

REPUBLIQUE ALGERIENE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENSION DU DIPLOME DE
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

OPTION : Commande Des Machines Tournantes

THEME

**Commande prédictive directe de couple de la MI associe à un
observateur adaptative**

Proposé et dirigé par :

Dr. DJAGHDALI LAKHDAR

Présenté par :

BENRAMACHE MOHAMED

BOUDRAA SMAIL

N° D'ordre:

PROMOTION :2020

Dédicaces

*A mon très chère père avec toute mon affection
et toute ma reconnaissance.*

A mes frères et soeurs.

A mes tantes et oncles.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

SMAIL

Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail à
Mes chers parents
Mes frères et sœurs
Ma femme
Toute la promotion 2020*

MOHAMED

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Cette thèse a été mise en œuvre à l'Université de Mohamed Boudiaf M'sila.

Tout d'abord, Nous tenons évidemment à débiter ces Remerciements notre encadreur Monsieur Dr. DJAGHDALI LAKHDAR pour sa patience avec nous et d'avoir accepté de diriger nos travaux.

Nous le remercions également pour ses qualités L'homme et ses précieux conseils à toutes les étapes du travail.

Nous remercions également tous les membres de jury d'avoir accepté de juger notre travail.

Nous tenons également à remercier tous les membres de notre famille, qui ont vécu pendant de nombreuses années Encouragement et soutien pour nous de poursuivre notre étude.

Enfin, nous voudrions exprimer notre gratitude à nos collègues, amis et à tous ceux qui ont aidé, directement ou indirectement, pour le reste de ce travail.

Sommaire

Introduction Generale.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre I

Modélisation de l'ensemble MAS -Convertisseur Statique

I -1 Introduction.....	3
I-2 MODELE DE LA MAS TRIPHASEE	3
I-3 Modélisation et mise en équation	4
I-4 EQUATIONS GENERALES DE LA MAS TRIPHASEE	4
I-4-1 Equations électriques	5
I.4-2 Equations magnétiques.....	5
I.4-3 Équations mécaniques :	6
I-5 Transformation du système triphasé	7
I-5-1 Transformation CLARK/CONCORDIA	7
I.5.2 TRANSFORMATION DE PARK	8
I.5.3 Différents repères :	8
I.5.4 Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au stator	9
I.6 SIMULATION DU MODELE DE LA M.A.S EN TENSION	10
I.6.1 Interprétation des résultats	11
I.6.2 Interprétation des courbes	12
I.7 Modélisation de convertisseur statique	13
I-8 Stratégies de commande de l'onduleur	15
I-9 Principe de la stratégie sinus-triangulaire	15
I-10 Simulation de la (MAS) et résultats	16
I.11 Conclusion	18

Chapitre II

Commande directe du couple de la machine à induction

II-1 : Introduction	19
II.2 Principe du contrôle direct de couple	19
II.2.1. Contrôle du vecteur flux statorique	19
II.3 Principes généraux du contrôle vectoriel de couple	20
II-4 choix du vecteur de tension.....	22
II-5 les estimateurs	23
II-5 -1 Estimation du flux statorique.....	23
II-5-2 Estimation de couple électromagnétique.....	24
II-6 Elaboration du vecteur de commande	24
II-6-1 Elaboration du contrôleur de flux	24
II-6-2 Elaboration de contrôleur de couple	25
II-6-3 Correcteur à deux niveaux	25
II-6-4 Comparateur à trois niveaux	25
II-7 Elaboration de la table de commutation	27
II-7-1 stratégie de commutation dans la DTC	27
II-7-2 table de commutation	27
II-7-2-1 fonctionnement à quatre quadrants	27
II-8 structure générale de contrôle du couple	28
II-9 Régulateur de vitesse	29
II-9-1 Le choix de la largeur des bandes d'hystérésis	30
II-10 résultats de simulation	30
II-10-1 Démarrage à vide	30
II-10-2 introduction d'un couple de charge	32
II-10-3 Test avec couple de charge variable (avec boucle de vitesse)	33
II-10-4 Test avec inversion de sens de rotation	34
II-11 la Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques	35
II-11-1 test pour la variation de la résistance statorique:	35
II-11-2 test pour faible vitesse de rotation.....	37
II-12 conclusion	38

Chapitre III

Commande prédictive directe du couple de la machine à induction

III-1 Introduction.....	39
III-2 La modulation MLI vectorielle	39
III-2-1 Principe de la MLI vectorielle	39
III-3 les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle :	41
III-3-1 Détermination des tensions de références V_α, V_β	41
III-3-2 Détermination des secteurs	42
III-3-3 Calcul des variables X, Y et Z	42
III-3-4 Calcul de T1 et T2 pour chaque secteur	43
III.3.5 Génération des signaux modulateurs T_{aon}, T_{bon} et T_{con}	43
III.3.6 Génération des séries d'impulsions S_a, S_b et S_c	43
III-4 La commande prédictive	44
III-4-1 La philosophie de la commande prédictive	44
III -4-2 Le principe et la stratégie générale de la commande prédictive	44
III -4-3 Intérêts de la commande prédictive	45
III -5 commande prédictive généralisée	46
III-5-1 Principe de fonctionnement de la commande prédictive généralisée.....	46
III -6 Critère d'optimisation.....	47
III -6-1 Choix des paramètres de réglage.....	48
III-6-2 Choix de la période d'échantillonnage T_e	49
III-7 Commande par linéarisation entrée –sortie	49
III-7-1 linéarisation entrée - sortie	49
III-8 Application de la technique de la linéarisation entrée-sortie à la machine asynchrone en vue de la commande prédictive directe de couple.....	50
III-8-1 La commande flux-couple	51
III-8 -2 Linéarisation entrée-sortie	51
III-8 -3 Linéarisation du système	51

III-8-4 Exploitation de la technique de la linéarisation entrée-sortie dans la commande prédictive directe de couple	52
III-9 Tests de Commande prédictive directe de couple de la MAS	54
III-10 Conclusion	55

Chapitre VI

Commande prédictive directe de couple sans capteur de vitesse

IV-1 Introduction.....	56
IV-2 Principe de l'observateur.....	56
IV-2-1 Généralités	56
IV- 3 Classification des observateurs.....	57
IV-3-1 Les observateurs linéaires.....	57
IV-3-1-1 Les observateurs linéaires d'ordre complet.....	58
IV-3-1-2 Les observateurs linéaires d'ordre réduit.....	60
IV-3-2 Observateurs pour les systèmes non linéaires.....	60
VI.3.2.1 Observateurs de type déterministe	60
VI.3.2.2 Observateurs de type stochastiques.....	60
IV-4 Synthèse de l'observateur d'Etat Adaptatif.....	60
VI- 4- 1 Modélisation de l'observateur.....	61
IV-4-1-1 Observateur de flux	61
IV- 4- 2 Mécanisme d'adaptation pour l'estimation de vitesse.....	62
IV. 5 Résultats de simulation.....	65
IV. 5. 1 Test en charge nominale.....	65
IV. 6 Conclusion.....	67
Conclusion Generale.....	68

LISTE DES FIGURES

Fig. I-1: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	4
Fig. I-2: Résultats de simulation du moteur synchrone alimenté par un réseau triphasé équilibré	12
Fig. I-3: Représentation de l'ensemble onduleur –MAS	13
Fig. I-4: Principe de MLI sinus-triangulaire	15
Fig. I-5: représente les résultats de simulation de MAS avec onduleur MLI (m=20)	17
Fig. I-6 représente les résultats de simulation de MAS avec onduleur MLI (m=40).....	18



Fig.II.1 : L'évolution de l'extrémité de ϕ_s pour R_s Is négligeable.....	20
Fig.II.2 Choix du vecteur de tension.....	22
Fig.II.3 (a) - Sélection des tensions correspondant au contrôle du flux. (b) – Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.....	25
Fig.II.4 Correcteur à hystérésis à trois niveaux du couple.....	26
Fig.II.5 : La structure du contrôle direct du couple	28
Fig.II.6 schéma –bloc de régulation de vitesse	29
Fig. II-7 Réponse du système à vide	31
Fig. II-8 Réponse du système à une variation charge , avec boucle de vitesse	32
Fig. II-9 Réponse du système à couple de charge variable	33
Fig. II-10 Réponse du système pour une inversion de vitesse à -100 rd/s à $t=1s$	34
Fig. II-11 Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de 50% ...	36
Fig. II-12 Réponse du système à faible vitesse de rotation	37



Fig III.1 Représentation des vecteurs de tension dans le repère (α, β)	40
Fig III.2 Décomposition d'une vectrice tension de référence s_{ref}	40
Fig. III-3 Evolution temporelle de la prédiction à horizon fini	44
Fig. III-4. Schéma de principe du GPC	46
Fig. III-5 Modèle numérique de représentation pour le GPC	49
Fig- III-6 Commande prédictive directe de couple de la MAS	53
Fig- III-7 Commande prédictive directe de couple de la MAS	54



Fig- IV-1 Schéma fonctionnel d'un observateur	57
Fig- IV-2 Assignement des Pôles du système commandé et de l'observateur.....	59
Fig-IV-3 Structure d'un observateur d'ordre complet pour un système linéaire.....	59
Fig. IV-4-a Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif – <i>Evolution de la vitesse</i> -	65
Fig. VI.4. b Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif – <i>Evolution du couple et la tension statorique</i> -	66
Fig. VI.4. c Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif – <i>Evolution de module du flux statorique</i> -	66
Fig. VI.4. d Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif – <i>Evolution de courant statorique</i> -	67
Fig III -3 Convergence de la trajectoire du système dans le plan de phase.....	47
Fig III -4 Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec une variation de charge à l'instant $t=3s$	51

LISTE DES Tableau

Table II-1 : Table généralisée des vecteurs de tension	27
Table II-2 : Table de vérité de la structure de la DTC	28



Table III-1 Tensions statoriques	42
Table III-2 Identification du secteur.....	42
Table III-3 Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls	43
Table III-4 Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur	43

Chapitre I

Modélisation de l'ensemble MAS -

Convertisseur Statique

I- 1 Introduction :

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape est un passage obligatoire pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation nous permet de simuler la machine et déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire, s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc....

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies :

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, sera présentée la modélisation de PARK d'une machine asynchrone, suivi d'une vérification par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont donnés en annexe [A]

I-2 MODELE DE LA MAS TRIPHASEE:

Le modèle de la machine à induction triphasé est illustré par le schéma de la (Fig.I.1) avec les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, sont trois enroulements du stator : S_A , S_B et S_C , et pour les trois enroulements rotoriques : R_a , R_b , R_C , et θ (Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique)

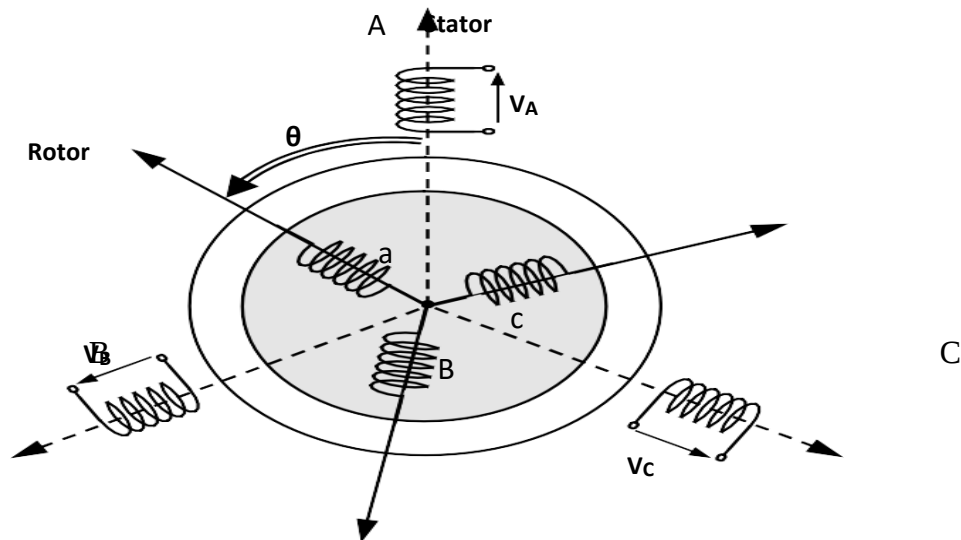


Fig. (I.1) Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

I-3 Modélisation et mise en équation :

Le modèle du moteur à induction est élaboré sur la base de certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui supposent, en général [1] :

- L'entrefer du moteur est d'épaisseur uniforme, négligeant ainsi l'effet des encoches.
- Le circuit magnétique non saturé et à une perméabilité constante, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température, en négligeant l'effet de peau et les pertes fer.
- Le bobinage triphasé est symétrique et la répartition de la force magnétomotrice dans l'entrefer est sinusoïdale.

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor.

Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- L'équation mécanique.

I-4 EQUATIONS GENERALES DE LA MASTRIPHASEE :

Dans les conditions précédentes, les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques se présentent sous forme matricielle donnée ci-après, voir Fig(I-1).

I-4-1 Equations électriques :

Les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasé s'écrivent respectivement :

► Pour le stator $[V_{s_{abc}}] = R_s[I_{s_{abc}}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s_{abc}}]$ (I.1)

► Pour le rotor $[V_{r_{abc}}] = R_r[I_{r_{abc}}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{r_{abc}}]$ (I.2)

Avec : R_s, R_r ; Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

Et :

$[V_{s_{abc}}] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc}]^T$: Vecteur de tension statorique.

$[V_{r_{abc}}] = [V_{ra} V_{rb} V_{rc}]^T$: Vecteur de tension rotorique.

$[I_{s_{abc}}] = [I_{sa} I_{sb} I_{sc}]^T$: Vecteur de courant statorique.

$[I_{r_{abc}}] = [I_{ra} I_{rb} I_{rc}]^T$: Vecteur de courant rotorique.

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

$[\Phi_{s_{abc}}] = [\Phi_{sa} \Phi_{sb} \Phi_{sc}]^T$: Vecteur de flux statorique.

$[\Phi_{r_{abc}}] = [\Phi_{ra} \Phi_{rb} \Phi_{rc}]^T$: Vecteur de flux rotorique.

I-4-2 Équations magnétiques :

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme

Suite:

► Pour le stator:

$$[\Phi_{s_{abc}}] = [L_s][I_{s_{abc}}] + [M_{sr}][I_{r_{abc}}] \quad (I.3)$$

► Pour le rotor :

$$[\Phi_{r_{abc}}] = [L_r][I_{r_{abc}}] + [M_{sr}][I_{s_{abc}}] \quad (I.4)$$

Ou :

$[L_s]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.

