l'asservissement en vitesse du MSAP

Dans cette partie, on présentera les résultats de simulation obtenus avec la CSV et la commande par retour d'état pour l'asservissement de vitesse, pour différentes consignes de vitesse et pour différentes charges. Nous allons également étudier l'influence des frottements et de l'inertie sur la réponse en vitesse.

IV.3.1 Commande par retour d'état pour l'asservissement de vitesse

La structure de commande figure 4.9 fait apparaître un retour d'état classique sur les variables d'état que sont la vitesse et le courant (couple). Ce retour d'état est réalisé par le biais de gain K_s . A cette commande modale est ajoutée trois actions supplémentaires afin d'aboutir à la structure optimale de réglage d'état [21][22].

Une action intégrale qui permet de garantir l'annulation de l'erreur de vitesse en régime permanent pour une entrée en échelon. Cette mesure est nécessaire pour se prémunir des effets des non linéarités qui empêchent l'annulation de l'erreur de vitesse malgré la présence de l'intégration naturelle qui lie la vitesse.

Cette action intégrale introduit une variable d'état supplémentaire qui est prise en compte dans la procédure de placement des pôles pour définir les gains du retour d'état. La variable d'état de l'intégrateur X_r agit sur la commande par l'intermédiaire du gain K_r .

Une compensation du couple résistant par l'intermédiaire d'un observateur de couple. La présence de cet observateur permet d'assurer une meilleure maîtrise du comportement du variateur lorsque le couple résistant varie dans le temps.

Une intervention directe de la consigne qui permet une prise en compte rapide de la consigne. La consigne agit alors sur la commande I_c par le biais du gain K_Ω .

Sans cette intervention directe, la consigne n'agirait que de façon ralentie sur l'actionneur au travers de l'intégrateur.

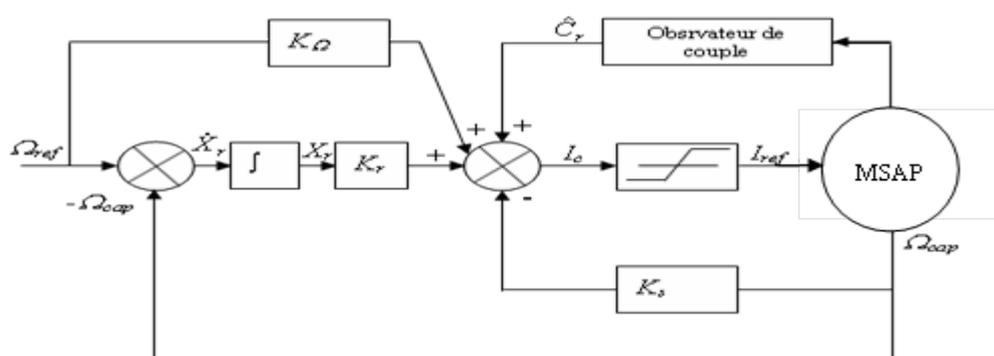


Fig 4.9 Structure de la commande par retour d'état.

Ce schéma de commande fait apparaître une limitation de la grandeur de consigne fournie à l'onduleur afin d'éviter la destruction du moteur par l'envoi de courant excessifs dans les enroulements. Du fait de la présence de cette limitation sur la consigne, il faut aussi prévoir une limitation sur l'action intégrale. Cette dernière pourrait prendre des valeurs excessives, de nature à modifier le comportement du dispositif.

Pour dimensionner entièrement la loi de commande, il faut encore déterminer la valeur de trois gains. Cette détermination peut se décomposer en deux étapes. La première étape consiste à dimensionner les gains du retour d'état et de l'action intégrale (K_s, K_r). Ce calcul est effectué à partir du choix des pôles en boucle fermée qui permettent de fixer la dynamique. La deuxième étape consiste à déterminer le gain d'intervention directe de la consigne (K_Ω). Le critère utilisé pour dimensionner ce gain est basé sur le comportement dynamique souhaité en réponse indicielle ou en suivi de trajectoire.

IV.3.2 Observateur de couple à partir d'une démarche modèle.

Il existe une autre approche basée sur une démarche modèle, associée à l'utilisation d'un régulateur Proportionnel-Intégral : le couple observé est calculé par la sortie de l'intégrateur de ce modèle, l'entrée étant l'erreur entre la vitesse mesurée et son estimée. Cette méthode nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse.