Alors
$$[Ls] = \begin{bmatrix} Ls & Ms & Ms \\ Ms & Ls & Ms \\ Ms & Ms & Ls \end{bmatrix}, \quad [Lr] = \begin{bmatrix} Lr & Mr & Mr \\ Mr & Lr & Mr \\ Mr & Mr & Lr \end{bmatrix}$$

Ainsi :

$$[Msr] = [Mrs]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

l_S : Inductance propre d'une phase statorique.

l_R : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_S : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_R : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

I-4-3 Équations mécaniques :

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [2].

$$C_{em} = p[Is_{abc}]^T \frac{d}{dt} [Ms_r][Ir_{abc}] \quad (I.6)$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_{em} - C_r \quad (I.7)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω : Vitesse rotorique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f_r : Coefficient de frottement visqueux

I-5 Transformation du système triphasé :

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

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé [2].

I-5-1 Transformation CLARK/CONCORDIA:

C'est une transformation linéaire, indépendante de la rotation qui permet de transformer une bobine triphasée en une bobine biphasée équivalente.

La transformation de CLARK conserve l'amplitude des grandeurs électriques.

Tandis que celle de CONCORDIA, conserve la puissance.

a. CLARK :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad c - a - d [x_{\alpha\beta}] = T \cdot [x_{abc}]$$

$$\text{Avec } T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

b. CONCORDIA :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad c - a - d [x_{\alpha\beta}] = C \cdot [x_{abc}]$$

$$\text{Avec } C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

L'application de transformation de CLARK sur les équations [(I.1),(I.2)] donne ce qui suit :

$$[Vs_{\alpha\beta}] = Rs[Is_{\alpha\beta}] \frac{d}{dt} [\Phi s_{\alpha\beta}] \quad (I.10)$$

$$[Vr_{\alpha\beta}] = Rr[Ir_{\alpha\beta}] \frac{d}{dt} [\Phi r_{\alpha\beta}] \quad (I.11)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi s_{\alpha\beta} \\ \Phi r_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I s_{\alpha\beta} \\ I r_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$L_s = (l_s - M_s)$: Inductance cyclique de l'armature " S".

$L_r = (l_r - M_r)$: Inductance cyclique de l'armature " R ".

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique.

On dispose à présent d'une modélisation de la machine asynchrone dans deux repères. Les grandeurs statorique sont exprimées dans le repère $(\alpha\beta)$ stator et les grandeurs rotorique sont exprimées dans le repère $(\alpha\beta)$ rotor. Mais il faut exprimer toute la modélisation dans un repère commun dit (dq) et ceci à l'aide d'une transformation dans le plan qui est la rotation $\text{Rot}(\theta_{obc})$.

$$\text{Rot}(\theta_{obc}) = \begin{bmatrix} \cos \theta_{obc} & -\sin \theta_{obc} \\ \sin \theta_{obc} & \cos \theta_{obc} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Alors on peut écrire toute grandeur dans le repère (d,q) on utilisant le produit matricielle suivant :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{obc} & -\sin \theta_{obc} \\ \sin \theta_{obc} & \cos \theta_{obc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

I.5.2 TRANSFORMATION DE PARK :

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [3].

I-5-3 Différents repères :

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux : [4]

- Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha - \beta) \omega_{obs} = 0$.
- Référentiel immobile par rapport au rotor : $(x - y) \omega_{obs} = \omega_r$.
- Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d - q) \omega_{obs} = \omega_s$

Où :

ω_{obs} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

I.5.4 Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au stator :

Le passage de Park (d,q) à celle Concordia (α, β) en faisant une rotation de l' angle θ :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Cela correspond aux changements de repère dans un contexte de modélisation de l'ensemble convertisseur statique - machine asynchrone; en vue de l'étude des lois de commande basées sur le réglage des grandeurs statoriques de la machine, il paraît plus judicieux le choix d'un repère diphasé, aux axes orthogonaux (a,b) fixes au stator, ayant l'axe a selon la phase a du système d'alimentation. Ce repère (a,b), dans le quel $\theta_s = \omega_s \cdot t = 0$.

Le système d'équations qui modélise la machine asynchrone à cage dans le repère fixe devient alors:

$$\begin{aligned} [V_{s\alpha}] &= R_s[I_{s\alpha}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s\alpha}] \\ [V_{s\beta}] &= R_s[I_{s\beta}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s\beta}] \end{aligned} \quad (I.17)$$

$$0 = R_r[I_{r\alpha}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{r\alpha}] + \omega \Phi_{r\beta}$$

$$0 = R_r[I_{r\beta}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{r\beta}] + \omega \Phi_{r\alpha}$$

Etant donné que le repère (α, β) est lié au stator donc leurs tensions sont réelles et ne dépendent pas de la position (θ) du rotor, il vient que :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Les courants rotoriques peuvent s'exprimer en fonction du flux statorique et du courant statorique, donnés par (I-3):

$$\begin{aligned} I_{r\alpha} &= \frac{\varphi_{s\alpha} - L_s I_{s\alpha}}{M_{sr}} \\ I_{r\beta} &= \frac{\varphi_{s\beta} - L_s I_{s\beta}}{M_{sr}} \end{aligned} \quad (\text{I.19})$$

Le système d'équations (I-4) établit les relations entre les flux rotoriques, statoriques et de fuites:

$$\begin{aligned} \varphi_{r\alpha} &= \frac{L_r}{M_{sr}} (\varphi_{s\alpha} - \sigma L_s I_{s\alpha}) \\ \varphi_{r\beta} &= \frac{L_r}{M_{sr}} (\varphi_{s\beta} - \sigma L_s I_{s\beta}) \end{aligned} \quad (\text{I.20})$$

En les dérivant par rapport au temps, on ob

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [\Phi_{r\alpha}] &= \frac{L_r}{M_{sr}} \left(\frac{d}{dt} [\Phi_{s\alpha}] - \sigma L_s \frac{d}{dt} [I_{s\alpha}] \right) \\ \frac{d}{dt} [\Phi_{r\beta}] &= \frac{L_r}{M_{sr}} \left(\frac{d}{dt} [\Phi_{s\beta}] - \sigma L_s \frac{d}{dt} [I_{s\beta}] \right) \end{aligned} \quad (\text{I.21})$$

En remplaçant les expressions des équations (I-20) dans les équations (I-21), on obtient l'équation d'état de la machine asynchrone dans un repère lié au stator :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

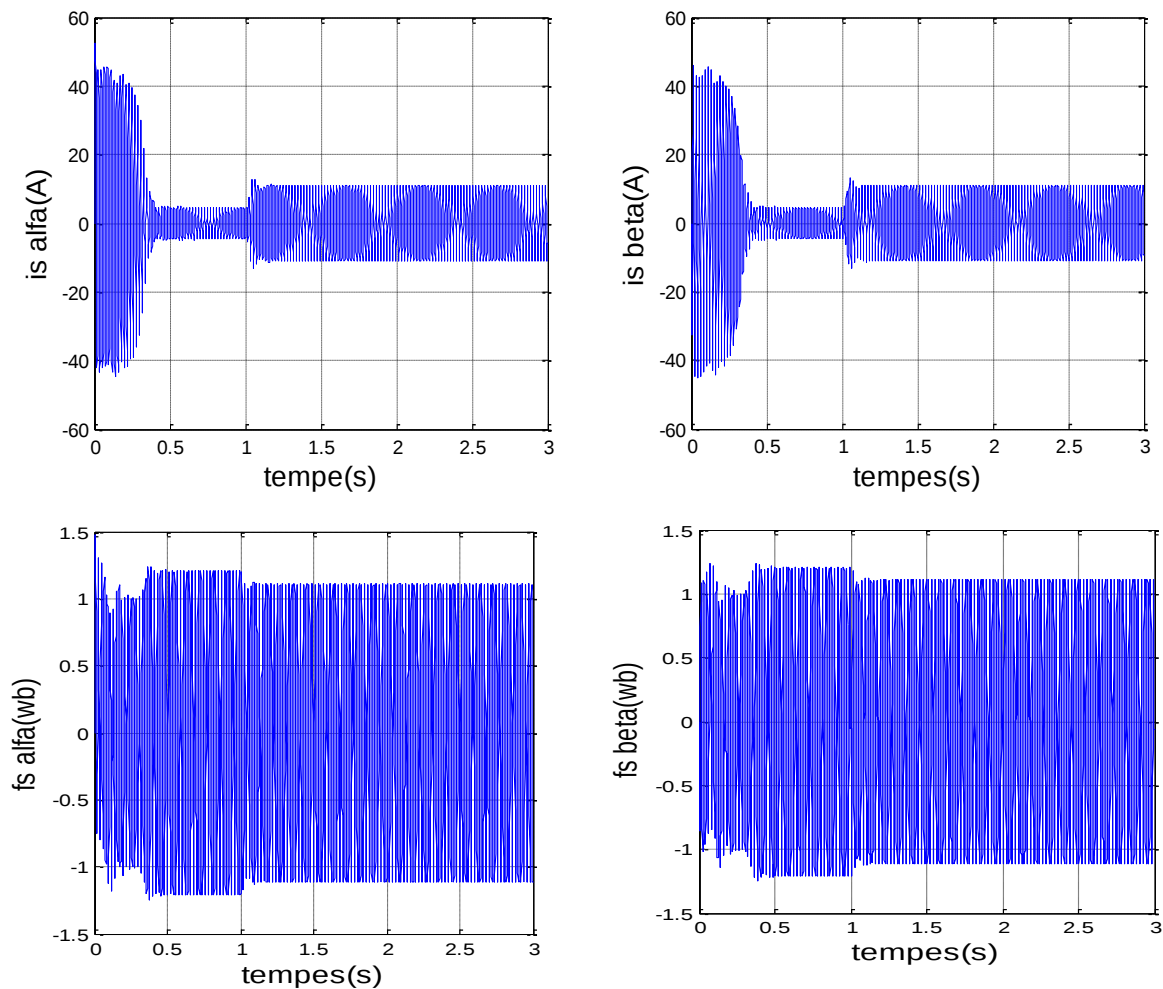
I-6 SIMULATION DU MODELE DE LA M.A.S EN TENSION :

La simulation, bien connue de nos jours, des modèles des machines électriques et des entraînements, permet d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision. Dans notre cas, toutes les simulations sont été effectuées par le logiciel «SIMULINK» sous «MATLAB», il offre également plusieurs méthodes de résolution numérique des équations

différentielles (la méthode d'EULER simple, d'EULER modifiée, RUNGE-KUTTA d'ordre 4... etc.), il comporte des modules qui peuvent réaliser des fonctions comme la sommation, l'intégrale, la multiplication,...etc. [1].

I.6.1 Interprétation des résultats :

Le moteur est alimenté directement par le réseau 220/380, 50Hz, puis nous avons appliqués un couple résistant ($C_r=25\text{N.m}$) à $t=\text{sec}$. Les résultats de la simulation sont représentés comme suite :



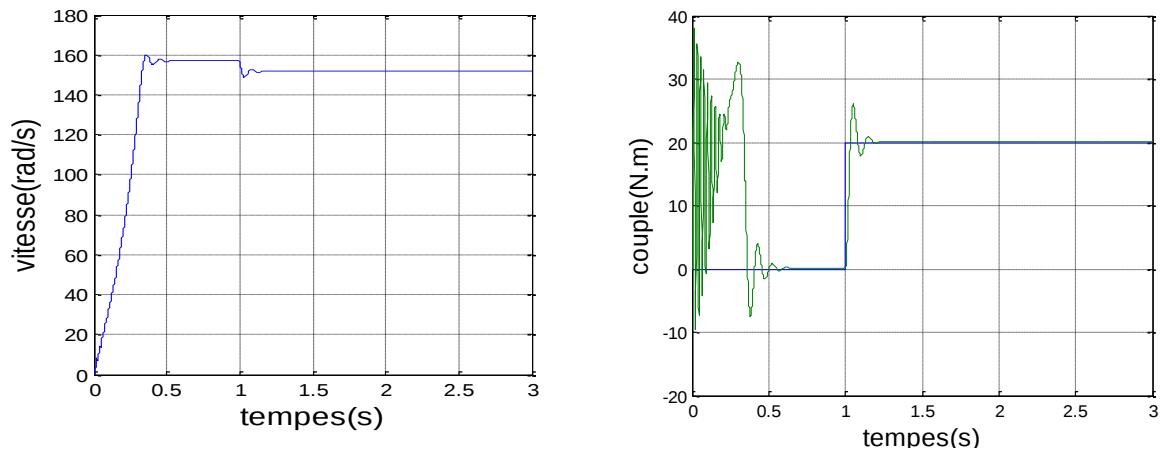


Fig.I.2: Résultats de simulation du moteur synchrone alimenté par un réseau triphasé équilibré

I.6.2 Interprétation des courbes :

- Pour $0 < t < 1s$:

Lors de démarrage à vide, on constate d'emblée l'importance du courant pouvant être à l'origine de la destruction de la machine par sur échauffement en cas de répétitions excessives mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. En régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule.

L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que la vitesse atteint une vitesse très

proche de celle du synchronisme [157 rad/s], avec un accroissement presque linéaire.

- Pour $t > 1s$:

En deuxième étape, une perturbation de couple $C_r = 20Nm$, est appliquée à l'arbre de la machine

(Fonctionnement en charge). Lors de l'application de la perturbation, on constate une décroissance de la vitesse rotorique. Ce qui est un résultat évident. Le couple électromagnétique se stabiliser à la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée. On remarque également que le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

I.7 Modélisation de convertisseur statique :

La machine asynchrone est souvent alimentée par un convertisseur statique (onduleur de tension), comme le montre la figure I.3.

Pour la modélisation de l'onduleur de tension

On suppose pour simplifier :

- La commutation des interrupteurs instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs négligeable.
- La charge équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé.

On note K_A, K_B, K_C les interrupteurs du haut, et K'_A, K'_B, K'_C les interrupteurs du bas.

On suppose enfin que les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires (voir figure I.3).

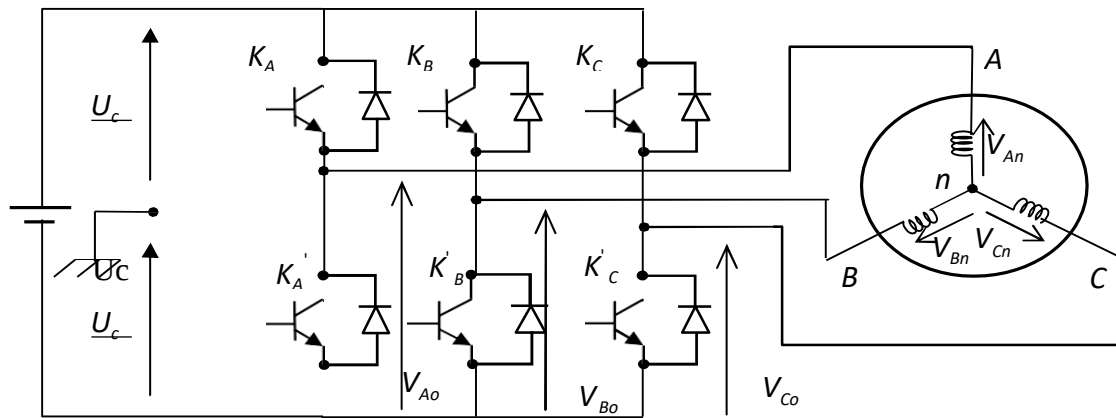


Fig I.3 : Représentation de l'ensemble onduleur –MAS

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques C_i ($i=A, B, C$).

- Si $C_i=1$, alors K_i est fermée et K'_i est ouvert.
- Si $C_i=0$, alors K_i est ouvert et K'_i est fermée.

Les tensions composées U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur comme

$$\begin{aligned} \text{suit :} \quad U_{AB} &= V_{Ao} - V_{Bo} \\ U_{BC} &= V_{Bo} - V_{Co} \\ U_{CA} &= V_{Co} - V_{Ao} \end{aligned} \quad (I.23)$$

Où

U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} Sont les tensions simples des phases.

Puisque Les tensions simples des phases de la machine ont une somme nulle, on peut obtenir les relations suivantes :

$$\begin{aligned} V_{An} &= 1/3[U_{AB} - U_{CA}] \\ V_{Bn} &= 1/3[U_{BC} - U_{AB}] \\ V_{Cn} &= 1/3[U_{CA} - U_{BC}] \end{aligned} \quad (I.24)$$

En introduisant la tension du neutre de la machine par rapport au point de référence On aboutit à :

$$\begin{aligned} V_{An} + V_{no} &= V_{AO} \\ V_{Bn} + V_{no} &= V_{Bo} \\ V_{Cn} + V_{no} &= V_{Co} \end{aligned} \quad (I.25)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{AO} + V_{Bo} + V_{Co}) \quad (I.26)$$

Pour une commutation idéale on obtient :

$$V_{io} = C_i U_c - \frac{U_c}{2} \quad (I.27)$$

On a donc :

$$\begin{aligned} V_{AO} &= (C_A - 0.5)U_c \\ V_{Bo} &= (C_B - 0.5)U_c \\ V_{Co} &= (C_C - 0.5)U_c \end{aligned} \quad (I.28)$$

En remplaçant (I.28) dans (I.27), on aboutit à :

$$\begin{aligned} V_{An} &= \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_{Bn} &= -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_{Cn} &= -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{Bo} + \frac{2}{3}V_{Co} \end{aligned} \quad (I.29)$$

En remplaçant (I.28) dans (I.29), on déduit :

$$\begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_A \\ C_B \\ C_C \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

I-8 Stratégies de commande de l'onduleur :

Il est nécessaire d'établir des stratégies de commande de l'onduleur telle que la tension générée soit proche de la forme sinusoïdale avec un faible taux d'harmoniques. La stratégie la plus utilisée est la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Plusieurs types de modulation de largeur d'impulsion sont disponibles:

- MLI sinus-triangle.
- MLI vectorielle.

Dans ce qui suit, nous allons présenter le principe de la stratégie de contrôle en tension par MLI sinus-triangle.

I-9 Principe de la stratégie sinus-triangulaire :

Cette stratégie permet la génération des impulsions de commande à partir de l'instant où on a l'intersection d'une onde de référence généralement sinusoïdale $V(t)_{ref}$ d'une fréquence f avec une onde triangulaire appelée porteuse $V(t)_p$ d'une fréquence $p f$ très élevée [5]

La figure. I.4 illustre ce principe.

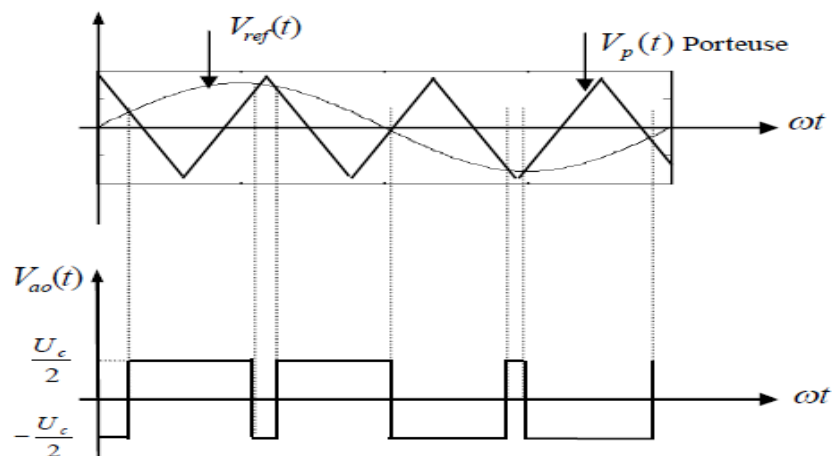


Fig. I.4 : Principe de MLI sinus-triangulaire

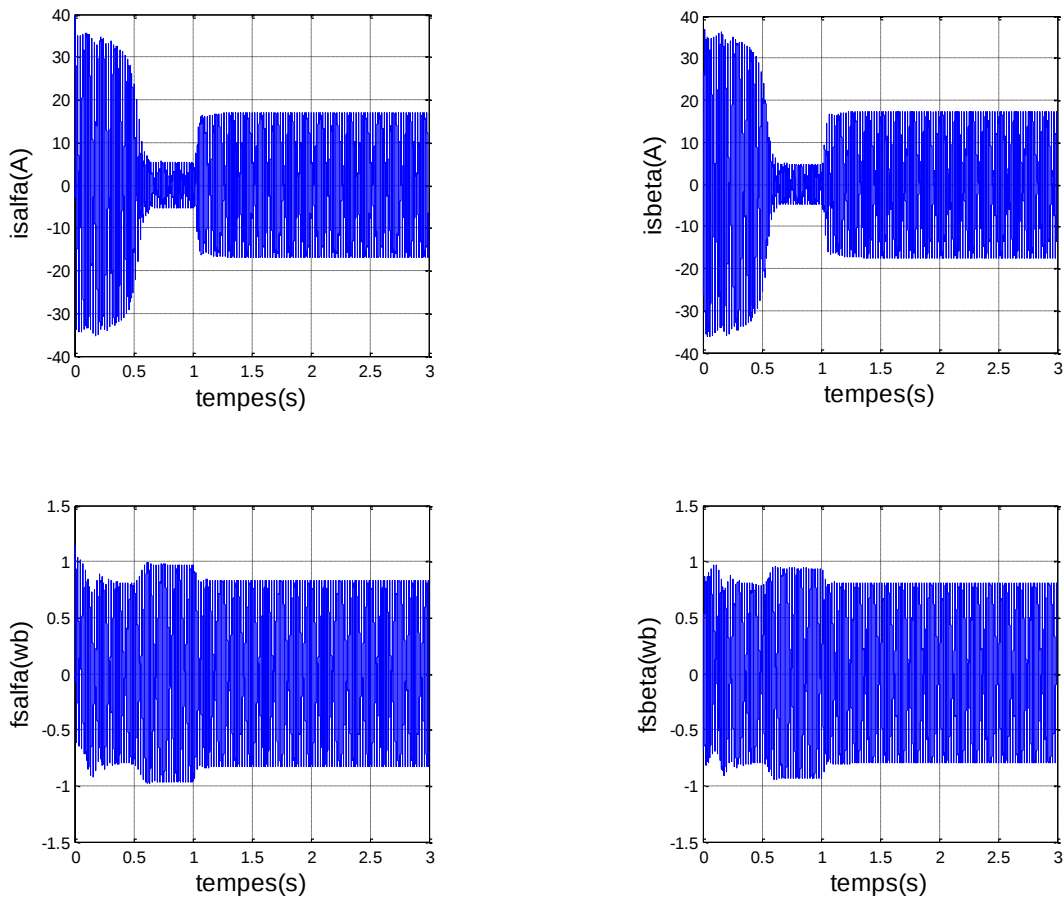
Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- Le coefficient de modulation m : rapport entre la fréquence de porteuse f_p et celle du signal de référence. $m = \frac{f_p}{f_r}$
- Le coefficient de réglage de la tension r : rapport de l'amplitude de référence avec celle de la porteuse.

I-10 Simulation de la (MAS) et résultats :

La simulation numérique des modèles mathématiques des machines électriques utilisés permet d'avoir une idée globale et correcte de leurs performances. La machine asynchrone dont les paramètres sont donnés dans *l'annexe* est tout d'abord alimentée directement par le réseau triphasé équilibré. Les résultats de simulations effectuées sous Matlab-Simulink, sont présentés dans ce qui suit. La figure. I.5 montre les résultats de la simulation pour le démarrage à vide de la machine asynchrone suivi de l'application d'une charge de (20Nm) à l'instant (1) sec

➤ pour $m=20$:



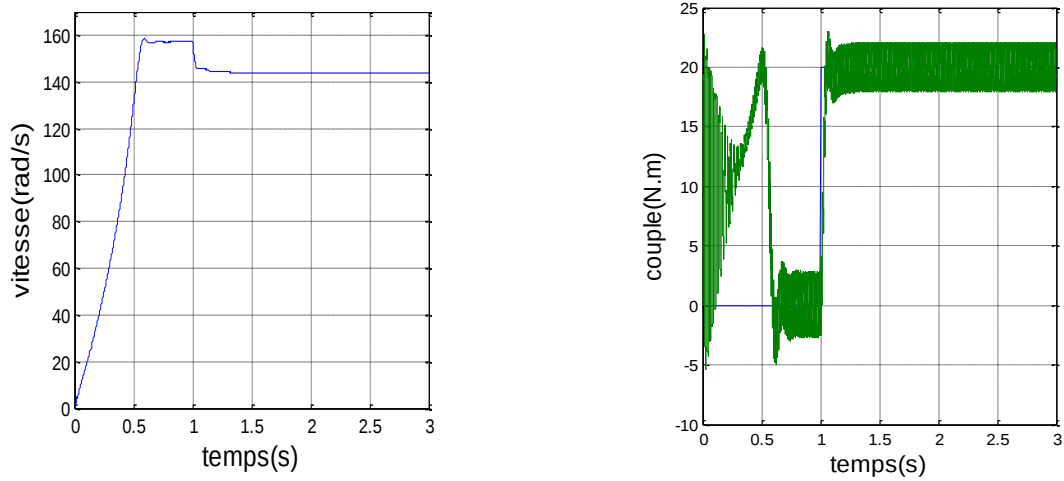
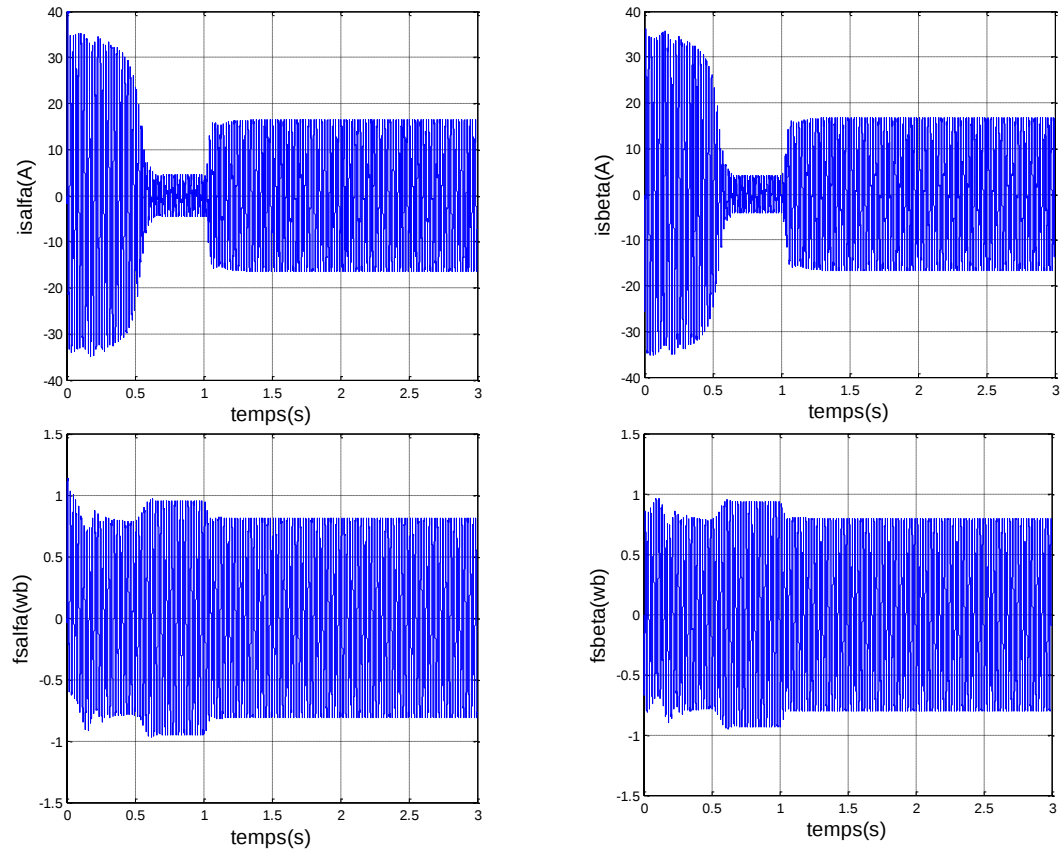


Fig-I.5 : Représentes résultats de simulation de MAS avec onduleur MLI ($m=20$)

➤ Pour $m=40$:



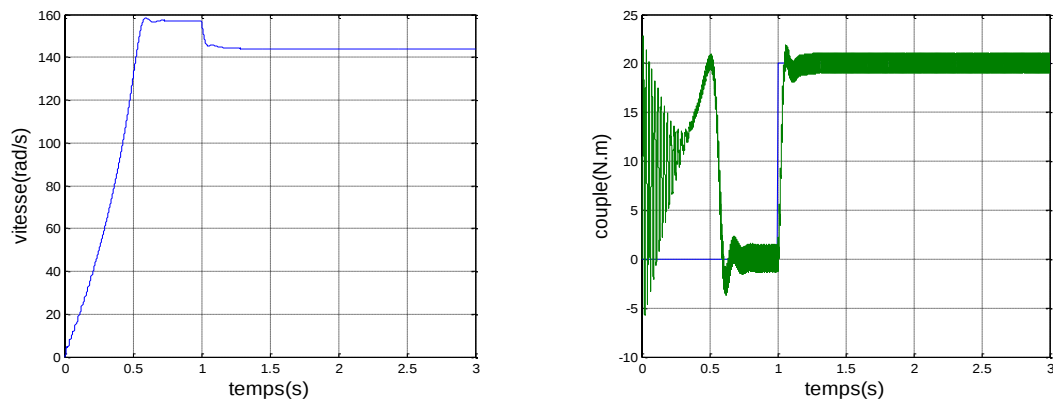


Fig-I.6 : Représente les résultats de simulation de MAS avec onduleur MLI ($m=40$)

I-11 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de Park, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone.

Ensuite nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé par la modulation de largeur d'impulsion .

Les résultats obtenus montrent la validité du modèle, mettent en évidence les performances de la machine associée au technique MLI.