Le rôle du régulateur est d'annuler l'erreur de vitesse entraînant ainsi la convergence du couple de charge estimé vers le couple de charge appliqué à la machine. Le couple de charge est aussi bien un couple résistant que les ondulations de couple intrinsèques à la machine (figure 4.10).

Le régulateur peut être déterminé par la technique du placement de pôles permettant ainsi d'imposer la dynamique souhaitée.

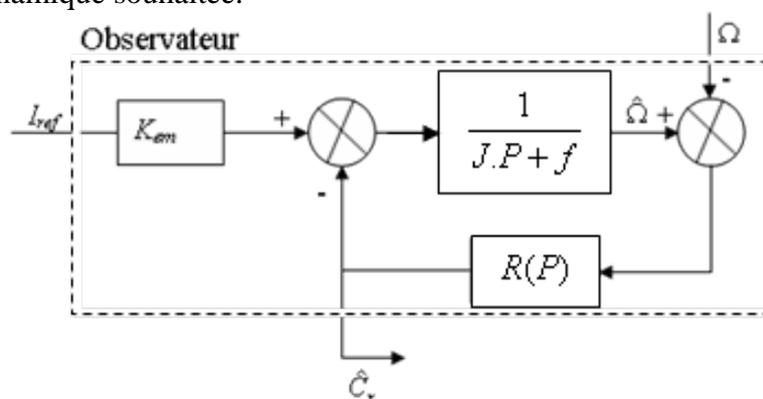


Fig 4.10 Estimateur de couple par une démarche de type modèle.

Le régulateur peut se résumer à un proportionnel intégral de la forme :

$$R(P) = K_p + \frac{K_i}{P} \quad (\text{IV.7})$$

Sous forme matricielle, le système peut se mettre sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\Omega}} \\ \dot{X}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{f + K_p}{J} & -\frac{K_i}{J} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Omega} \\ X_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_{em}}{J} & \frac{K_p}{J} \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

$$\text{Avec : } X_r = \int (\hat{\Omega} - \Omega).dt \quad (\text{IV.9})$$

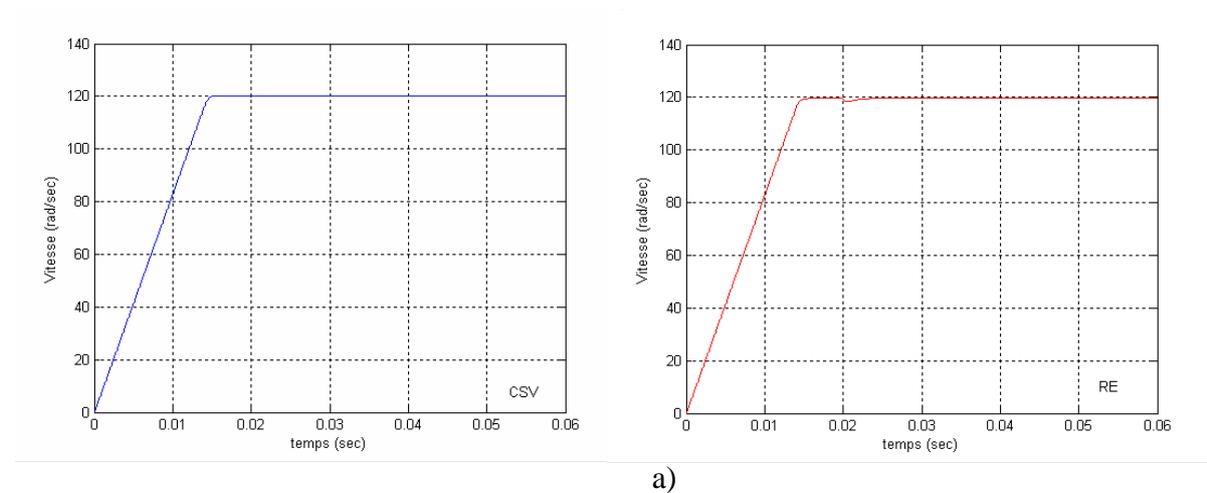
$$\hat{C}_r = \begin{bmatrix} K_p & K_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Omega} \\ X_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -K_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (\text{IV.10})$$

IV.3.3 Réponse en vitesse pour des consignes de type échelon

Essai N°7

La figure 4.11 représente la réponse en vitesse et en couple pour la CSV et la commande par retour d'état (CRE) dans le cas d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse (120 rad/s), suivi d'un échelon de couple (10 Nm) pour $t=0.02s$.