Pour obtenir des performances dynamiques élevées de la machine en boucle fermé, nous allons adopter la commande directe de couple (DTC) qui sera détaillé dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Commande directe du couple de la machine à induction

II.1. Introduction :

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques. [6], [7]

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'état des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion.

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne, [8]. Dans cette étude on présentera le principe du contrôle direct du couple, ainsi que les résultats obtenus par simulation.

II-2. Principe de la commande DTC :

II-2-1. Contrôle du vecteur flux statorique :

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante :

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \Phi_{s0} \quad (\text{II.1})$$

Dans le cas ou on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps $[0, T_e]$, on aura : $V_s \gg R_s I_s$. Donc (1) peut s'écrire :

$$\Phi_s(t) = \Phi_s(0) + V_s T_e \quad (\text{II.2})$$

Donc :

$$V_s T_e = \Phi_s - \Phi_{s0} = \Delta \Phi_s \quad (\text{II.3})$$

L'équation (3) implique que l'extrémité du vecteur flux statorique $\phi_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée V_s , comme il est illustré par la Fig (II.1).

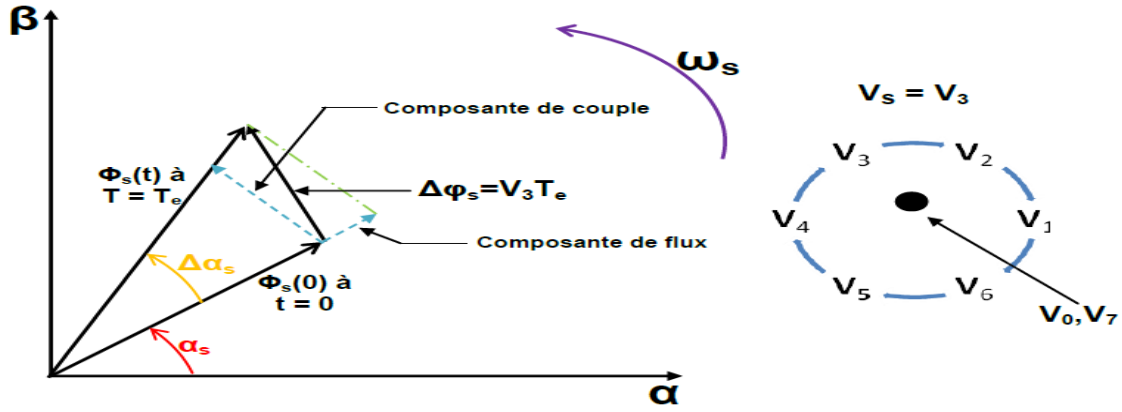


Fig.II.1 : L'évolution de l'extrémité de ϕ_s pour R_s Is négligeable

La « composante du flux » du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de ϕ_s et sa « composante du couple » (composante tangentielle) fait varier la position de ϕ_s . En choisissant une séquence adéquate des vecteurs V_s , sur les périodes de commande T_e , il est donc, possible de fonctionner avec un module de flux ϕ_s pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de ϕ_s une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique. Lorsque la vectrice tension V_s sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de ϕ_s est donnée par sa dérivée ($d\phi_s/dt$), ainsi la « vitesse » de déplacement de l'extrémité de ϕ_s . Lorsqu'on néglige le terme R_s Is, est donnée par $v_s = \frac{d\phi_s}{dt}$. La vitesse de rotation de ϕ_s dépend fortement du choix de V_s , elle est maximale pour un vecteur V_s perpendiculaire à la direction de ϕ_s , et nulle si on applique un vecteur nul. Elle peut aussi être négative.

II.3. PRINCIPE GENERAUX DU CONTROLE VECTORIEL DE COUPLE :

Parmi les différentes formes utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise le flux et le courant statorique, et la vitesse de rotation, comme variable d'état, sa présentation dans le référentiel statorique (α, β), est généralement celle qui est retenue pour implanter la DTC. Ce modèle est donné par le système d'équation suivant :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (II.4)$$

$$V_r = 0 = R_r I_r + \frac{d\phi_r}{dt} - j\omega_r \phi$$

$$\phi_s = L_s I_s + M I_r$$

(II.5)

$$\Phi_r = L_r I_r + M I_s$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$I_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\Phi_r}{L_r} - \frac{M}{L_s L_r} \Phi_s \right) \quad (II.6)$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{M}{L_s L_r}$ étant le coefficient de dispersion, d'où (4) devient :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (II.7)$$

$$\frac{d\Phi_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \Phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \Phi_s$$

Avec la constante de temps rotorique de la machine définie comme $T_r = \frac{L_r}{R_r}$:

Ces relations montrent que :

- On peut contrôler le vecteur Φ_s à partir du vecteur V_s , aux chutes de tension $R_s I_s$ près.
- Le flux Φ_r suit les variations de Φ_s avec une constante de temps σT_r . Le rotor agit comme un filtre de constante de temps σT_r entre les flux Φ_s et Φ_r . Ceci traduit l'action d'un filtre passe-bas qui existe entre les deux flux. Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique Φ_r s'exprime par :

$$\Phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{\Phi_s}{1 + j\omega \sigma T_r} \quad (II.8)$$

Si on reporte dans l'expression du couple électromagnétique, en posant l'angle $\theta_{sr} = (\Phi_s, \Phi_r)$, le couple exprime par :

$$C_{elm} = K (\Phi_s \Delta \Phi_r) = K \|\Phi_s\| \|\Phi_r\| \sin \theta_{sr} \quad (II.9)$$

Avec :

$$K = \frac{PM}{L_s L_r} = p \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M} \right)$$

$\|\Phi_s\|$ = Module du vecteur flux stator.

$\|\Phi_r\|$ = module du vecteur flux rotor.

θ_{sr} : Angle entre les vecteur flux stator et rotor.

Le couple dépend donc, de l'amplitude des deux vecteurs ϕ_s et ϕ_r et de leur position relative, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux ϕ_s (à partir de V_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de ϕ_s et ϕ_r , donc le couple. Ceci est bien sur possible si la période de commande T_e de la tension V_s est telle que $T_e \ll \sigma T_r$

II.4. CHOIX DU VECTEUR DE TENSION :

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur de tension appliqué doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de V_s dépend de la variation souhaité pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles. Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit par la Fig(II.2).

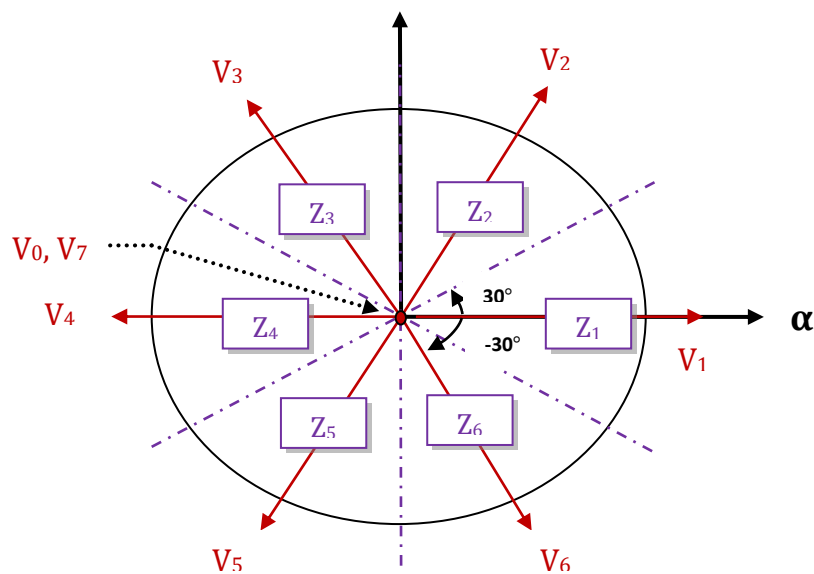


Fig.II.2 Choix du vecteur de tension

Le choix du vecteur V_s dépend :

- ❖ De la position de φ_s dans le référentiel (s).
- ❖ De la variation souhaitée pour le module de φ_s .
- ❖ De la variation souhaitée pour le couple.
- ❖ Ainsi le sens de rotation de φ_s .

Lorsque le flux φ_s se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant d'un des huit vecteurs de tensions suivants :

- ❖ Si V_{i+1} est sélectionné alors φ_s croît et C_{elm} croît.
- ❖ Si V_{i-1} est sélectionné alors φ_s croît et C_{elm} décroît.
- ❖ Si V_{i+2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_{elm} croît.
- ❖ Si V_{i-2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_{elm} décroît.

Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés alors la rotation du flux φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux φ_s reste inchangée.

II.5. LES ESTIMATEURS :

II.5.1. Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statorique, l'expression du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (II.10)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) tel que [9],[10]:

$$\Phi_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (II.11)$$

Pour calculer les composantes $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de Concordia, à partir des courants (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) mesurés soit :

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (II.12)$$

$$I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \quad (II.13)$$

$$I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc})$$

On obtient ainsi $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et des états de commande (S_a , S_b , S_c) soient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 [S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c)] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II. 14})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II. 15})$$

Le secteur S_i dans le quel se situe le vecteur Φ_s est déterminé à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel (s) et le vecteur Φ_s est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{II. 16})$$

II.5.2. Estimation du couple électromagnétique :

On peut estimer le couple C_{elm} uniquement en fonction des grandeurs statoriques (flux et courant) à partir de leurs composantes (α, β), le couple peut se mettre sous la forme [12]:

$$C_{elm} = p [\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (\text{II. 17})$$

II.6. Elaboration du Vecteur de Commande :

II.6.1. Elaboration du contrôleur de flux :

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la Fig I-3. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx = 1) ou diminuée (Cflx = 0) de façon à maintenir [10]:

$$|(\Phi_s)_{ref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \quad (\text{II. 18})$$

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

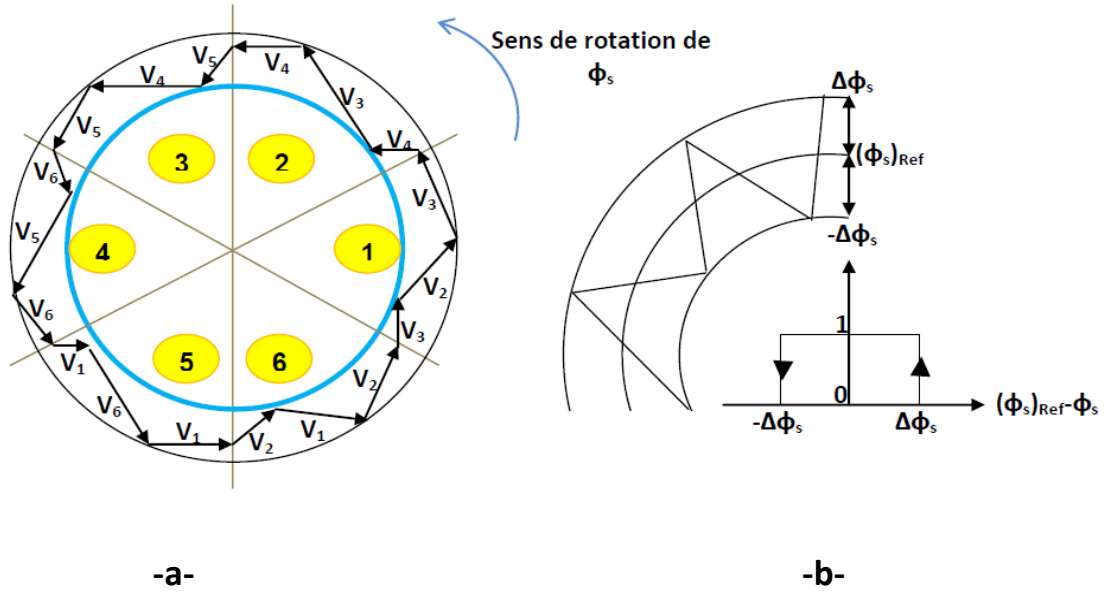


Fig.II.3 (a) - Sélection des tensions correspondant au contrôle du flux.
(b) – Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

II.6.2. Elaboration du contrôleur de couple :

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$|(C_{elm})_{ref} - C_{elm}| \leq \Delta C_{elm} \quad (II. 19)$$

Avec $(C_{elm})_{ref}$ est le couple de référence et ΔC_{elm} est la bande d'hystérésis du correcteur.

Deux solutions peuvent être envisagées :

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

II.6.3. Correcteur à deux niveaux :

Le correcteur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle du couple dans un seul sens de rotation. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux. Le vecteur nul est sélectionné pour diminuer le couple. On peut choisir la vectrice tension nulle de manière à ce qu'un bras d'onduleur ne commute jamais quand le flux est situé dans une zone donnée.

II.6.4. Compateur à trois niveaux :

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne C_{cpl} .

La Fig(II-4) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl} = 1$), pour une consigne positive, et ($C_{cpl} = -1$) pour une consigne négative, ou diminuée ($C_{cpl} = 0$). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

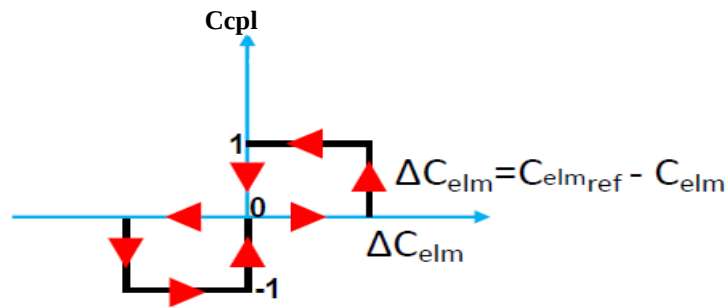


Fig.II.4 Correcteur à hystérésis à trois niveaux du couple

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

- ❖ Diviser le domaine temporel en périodes de durée T_e réduites (de l'ordre de dizaines de μs).
- ❖ Pour chaque coup d'horloge, mesurer les courants de ligne et les tensions par phase du moteur à induction.
- ❖ Reconstituer les composantes du vecteur flux statorique.
- ❖ Estimer le couple électromagnétique, à travers l'estimation du vecteur flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- ❖ Introduire l'écart ΔC_{elm} , entre le couple de référence $(C_{elm})_{ref}$ et le couple estimé $C_{i_{elm}}$

dans un compateur à hystérésis à trois niveaux, qui génère à sa sortie la valeur +1 pour augmenter le flux et 0 pour le réduire pour augmenter le couple, -1 pour le maintenir constant dans une bande. Ce choix d'augmentation du nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.

❖ Choisir l'état des interrupteurs permettant de déterminer les séquences de fonctionnement de l'onduleur en utilisant le tableau de localisation généralisé « Table-1 » ou

bien le tableau détaillé « Table-2 », en se basant sur les erreurs du flux et du couple, et selon la position du vecteur flux. Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle ΔC_{elm} et $\Delta \phi_s$ suivant la logique du comportement du flux et du couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

	Augmentation	Diminution
ϕ_s	V_{i-1} , et V_{i+1}	V_{i-2} , V_{i+2} et
C_{em}	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Table-1 : Table généralisée des vecteurs de tension

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau des séquences ci-dessous résumant la MLI vectorielle, proposée par *Takahashi*, pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du moteur à induction.