On constate que la réponse en vitesse à vide obtenue avec la CSV est presque identique que celle obtenue avec la CRE. Mais il apparaît une grande rapidité sur la réponse en couple avec la CSV par rapport à celle obtenue avec la CRE.



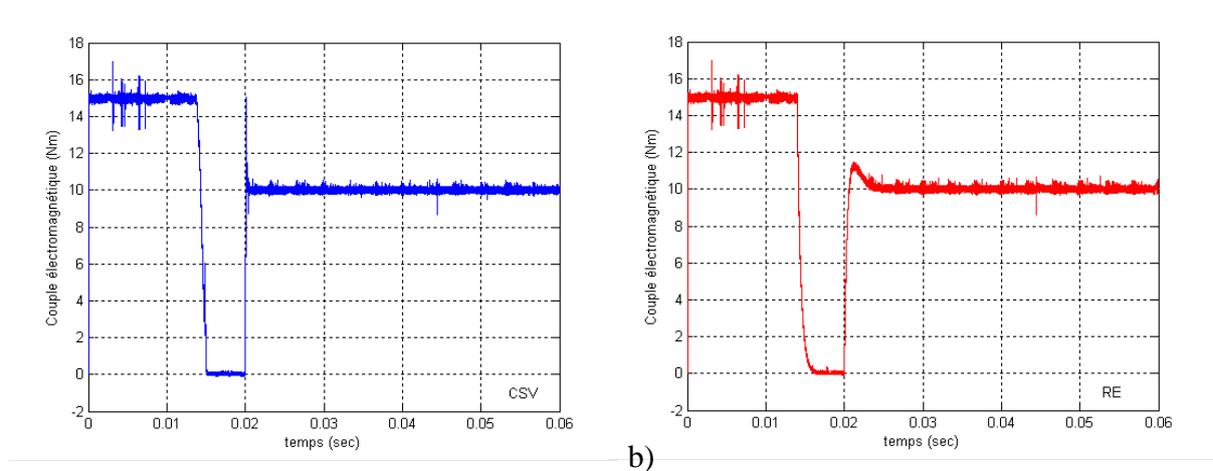
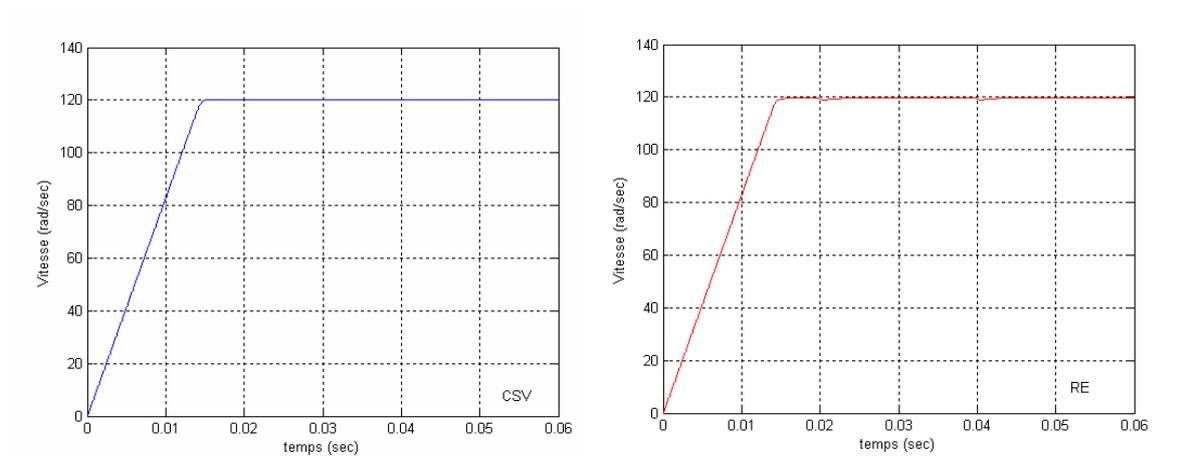


Fig 4.11 Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et CRE.

Essai N°8

La figure 4.12 représente la réponse en vitesse et en couple, pour la CSV et pour la commande par retour d'état dans le cas d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse en échelon (120 rad/s), suivi d'un couple de charge en échelon (5 Nm) pour $t=0.02s$ et en échelon (10 Nm) pour $t=0.04s$.

La réponse obtenue avec la CSV est rapide et sans dépassement. La réponse obtenue avec la CRE est plus lente et présente des dépassements qui sont vite atténués. Les oscillations à haute fréquence observable sur les couples sont dues aux bruits de mesure et aux retards provenant des capteurs. Ces perturbations ne sont pas gênantes, car elles sont de haute fréquence et généralement sont filtrées par le moteur.



a)

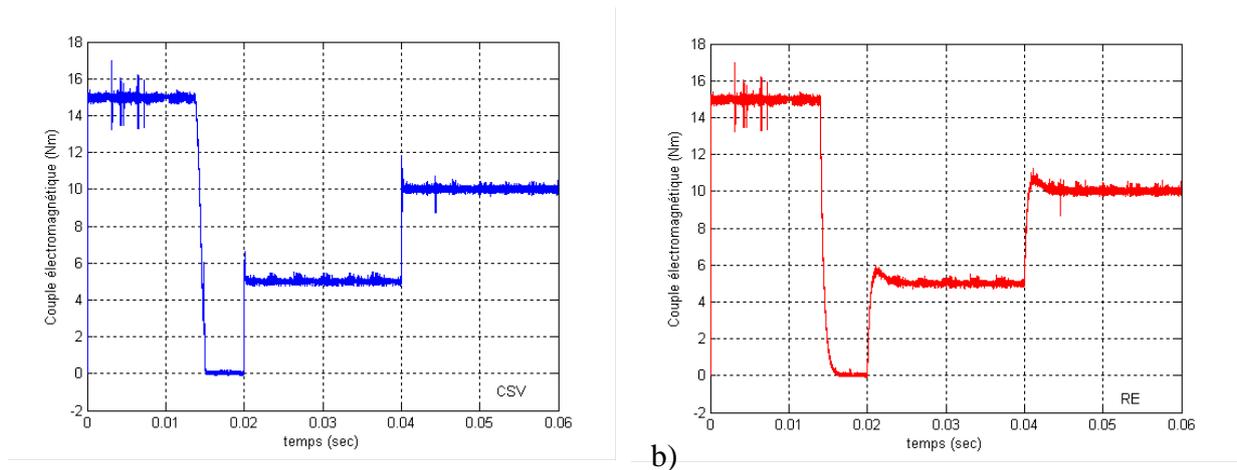


Fig 4.12 Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et CRE.

Essai N°9

La figure 4.13 représente la réponse en vitesse et en couple, pour la CSV et pour la commande par retour d'état dans le cas d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse en échelon (120 rad/s), suivi de l'inversion de la consigne de vitesse en échelon (-120 rad/s) pour $t=0.03s$, et un couple de charge en échelon (10 Nm) pour $t=0.02s$.