II.7. ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION (STRATEGIE DE COMMUTATION)

II.7.1. Stratégie de commutation dans la DTC :

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

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

II.7.2. Table de commutation :

II.7.2.1. Fonctionnement à quatre quadrants :

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables (c_{flx}) et (c_{cpl}), et de la zone N_i de la position de flux ϕ_s . Elle se présente donc sous la forme suivante [10],[11]:

N		1	2	3	4	5	6	Correcteur	
Cflx=1	ccpl = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2 niveaux	
	ccpl = 0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀		
	ccpl = -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	3niveaux	
Cflx=0	ccpl = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 niveaux	
	ccpl = 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇		
	ccpl = -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	3 niveaux	

Table-2 : Table de vérité de la structure de la DTC

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

II.8. Structure générale du contrôle direct de couple :

La structure du contrôle direct du couple est résumée ci-dessous,

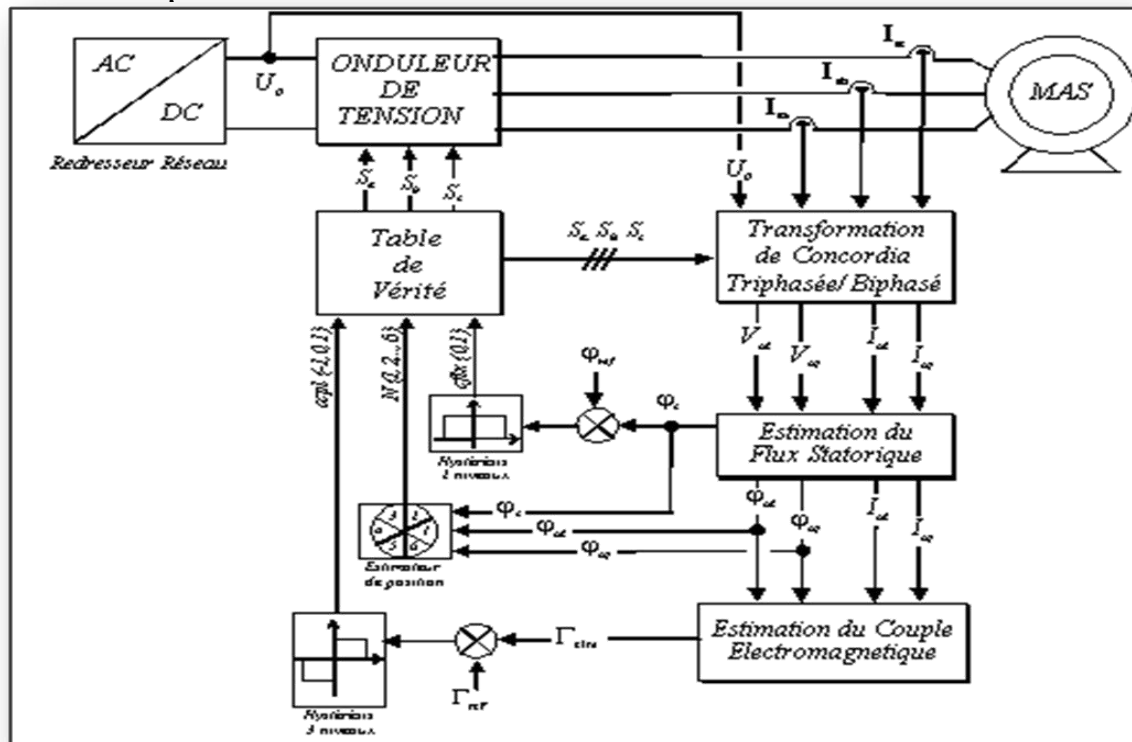


Fig.II.5 : La structure du contrôle direct du couple

II-9 Régulateur de vitesse

La régulation de la vitesse donne lieu à un couple qui va être un couple de référence.

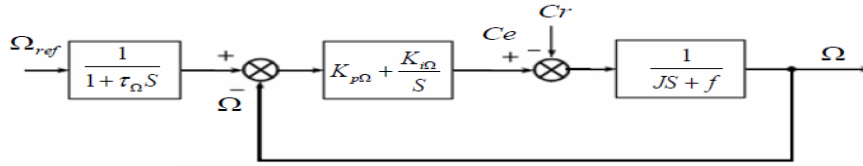


Fig.II.6 schéma –bloc de régulation de vitesse

Dans une régulation cascade, avec un régulateur *PI* sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme perturbation, le schéma bloc simplifié du système de contrôle est représenté par la figure suivant :

La fonction de transfert en boucle ouvert avec un couple résistant nul est donnée par :

$$T_{\Omega}(S) = K_{i\Omega} \frac{(\tau_{\Omega}S + 1)}{S(JS + f)} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$\tau_{\Omega} = \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F_{\Omega}(S) = \frac{T_{\Omega}(S)}{1 + T_{\Omega}(S)} = \frac{K_{i\Omega}(\tau_{\Omega}S + 1)}{JS^2 + (f + K_{i\Omega}\tau_{\Omega})S + K_{i\Omega}} \quad (\text{II. 21})$$

Pour $f=0$:

$$F_{\Omega}(S) = \frac{(\tau_{\Omega}S + 1)}{\frac{JS^2}{K_{i\Omega}} + \tau_{\Omega}S + 1} \quad (\text{II. 22})$$

Par identification avec l'équation caractéristique de second ordre fondamental, on trouve :

$$\begin{cases} \tau_n^2 = \frac{J}{K_{i\Omega}} \\ 2\xi\tau_n = \tau_{\Omega} \\ K_{i\Omega} = \frac{4\xi^2 J}{\tau_{\Omega}} \text{ Et} \\ K_{p\Omega} = K_{i\Omega}\tau_{\Omega} \end{cases}$$

Pour calculer $K_{i\Omega}$ et $K_{p\Omega}$, la constante de temps associée au Régulateur τ_{Ω} , est choisie en fonction de la constante de temps statorique qui caractérise la dynamique du couple.

$$\tau_{\Omega} = T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

On utilise le filtre $\frac{1}{1+\tau_{\Omega}s}$ pour éliminer le dépassement dans la vitesse.

Numériquement, pour $\xi=1$ on a : $p.\Omega K=4.66$ et $i\Omega K=77.77$

II-9- 1 Le choix de la largeur des bandes d'hystérésis:

Le choix judicieux de la largeur des bandes d'hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances de la DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à des pulsations plus amples sur les grandeurs à contrôler; d'autre part, une largeur de bande assez étroite sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, en outre même si l'écart sur les grandeurs à contrôlées (flux ou couple), dépasse la bande permise.

II-10 Résultats de simulation:

Les résultats à présenter ont été obtenus à l'aide d'un schéma de simulation d'une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe A et l'outil utilisé est l'environnement Matlab/Simulink.

II-10-1 Démarrage à vide :

On a simulé le comportement de la machine avec contrôle direct de couple DTC schématisé par la figure (II-5) lors d'un démarrage à vide avec $\Omega_{ref} = 100$ rd /s.

Les figures (II-6) montrent les performances de la régulation :

On note une nette amélioration en régime dynamique où la vitesse est obtenue sans dépassement et atteint la valeur de consigne au bout d'environ 0.3s.

Le couple présente un pic au démarrage et se stabilise après environ 0.3s à une valeur moyenne nulle oscillé entre [-2, 2]. La composante de courant statorique $I_{s\alpha}$ présente une allure sinusoïdale riche en harmoniques dans le régime permanent.

Par ailleurs, l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) montre que le module de flux a une valeur pratiquement constante (1.11 Wb) et l'extrémité de son vecteur

forme une couronne circulaire dans le plan (α, β) . Les ondulations du flux aux premiers instants de démarrage, reviennent en partie à l'effet du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse

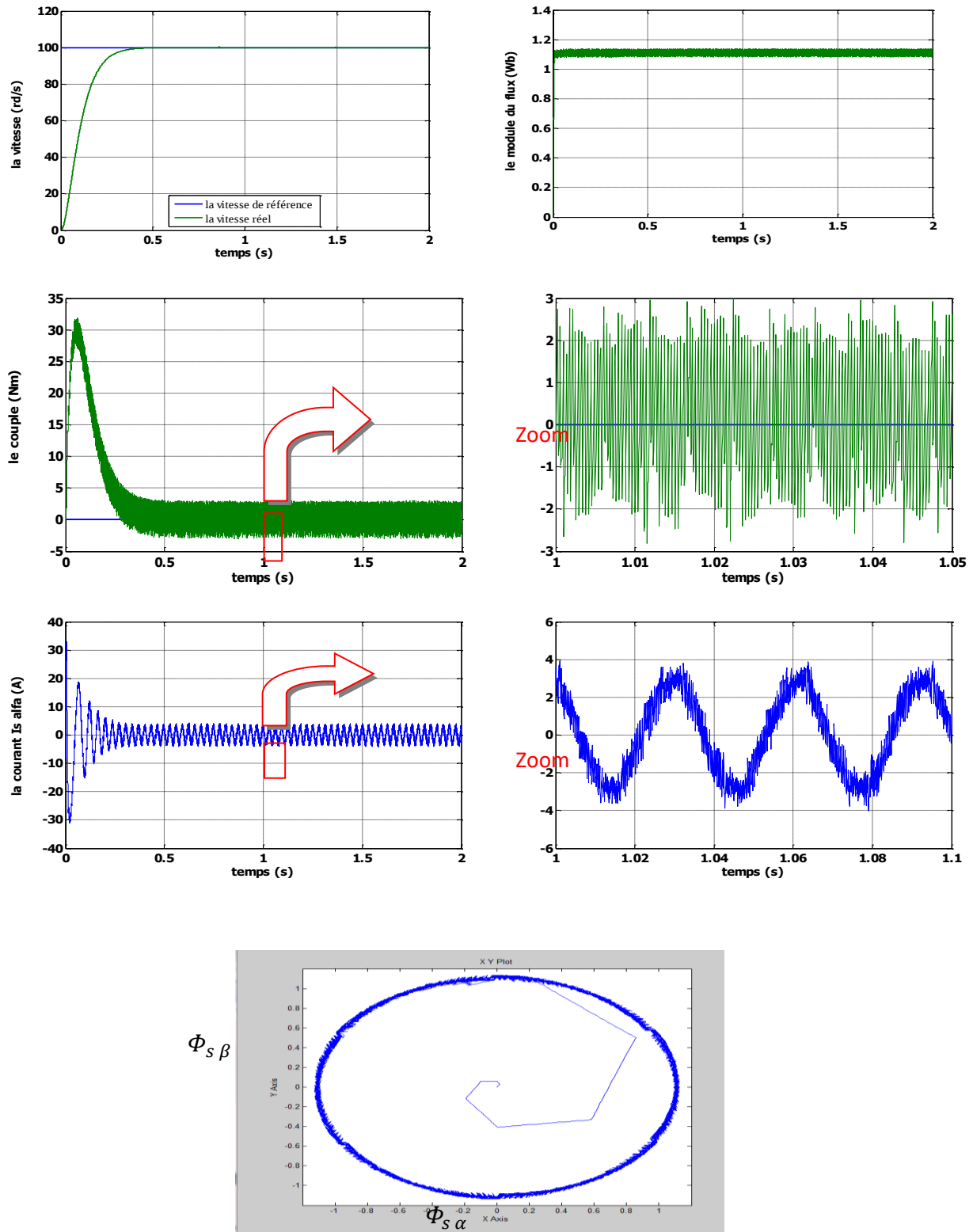


Fig.II.7 Réponse du système à vide

III-10-2 Introduction d'un couple de charge :

➤ Avec boucle de vitesse :

L'effet de l'introduction d'un couple de charge de 20Nm après un démarrage à vide sur la dynamique de la machine est montré aux figures (II-7):

On remarque que le régulateur PI classique est moins robuste vis-à-vis de la variation de la charge, en effet un rejet rapide de la perturbation exige une augmentation de la constante d'intégration ce qui peut entraîner des dépassements au niveau de la réponse dynamique de la vitesse. A travers cette simulation, nous constatons que le couple suit parfaitement les valeurs de la consigne.

La composante de courant $I_{s\alpha}$ présente une allure sinusoïdale bruitée.

La réponse du module du flux statorique garde la même allure, il n'est pas affecté par la variation de la charge.

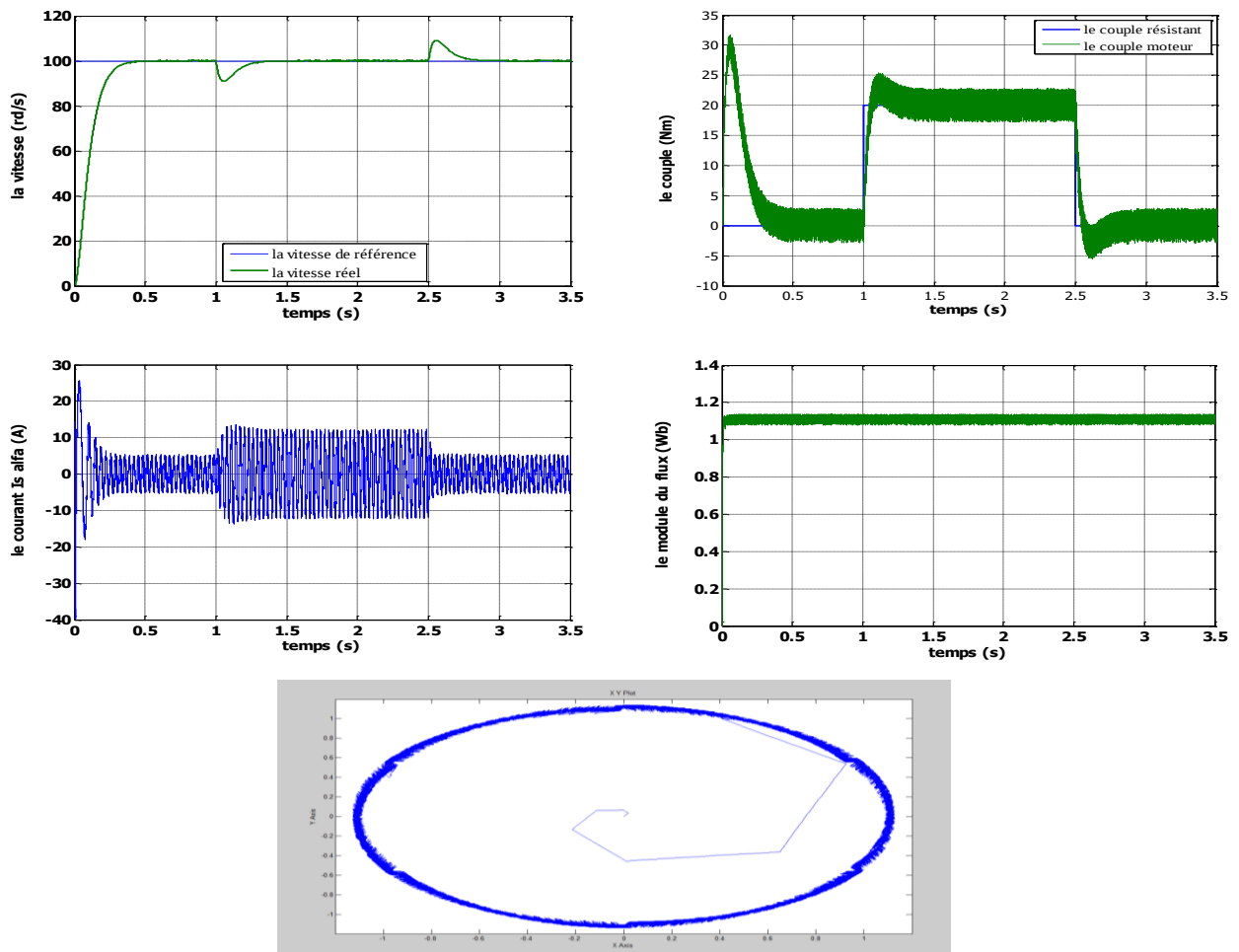


Fig.II-8 Réponse du système à une variation charge , avec boucle de vitesse

II-10-3 Test avec couple de charge variable (avec boucle de vitesse) :

La Figure (II-9) présente les résultats de simulation du système pour des consignes de charge variable de : 20Nm à 1s ; 30Nm à 2s et 10Nm à 3s.

On constate que le couple suit parfaitement les valeurs des consignes, le courant répond à la variation de charge rapidement et présente une allure sinusoïdale bruitée, le module du flux reste pratiquement constant et il n'est pas affecté par la variation de la charge.

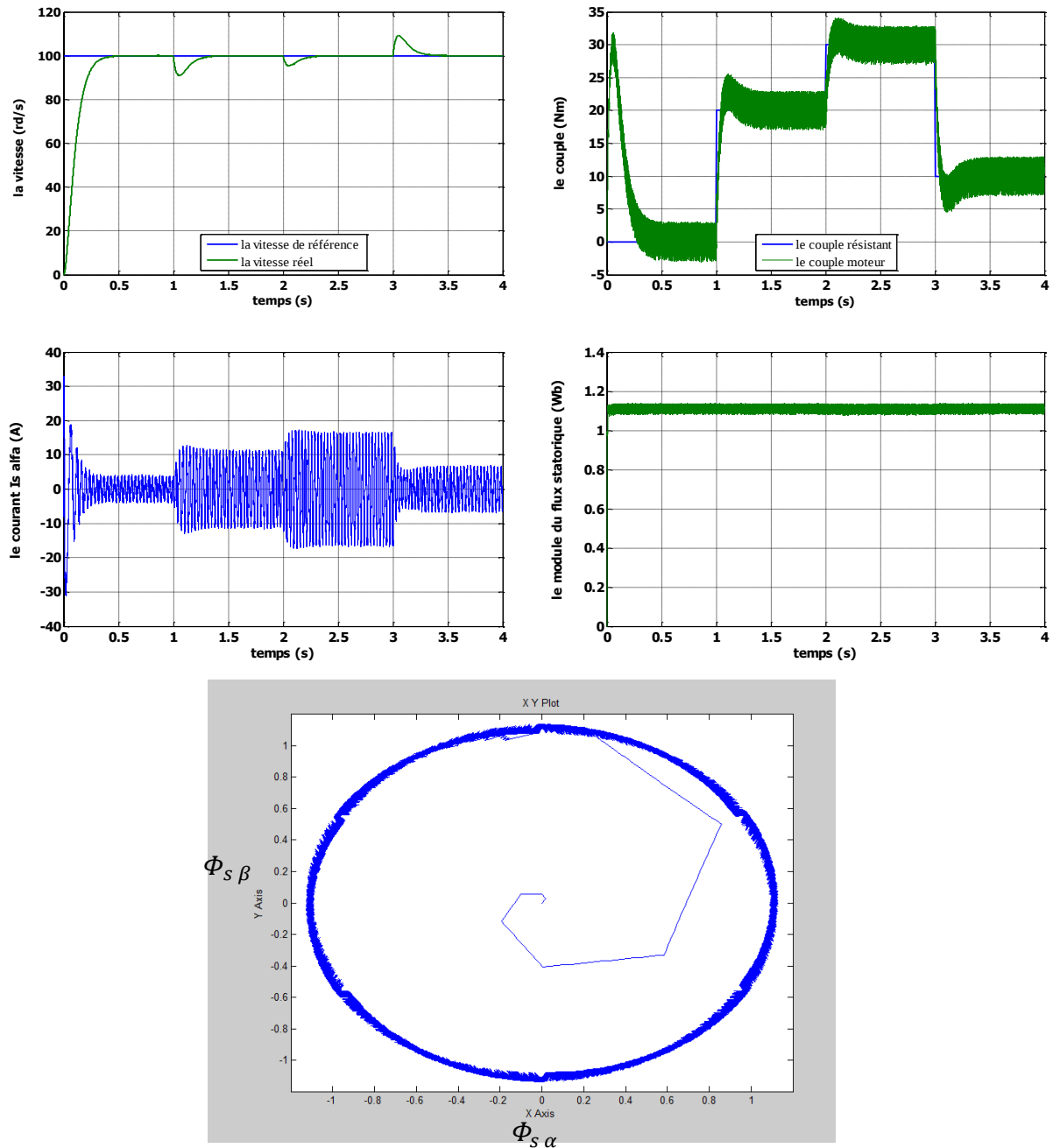


Fig.II-9 Réponse du système à couple de charge variable

II-10-4 Test avec inversion de sens de rotation :

Afin de tester la robustesse du contrôle direct de couple vis-à-vis à une inversion importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de 100 rd/s à -100 rd/s à l'instant $t=1s$ après un démarrage à vide.

A l'inversion de vitesse on remarque sur la figure (II-10) que la poursuite en vitesse s'effectue sans dépassement, de même pour le couple qui subit à un dépassement avant de se stabiliser.

Le courant $I_{s\alpha}$ et le module du flux sont affectés au instant de la variation de vitesse et reviennent rapidement pour se stabiliser au régime permanent, l'influence de cette variation n'est pas claire sur la trajectoire du module de flux.

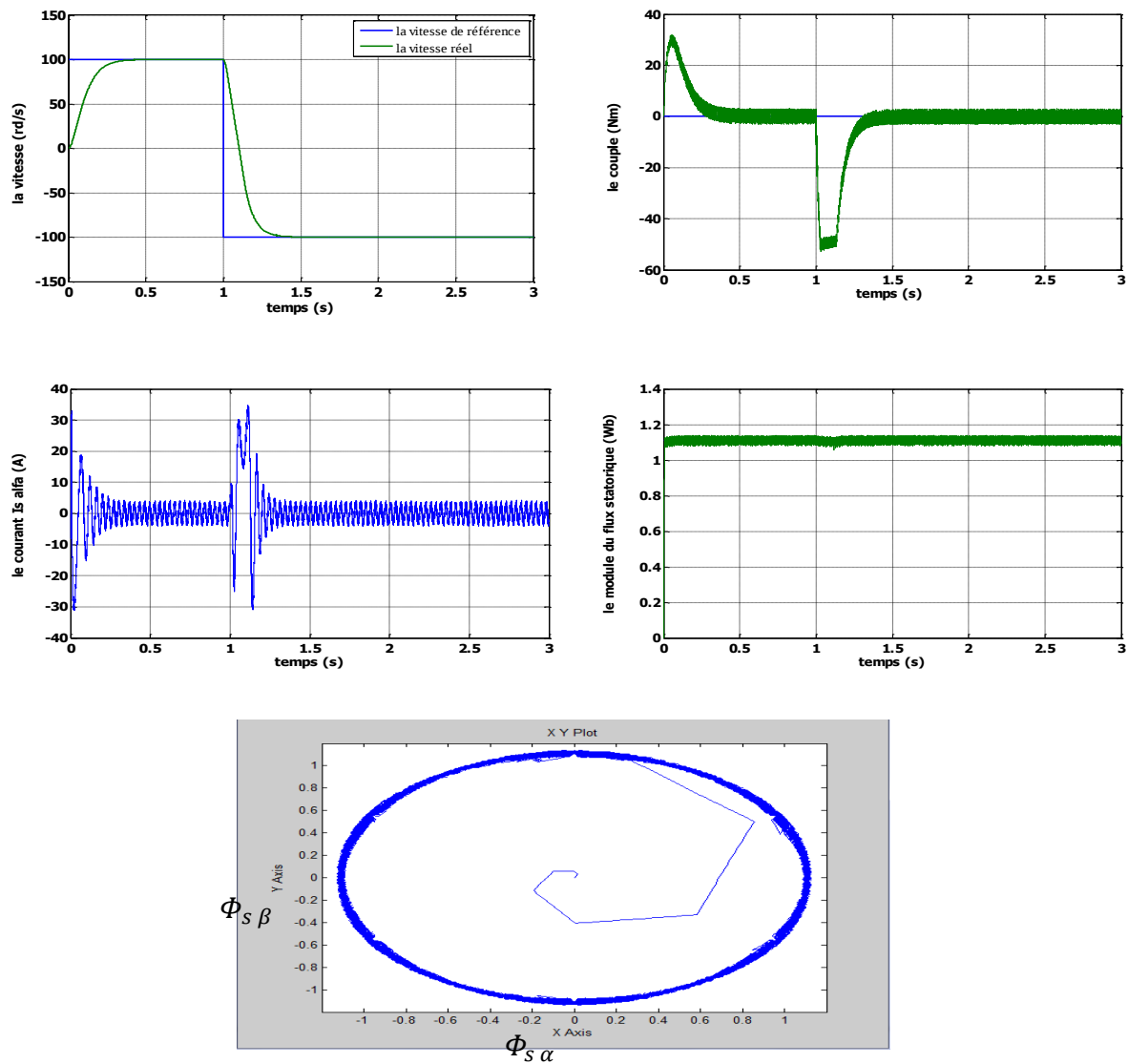


Fig.II-10 Réponse du système pour une inversion de vitesse à -100 rd/s à $t=1s$

II-11 Robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques :

Dans cette partie on présente les résultats de simulation pour voir la robustesse de la commande DTC, face à la variation paramétrique due à plusieurs phénomènes et perturbations à savoir [12] [13]:

- L'état magnétique de la machine caractérisé par le phénomène de saturation qui influe sur les inductances de la machine.
- L'effet de la température sur les résistances en particulier.
- la variation de la vitesse rotorique qui provoque l'évolution de l'effet de peau.
- la variation de la charge qui peut affecter l'inertie du rotor et le coefficient de frottement...etc. les performances de cette commande vis-à-vis la variation de la résistance statorique et de la vitesse rotorique, ont été établies par les simulations suivantes:

II-11-1 Test pour la variation de la résistance statorique:

Les principes du contrôle direct du couple ont été établis en supposant que la vitesse de la machine est élevée pour négliger l'influence du terme résistif surtout pour le contrôle du flux ; il est nécessaire donc d'étudier le comportement du flux et du couple lors de leurs établissements respectifs.

Pour étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine, nous avons également simulé le système à une augmentation de **50%** de la résistance statorique par rapport à la valeur nominale.

La figure (II-11) illustre l'évolution de la vitesse, du module de flux statorique, et le couple électromagnétique, ainsi que la trajectoire du flux statorique. Ces résultats sont comparés avec ceux correspondant à la résistance nominale.

On remarque effectivement d'après les résultats obtenus que la variation de la résistance statorique affecte le module du flux statorique et le couple électromagnétique ainsi que la vitesse lors de démarrage; de même on constate clairement la déformation lors de démarrage de la trajectoire du flux statorique dans le plan (α - β).