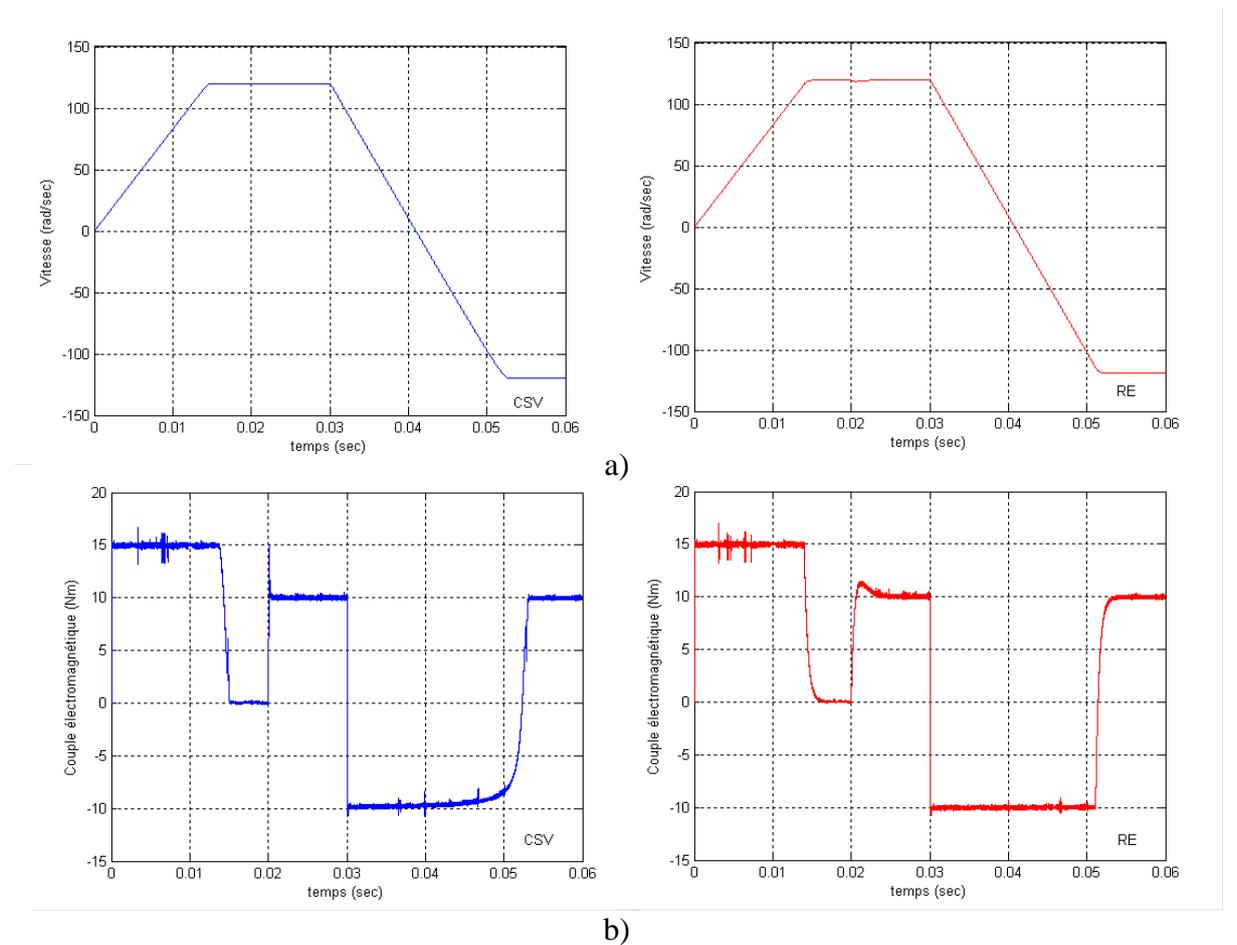


Fig 4.13 Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et CRE.

IV.3.4 Fonctionnement lors des variations des paramètres mécaniques du moteur

Dans cette partie nous présentons les résultats de simulation avec la CSV et CRE lors des variations des paramètres mécaniques du moteur tel que le moment d'inertie et les frottements visqueux. Nous étudions l'influence des variations de l'inertie pour $J=1,25.J_n$ et du coefficient de frottement pour $f=1,5.f_n$

Essai N°10

Les résultats montrés sur la figure 4.14 sont relatifs à des essais avec la CSV pour des consignes de type échelon de vitesse (120 rad/s) et de l'inversion de la vitesse (-120 rad/s) pour $t=0.03s$, suivi d'un couple résistant égale (10 Nm) pour $t=0.02s$.

Les variations du coefficient de frottement correspondent à une augmentation de 50%.

Cette figure montre que la robustesse du système contrôlé est très peu affectée par la variation du coefficient de frottement. Du fait que le frottement visqueux est proportionnel à la vitesse, le régime transitoire pour la réponse en vitesse et en couple devient un peu long.

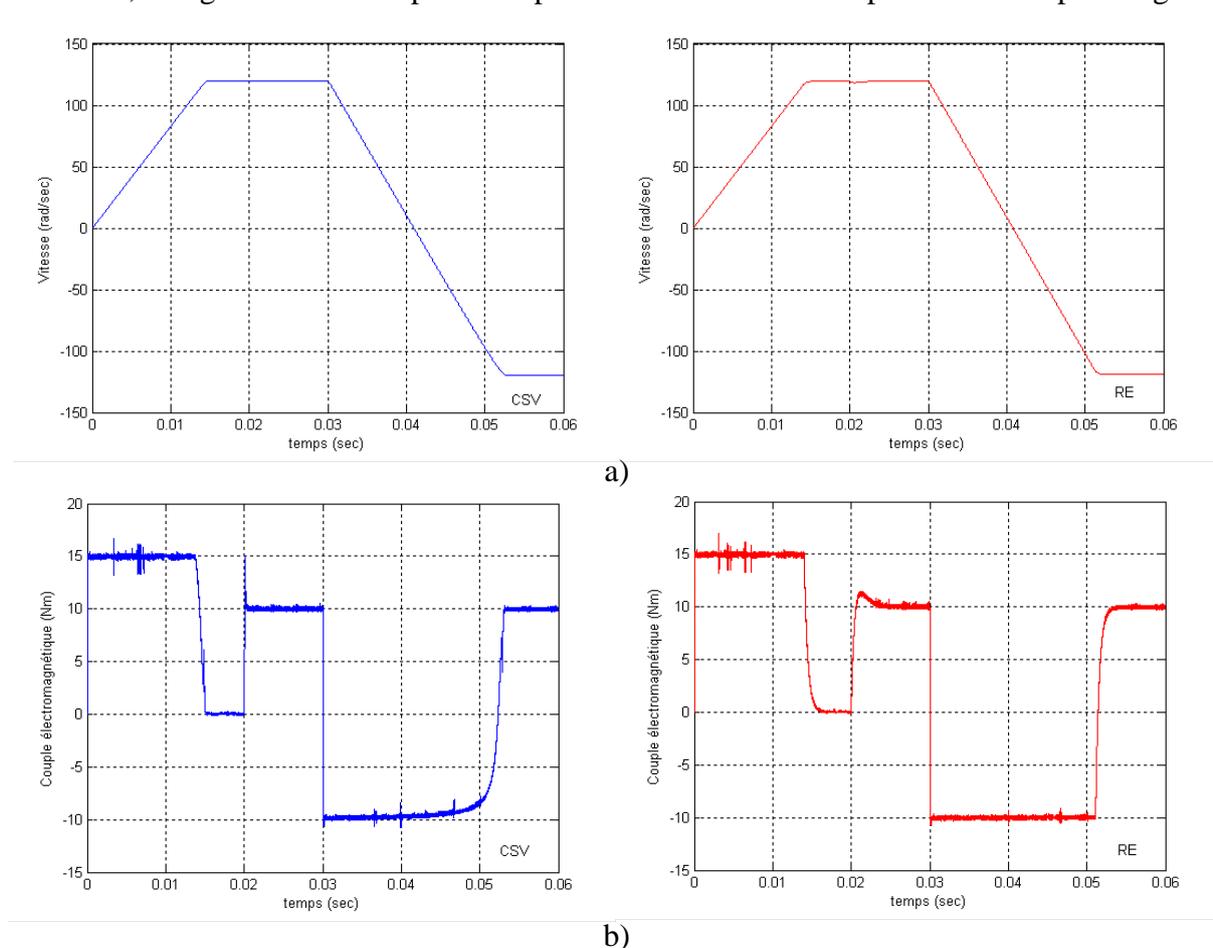


Fig 4.14 Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et CRE.

Essai N°11

Les variations de l'inertie correspondent à une augmentation de 25% de la valeur nominale. Les résultats obtenus en vitesse et en couple sont représentés sur la figure 4.15.

L'essai montre un bon comportement de la CSV avec l'augmentation de l'inertie. Par contre, on observe un dépassement important sur la réponse en vitesse et en couple pour les deux types de commandes tel que la CSV et la CRE.