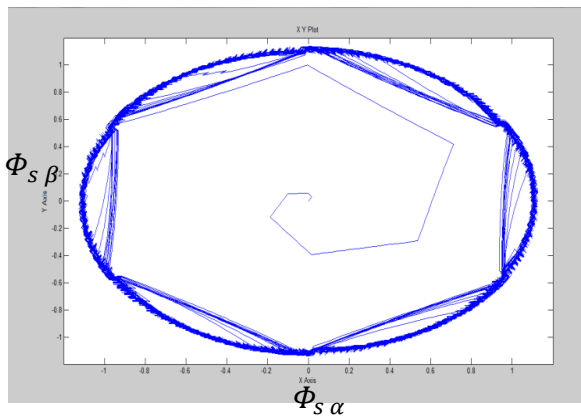
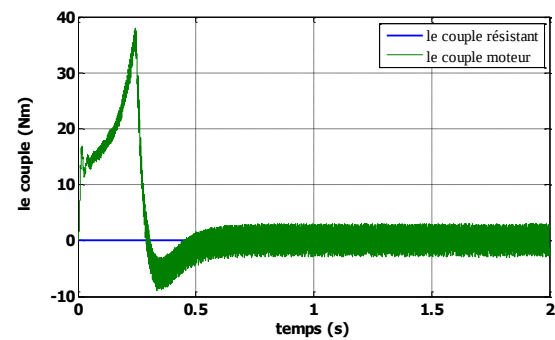
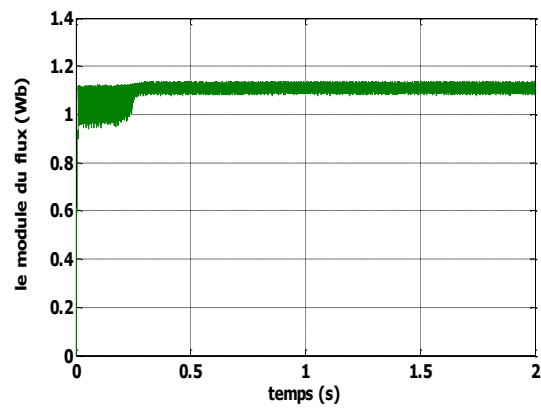
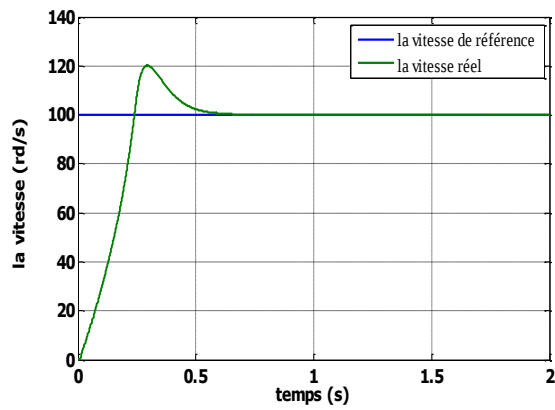
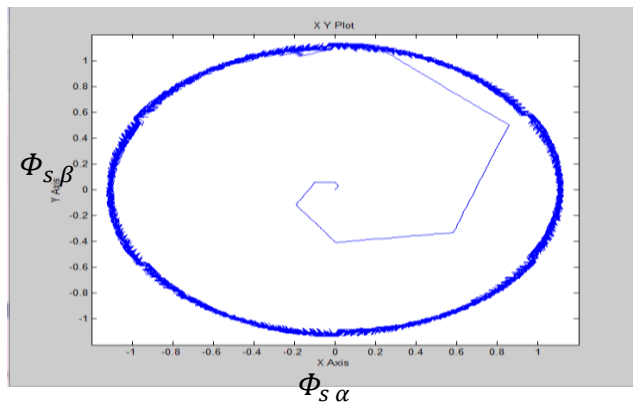
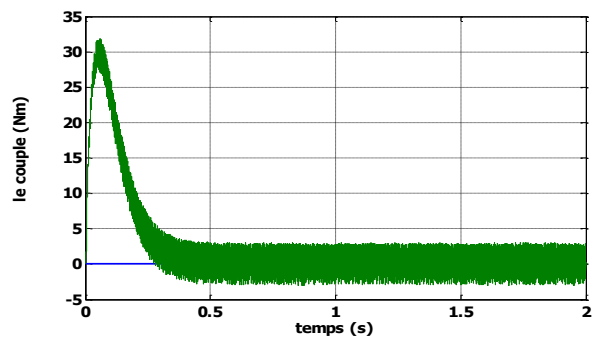
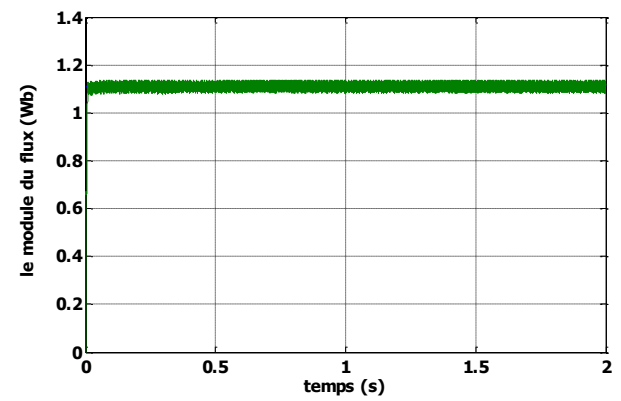
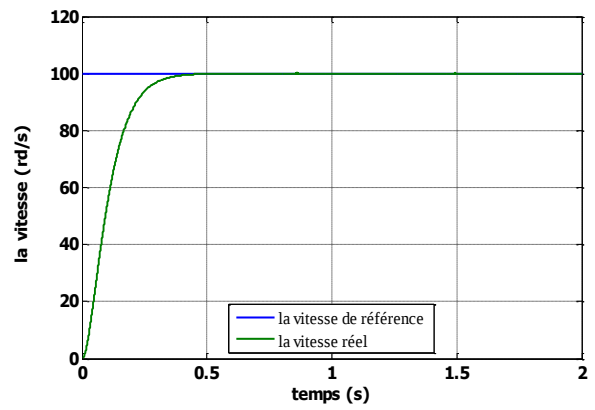
Augmentation de 50 % de R_s nominale R_s nominale

Fig. II-11 Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de 50%

II-11-2 Test pour faible vitesse de rotation:

La figure (II-12) montre les résultats de simulation du système pour les faibles vitesses de rotation de la machine lors d'une variation de 20rd/s à -20rd/s à l'instant $t=1s$.

On constate que la poursuite de la vitesse s'effectue sans dépassement. On remarque l'influence de la diminution de la vitesse sur le module du flux, son trajectoire dans le plan (α, β) , et le couple électromagnétique.

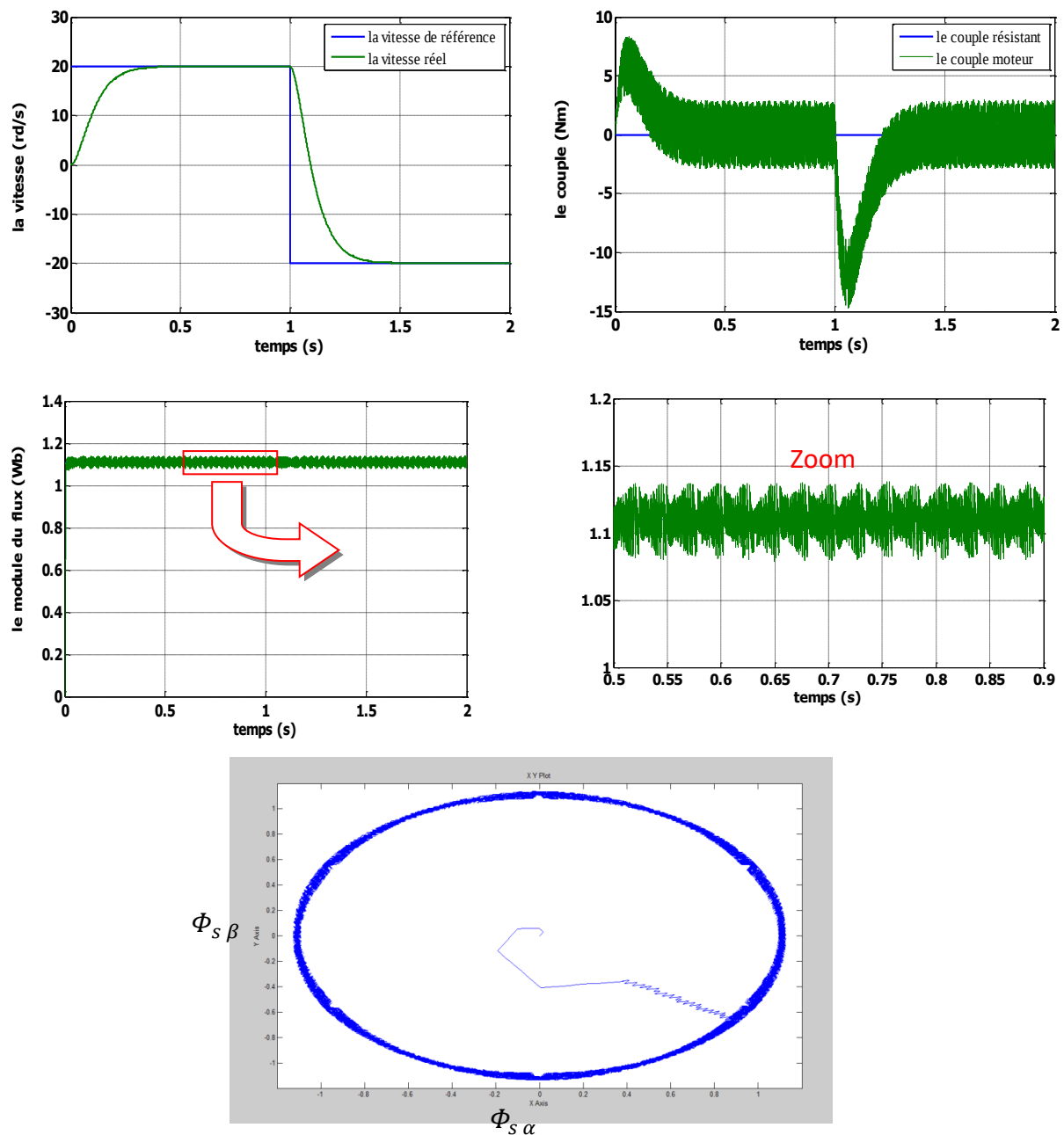


Fig. II-12 Réponse du système à faible vitesse de rotation

II-12 Conclusion :

Dans ce chapitre, les principaux concepts de base de la commande directe de couple ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé entre le couple et le flux statorique en utilisant un choix convenable des vecteurs tensions de l'onduleur.

L'un des avantages de ce type de commande est le non nécessité du capteur mécanique. D'un autre côté, l'inconvénient principal est la présence des oscillations au niveau du couple qui sont due à la variation de la fréquence de commutation.

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique surtout la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux, on a étudié une nouvelle approche dans le chapitre qui suit.

*Chapitre III Commande prédictive
directe du couple
De la machine à induction*

III-1 Introduction

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé [14].

Cette stratégie de commande a montré son efficacité, sa flexibilité et son succès dans des applications industrielles, même pour des systèmes à faible période d'échantillonnage. L'application de la commande prédictive dans le domaine des commandes numériques a donné des bons résultats en termes de rapidité et de précision [15].

Dans la première partie de ce chapitre on présente la philosophie et le principe de la commande prédictive, par la suite nous faisons une application de la commande prédictive à la machine asynchrone pour la régulation de la vitesse associée avec la DTC-SVM à deux PI. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'application de la commande prédictive à la MAS, afin de minimiser les pulsations de couple et du flux ainsi que la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur qui alimente la machine. Pour cela on a utilisé les notions de la géométrie différentielle pour obtenir un modèle linéarisé et découplé de la machine asynchrone par la technique de la linéarisation entrée-sortie. Ce modèle est implanté à l'intérieur du contrôleur prédictif afin d'anticiper le futur comportement du procédé.

III.2 La modulation MLI vectorielle

III.2.1 Principe de la MLI vectorielle

Le principe de MLI vectorielle, consiste à projeter le vecteur V_s de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur. Les valeurs de ces projections assurant le calcul des temps de commutations désirées correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons T_i et T_{i+1} ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période T_s de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_s .

Un vecteur de tension de référence $V_{s\text{ ref}}$ est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_s par une vectrice tension moyen $V_{s\text{ moy}}$; ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7

Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la figure (III.1).

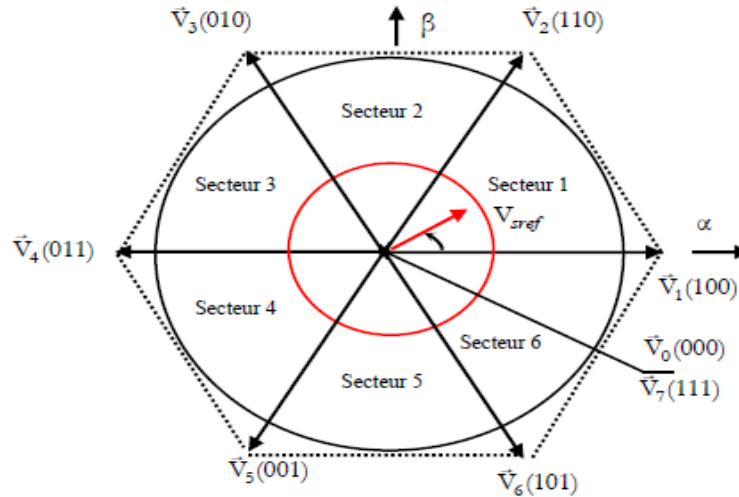


Fig III.1 Représentation des vecteurs de tension dans le repère (α, β)

La figure (III.2) représente le cas où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1 et les vecteurs adjacents sont représentés par $\vec{V}_1$ et $\vec{V}_2$. La MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension statorique de référence $\vec{V}_{sref}$ désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant $\vec{V}_1$ et $\vec{V}_2$. Si nous notons par T_1 et T_2 les deux temps d'application de ces vecteurs, T_0 temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieure à la période T_s de commutation de l'onduleur.

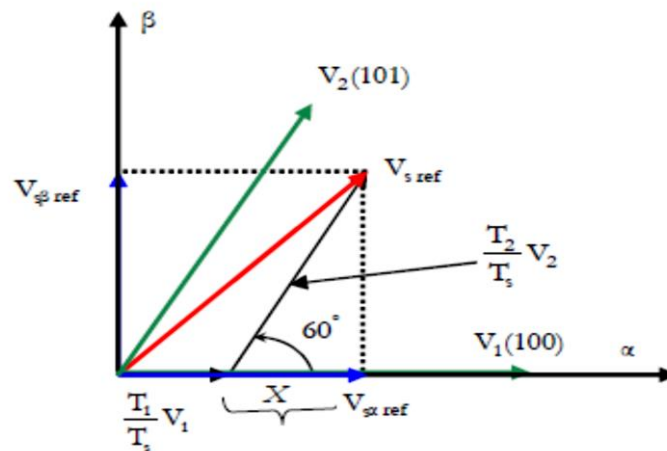


Fig III.2 Décomposition d'un vecteur tension de référence $\vec{V}_{sref}$

Dans le cas du secteur 1 figure (III.2), le vecteur de tension référence V_s ref moyenne est donné comme suit :

$$\begin{aligned} V_{sref}.T_s &= T_1.V_1 + T_2.V_2 \\ T_s &= T_1 + T_2 + T_0 \end{aligned} \quad (III.1)$$

Où

T_s : représente la période de commutation,

T_1 : temps d'application du vecteur V_1 .

T_2 : temps d'application du vecteur V_2

T_0 : est la durée d'application de la séquence de roue-libre.

En supposant qu'initialement, le vecteur V_{sref} coïncide avec le vecteur V_1 , deux séquences sont actives. La séquence qui correspond au vecteur V_1 est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue-libre est appliquée durant la durée T_0 . La séquence qui correspond au vecteur V_2 est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur V_s ref s'éloigne du vecteur V_1 et on s'approche du vecteur V_2 , T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur V_{sref} , atteint le vecteur V_2 , T_1 sera nul et T_2 , sera maximale.

III.3 Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle

III.3.1 Détermination des tensions de références V_α, V_β

A partir de la relation (III.1) nous pouvons définir les tensions aux bornes des enroulements du moteur. Pour obtenir ces tensions dans le repère (α, β) nous utiliserons l'équation (III.2), ce qui, pour les huit vecteurs de commutation de l'onduleur, fournira le résultat tableau (III.1).

s_a	s_b	s_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	0
1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$
0	1	0	$\frac{2E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$

0	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	0
0	0	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$
1	0	1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$
1	1	1	0	0	0	0	0

Tableau III.1 Tensions statoriques**III-3-2 Détermination des secteurs**

Le secteur est déterminé selon la position du vecteur $v_{s\alpha\beta \text{ ref}}$ dans le plan complexe ($\alpha \beta$), tel que cette position présente la phase δ de ce vecteur définie comme suite :

$$\delta = \arctan\left(\frac{v_{s\beta \text{ ref}}}{v_{s\alpha \text{ ref}}}\right) \quad (\text{III-2})$$

La table (III.2) détermine le secteur S_i ($i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$) pour les différents angles δ

δ	$0 \leq \delta \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \delta \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \delta \leq \pi$	$\pi \leq \delta \leq \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq \delta \leq \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \leq \delta \leq 2\pi$
Secteur S_i	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6

Tableau III.2 Identification du secteur.**III-3-3 Calcul des variables X, Y et Z :**

La détermination des périodes T_1 et T_2 donnée par une simple projection, figure (I.12)

$$v_{s\beta \text{ ref}} = \frac{T_2}{T_s} |V_2| * \cos(30^\circ)$$

$$v_{s\beta \text{ ref}} = \frac{T_1}{T_s} |V_1| + x \quad (\text{III.3})$$

$$X = \frac{v_{s\beta \text{ ref}}}{\tan(60^\circ)}$$

D'après le tableau (III.1) la période d'application de chaque vecteur est donné par :

$$T_1 = \frac{T_s}{2E} (3v_{s\alpha \text{ ref}} - \sqrt{3}v_{s\beta \text{ ref}})$$

$$T_2 = \sqrt{3} \frac{T_s}{E} v_{s\beta \text{ ref}} \quad (\text{III.4})$$

Pour le reste de la période en appliquant le vecteur nul.