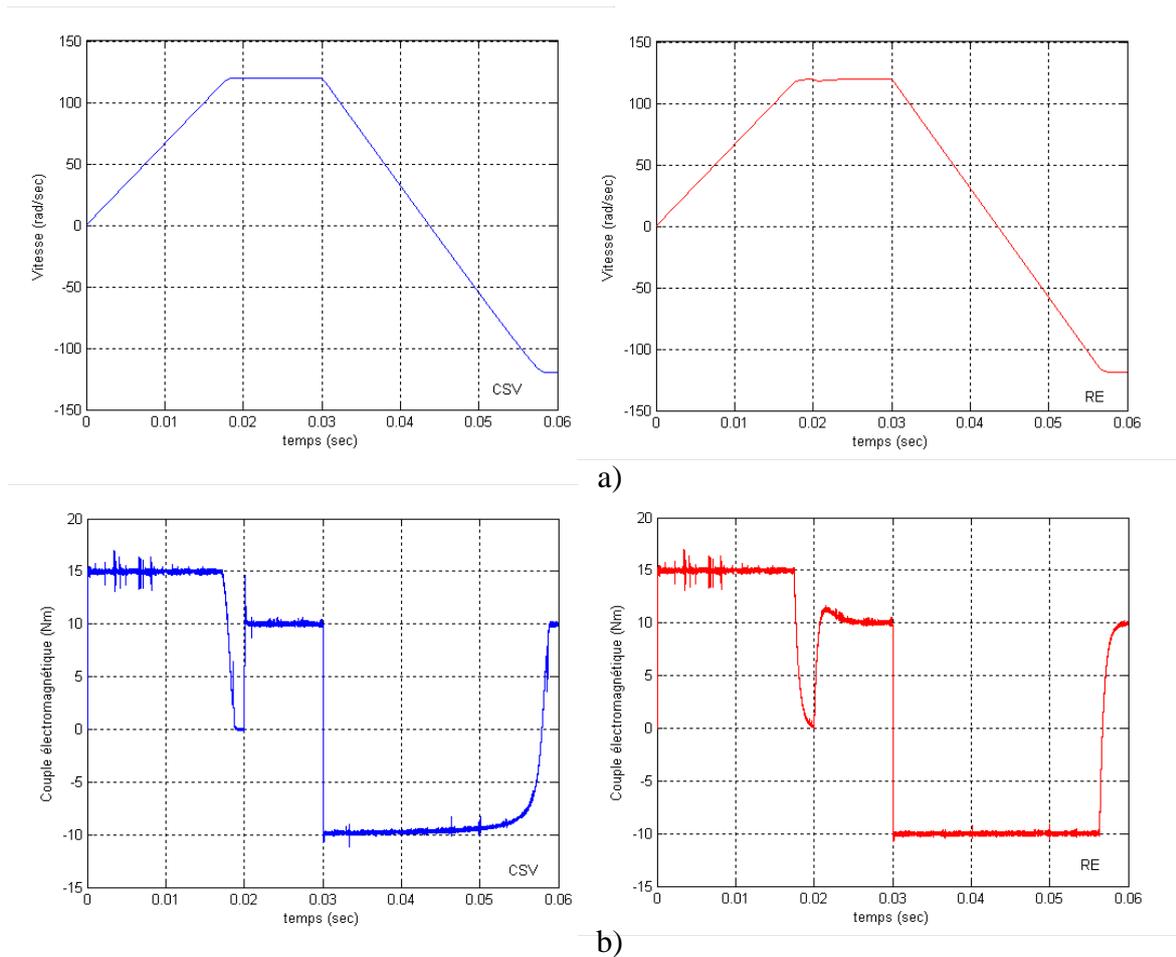


Fig 4.15 Réponses des vitesses et des couples pour les commandes CSV et CRE.

IV.4 conclusion

La précision des réponses obtenues avec les trois types de commande est correcte et la vitesse de rotation coïncide presque avec la consigne. Toutefois la réponse obtenue avec la CSV est plus précise et plus rapide par rapport à celles avec la commande PI et CRE

Conclusion générale

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire montrent une tendance générale d'utilisation des méthodes non linéaires (NL) et robuste et ceci s'applique à la commande pour le contrôle en vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent.

On constate que les commandes de type structure variable (CSV) caractérisées par la grande simplicité et une forte robustesse paramétrique introduisent des bandes passantes importantes. Elles ne concurrencent pas toujours les commandes vectorielles linéaires de hautes performances.

Les résultats obtenus avec la commande à structure variable (CSV) ont été comparés avec ceux obtenus avec une commande de type proportionnel-intégral (PI) et avec une commande par retour d'état (CRE) pour l'asservissement de la vitesse.

Pour l'asservissement de la vitesse, quelle que soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses avec la CSV sont plus rapides à vide et plus robustes lors des variations de charge. Les essais qu'on a effectués en présence de variations des paramètres mécaniques du moteur montrent que le système à CSV est très peu sensible vis-à-vis des variations du moment d'inertie et des frottements visqueux.

Les commutations des algorithmes introduites selon les lois diverses permettent de minimiser le volume de calcul et de raccourcir considérablement leur temps d'exécution. Des études des commandes en cours sont menées afin de minimiser l'influence des déséquilibres vus par la machine synchrone.

Bibliographies

- [1] AZEDDINE KADDOURI : « Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents », Faculté des études supérieures de l'Université LAVAL, Québec, Novembre, 2000.
- [2] DRIT-THEODORA ZAHARIEVA « la commande a structure variable », Thèse de LESIA/INSA de Toulouse, 2000.
- [3] H.BOUZEKRI : « Contribution à la commande des machines synchrones à aimants permanents » Thèse INPL, Nancy, France, Juin 1995.
- [4] G. GRELLET,G. CLERC :« Actionneurs électriques(principes/modèles/commande) », édition Eyrolles, deuxième tirage, 2000.
- [5] CHRISTOPHER ROFF :« Space vector pulse-width-modulation for use with inverters », Department of computer and electrical engineering Michigan state university, March 30, 2005.
- [6] SORIN GUSIA : « Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI, Application aux actionnements électriques », Thèse de l'université catholique de Louvain, Septembre, 2005.
- [7] N.M.SILVA, A.P.MARTINS, A.S.CARVALHO: « Torque and speed mode simulation of a DTC-controlled induction motor », Proceedings of the 10th Mediterranean Conference on Control and Automation-MED 2002, Lisbon, Portugal, July 9-12, 2002.
- [8] J.KYYRA: « space-vector modulator for poly phase voltage-sourced DCAC converters », Proceedings of the 1997 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol.2, pp.1500-1506.
- [9] ALVAREZ ABRAHAM :« Saged-XML: Serveur actif pour la gestion de la cohérence de documents », Thèse en informatique, Institut national des sciences appliquées de Lyon, 2003.
- [10] J.C.TROUNCE, S.D.ROUND, R.M.DUKE : « Evaluation of direct torque control using space vector modulation for electric vehicle applications », University of Cacterbury, New Zealand.
- [11] J.FAIZ, M.B.B.SHARIFIAN, A.KEYHANI, and A.B.Proca, « Sensorless direct torque control of induction motors used in electric vehicle », vol.18, NO.1, IEEE Transactions on Energy Conversion, March 2003.
- [12] A.ELBACHA, M.T.LAMCHICH, M.CHERKAOUI: « contrôle direct de couple d'une machine asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement », Laboratoire d'Electrotechnique et Electronique de puissance, Ecole Mohammedia des Ingénieurs, Rabat
- [13] J.J.E.SLOTINE, WEIPING LI, « Applied nonlinear control », Prentice-Hall International, Inc, USA, 1991.

- [14] V.I. UTKIN, « Sliding modes and their application in variable structure systems », Edition MIR, Moscou, 1978.
- [15] E.ETIEN, S.CAUET, L.RAMBAULT, G.CHAMPENOIS: « Control of an induction motor using sliding mode linearization », vol.12, NO.4, 523-531, Int.J.Appl.Math. Comput.Sci, poitiers, France, 2002.
- [16] A.GAYED : « Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de l'université de Nantes, 1996.
- [17] H.ASADA, J.J.E.SLOTINE : « Robot analysis and control », A WILEY-interscience publication, John WILEY and sons, 1986.
- [18] M.FLIESS, F.MESSAGER : « Methods of non linear discontinus stabilisation », C.I.Byrnes et A.Kurzahansky eds, Birkhauser, pp.112-131, 1992.
- [19] H.BUHLER : « Réglage par mode glissant », Presse Polytechnique Romandes Lausanne, 1986.
- [20] DOMINIQUE.JACOB : « Régulation PID en génie électrique », Imprimé en France, 2000.
- [21] P.VORWALD : « Contrôle de la machine synchrone alimentée en courant entraînant une charge variable », Thèse de l'INP de Toulouse, 1997.
- [22] A.MEROUFEL, B.BELABBES, M.K.FELLAH, A.BENAISSA : « Commande linéarisation d'un moteur synchrone a aimants permanents avec limitation du courant par poursuite d'une trajectoire de vitesse a accélération constante », Département Electrotechnique, Université Djillali Liabes, BP 98 Sidi Bel-Abbes.