En effectuant le même calcul pour chaque secteur. Le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables X, Y, Z suivants :

$$\begin{aligned} X &= \sqrt{3} \frac{T_s}{E} v_{s\beta \text{ ref}} \\ Y &= \frac{T_s}{2E} (3v_{s\alpha \text{ ref}} + \sqrt{3}v_{s\beta \text{ ref}}) \\ Z &= \frac{T_s}{2E} (3v_{s\alpha \text{ ref}} - \sqrt{3}v_{s\beta \text{ ref}}) \end{aligned} \quad (\text{III.5})$$

III.3.4 Calcul de T1 et T2 pour chaque secteur :

La détermination du secteur (i) est basée sur l'argument de la tension de référence tel que : $\delta = \arctan\left(\frac{v_{s\beta \text{ ref}}}{v_{s\alpha \text{ ref}}}\right)$, $\frac{\pi}{3} \leq \delta \leq \frac{2\pi}{3}$

Les durées T1 et T2 d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs de X, Y et Z sont tabulés ci après :

secteur	1	2	3	4	5	6
T_i	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
T_{i+1}	X	Z	-Y	-X	-Z	Y

Tableau III.3 Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls.

III.3.5 Génération des signaux modulateurs T_{aon} , T_{bon} et T_{con} :

Les trois rapports cycliques nécessaires sont :

$$\begin{aligned} T_{aon} &= \frac{T_s - T_i - T_{i+1}}{2} \\ T_{bon} &= T_{aon} + T_i \\ T_{con} &= T_{bon} + T_{i+1} \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

III.3.6 Génération des séries d'impulsions S_a , S_b et S_c :

La détermination des signaux de commande (S_a , S_b , S_c) en fonction de T_{XON} est donnée par le tableau suivante :

secteur	1	2	3	4	5	6
signaux						
S_a	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{aon}	T_{bon}	T_{aon}
S_b	T_{bon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{aon}	T_{con}	T_{con}
S_c	T_{con}	T_{con}	T_{aon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}

Tableau III.4 Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur.

III.4 la commande prédictive :

III.4.1 La philosophie de la commande prédictive :

La philosophie de la commande prédictive est donc, connaissant la sortie du processus à commandé, de déterminer la commande permettant de lui faire rallier la consigne selon une trajectoire prédéfinie (trajectoire de référence) sur la sortie du processus en accord avec la figure (III-1). Il s'agit donc de déterminer la séquence future de commande à appliquer à l'entrée du processus afin de réaliser le ralliement. Seule la première commande est appliquée, les autres commandes seront oubliées car à la période d'échantillonnage suivante, les séquences sont décalées, une nouvelle sortie est mesurée et la séquence d'opération est alors recommencée {chaque période d'échantillonnage selon le principe de l'horizon fuyant [14].

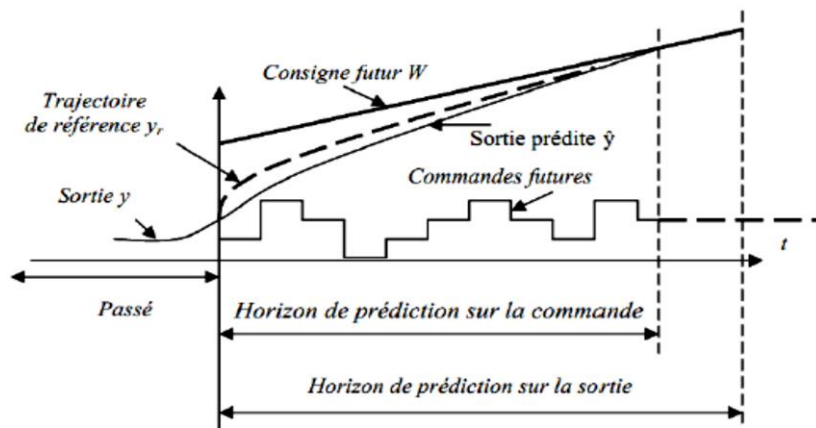


Fig. III.3 Evolution temporelle de la prédiction à horizon fini

En réalité, le modèle du processus dit modèle interne (implanté dans le calculateur numérique) ne permet de prédire que l'évolution de sa propre sortie, puisque le modèle adopté est imparfait à cause des erreurs d'identification des perturbations non prises en compte et des simplifications effectuées permettant une utilisation en temps réel. Il en résulte que la sortie du processus est différente de celle du modèle.

III-4-2 le principe et la stratégie générale de la commande prédictive :

Le principe de base de la commande prédictive consiste de prendre en compte, à l'instant actuel, le comportement futur, par le biais d'utilisation explicite d'un modèle numérique du système dans le but de prédire la sortie dans le futur, sur un horizon fini. Un des intérêts des méthodes prédictives réside dans le fait que, pour une consigne pré-calculée sur un certain horizon, il est ainsi possible d'exploiter les informations de trajectoires prédéfinies

situées dans la future, étant donné que le but est de faire correspondre la sortie du système avec cette consigne sur un horizon fini [15].

De manière générale, la loi de commande prédictive est obtenue à partir de la méthodologie suivante :

- Prédire les sorties futures du processus sur l'horizon de prédiction défini, en utilisant le modèle de prédiction. On dénote $y(t+k/t)$ les sorties prédites, $k = 0 \dots N$ (N l'horizon de prédiction). Ces sorties sont dépendantes des valeurs de sorties et d'entrées du processus à commander connues jusqu'au temps t .
 - Calculer la séquence de signaux de commande, dénote par $u(t+k/t)$, $k = 0 \dots N-1$
- En minimisant un critère de performance afin de mener la sortie du processus vers une sortie de référence. On dénote par $w(t+k/t)$, $k = 0 \dots N$, d'habitude le critère de performance à minimiser est un compromis entre une fonction quadratique des erreurs entre $y(t+k/t)$ et $w(t+k/t)$ et un coût de l'effort de commande. Par ailleurs, la minimisation d'une telle fonction peut être soumise à des contraintes sur l'état et plus généralement à des contraintes sur la commande.
- Le signal de commande $u(t)$ est envoyé au processus tandis que les autres signaux de commande sont oubliés. Au temps $t+1$ on acquiert la sortie réelle $y(t+1)$ et on recommence au premier [16] [17].

III-4-3 Intérêts de la commande prédictive :

La plupart des régulations industrielles sont réalisées souvent avec des régulateurs PID analogiques avec une efficacité remarquable et un rapport prix/performance avec lequel il est difficile de les rivaliser. Toutefois, ce type de régulateur ne couvre pas tous les besoins et ses performances souffrent dans un certain champ d'applications dont on cite [14]:

- ✓ Les processus difficiles, notamment non linéaires, instables, non stationnaires, à grand retard purs et aussi multi variables.
- ✓ Lorsque les performances sont tendues par l'utilisateur, notamment : forte atténuation des perturbations, erreur de traînage nulle en poursuite, réponse en temps minimal, ce qui amène à fonctionner sous contraintes qui affectent soit les variables de commande, soit les variables internes du processus.

Ces limitations ont favorisé l'éclosion de la commande prédictive à base de modèle numérique puisque sur le plan technique, l'accessibilité est plus aisée aux calculateurs numériques susceptibles de réaliser des traitements algorithmiques, intégrant calcul et logique

qu'aux régulateurs purement analogiques. En conséquence, le régulateur prédictif va être construit sur la base d'un modèle interne, qu'il va utiliser sur le site, en temps réel.

La richesse de la commande prédictive provient du fait qu'elle n'est pas seulement capable de contrôler des processus simples du premier et du second ordre, mais aussi des processus complexes, notamment les processus avec temps de retard assez long, processus instable en boucle ouverte sans que le concepteur prenne trop des précautions spéciales [14].

III-5 commande prédictive généralisée :

La commande prédictive généralisée (GPC : Generalized Predictive Control) de Clarke, est considérée comme étant la plus populaire des méthodes de prédiction, particulièrement pour les processus industriels. Elle combine la prédiction du comportement futur du procédé avec la commande de rétroaction.

III-5-1 Principe de fonctionnement de la commande prédictive généralisée:

La commande prédictive c'est la résolution répétée à chaque pas de temps d'un problème de commande optimale : "comment aller de l'état actuel à un objectif de manière optimale en satisfaisant des contraintes". Pour cela, il faut connaître à chaque itération l'état du système en utilisant un outil de résolution numérique [18].

Le schéma fonctionnel de la commande prédictive généralisée est présenté sur la figure (III.4)

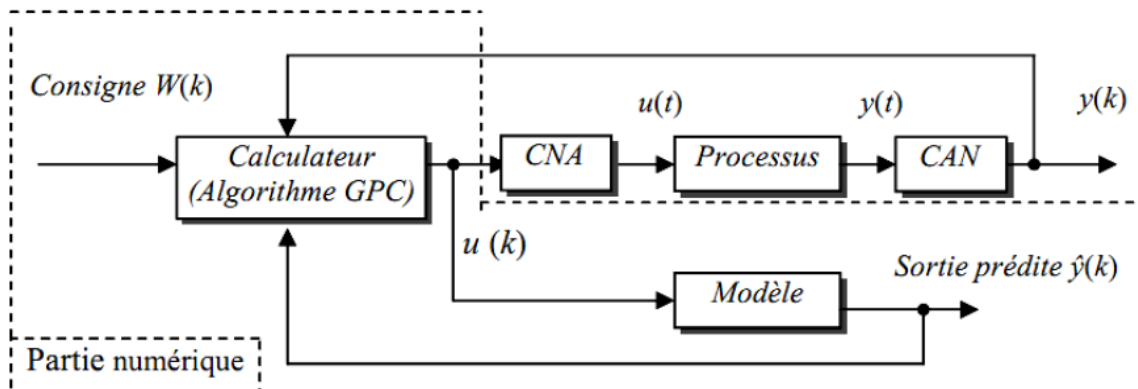


Fig. III.4. Schéma de principe du GPC

Si on veut faire coïncider dans le futur la sortie du processus avec une consigne ou avec une trajectoire de référence, il est nécessaire :

❖ Prédire les sorties futures du processus sur un horizon bien défini, grâce au modèle numérique du système.

❖ Calcul de la séquence des commandes futures par minimisation d'un critère quadratique des erreurs entre les sorties prédites et les consignes

❖ Application seulement de la première commande sur le système, et répéter cette Procédure à la prochaine période d'échantillonnage selon la stratégie de l'horizon fuyant. La représentation temporelle de la commande prédictive généralisée est donnée par la Figure (IV-1), où l'on observe les commandes $u(k)$ à appliquer au système pour obtenir le ralliement autour de la consigne $w(k)$.

Le modèle numérique est obtenu par une discrétisation (transformée en z) de la fonction de transfert continue du modèle ce qui permet de calculer la sortie prédite sur un horizon fini.

III -6 Critère d'optimisation:

Une fois les prédictions faites, on doit trouver la future séquence de commande à appliquer sur le système pour atteindre la consigne désirée en suivant la trajectoire de référence. Pour cela, on vient minimiser une fonction de coût qui diffère selon les méthodes, mais généralement cette fonction contient les erreurs quadratiques entre la trajectoire de référence et les prédictions sur l'horizon de prédiction ainsi que la variation de la commande. Cette fonction de coût est la suivante :

$$J_{GPC} = \sum_{j=N_1}^{N_2} [W(t+j) - \hat{y}(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} \Delta u(t+j-1)^2 \quad (III-11)$$

Avec :

$W(t+j)$: Consigne appliquée à l'instant $(t+j)$.

$y(t+j)$: Sortie prédite à l'instant $(t+j)$.

$\Delta u(t+j-1)$: Incrément de commande à l'instant $(t+j-1)$.

N_1 : Horizon de prédiction minimale sur la sortie.

N_2 : Horizon de prédiction maximale sur la sortie avec $N_2 \geq N_1$.

N_u : Horizon de prédiction sur la commande

λ : Coefficient de pondération sur la commande.

L'hypothèse suivante est faite sur la commande: $\Delta u(k+j)=0$ pour $j \geq N_u$. La minimisation analytique de cette fonction fournit la séquence de commandes futures dont seule la première sera effectivement appliquée sur le système. La procédure étant itérée de nouveau à la période d'échantillonnage suivante selon le principe de l'horizon glissant. L'expression du critère appelle plusieurs remarques [18]:

- Si l'on dispose effectivement des valeurs de la consigne dans le futur, on utilise toutes ces informations entre les horizons N_1 et N_2 de façon à faire converger la sortie prédite vers cette consigne.
- On trouve l'aspect incrémental du système en considérant Δu dans le critère.
- Le coefficient λ permet de donner plus ou moins de poids à la commande par rapport à la sortie, de façon à assurer la convergence lorsque le système de départ présente un risque d'instabilité [19].

III-6-1 Choix des paramètres de réglage:

La définition du critère quadratique (III-6) a montré que l'utilisateur doit fixer quatre paramètres de réglage. Ce choix des paramètres s'avère cependant délicat pour une personne qui n'est pas spécialiste, car il n'existe pas des relations empiriques permettant de relier ces paramètres à des indicateurs classiques en automatique [20].

N_1 : horizon minimum de prédiction, correspond au retard pur du système, si le retard est connu sinon on convient d'initialiser à 1. [21]

N_2 : horizon maximum, est choisi de sorte que le produit $N_2 T_e$ soit limité par la valeur du temps de réponse souhaité. En effet augmenter la prédiction au delà du temps de réponse n'apporte aucune information supplémentaire. Par ailleurs, plus N_2 est grand, plus le système corrigé est stable et lent. [21]

N_u : horizon de commande, on convient de le choisir égal à 1 et n'excédant pas la valeur deux. [21]

λ : facteur de pondération de la commande, c'est le paramètre le plus compliqué à régler puisque il influence sur la stabilité du système bouclé. En effet, si λ est très élevé, il permet de pondérer l'influence des commandes dans l'optimisation et ainsi permet de générer un correcteur plus ou moins énergétique donc plus ou moins rapide. [21]

T_e : Lorsqu'on échantillonne un signal continu, on ne peut perdre aucune information si la fréquence d'échantillonnage est supérieure au double de la plus haute fréquence dans le signal.

Compte tenu de cette remarque connue sous le théorème de Shannon. Alors on fait le choix de la période d'échantillonnage $T_e \leq 10 \text{ ms}$ ($f_e \geq 100 \text{ Hz}$).

III-7 Commande par linéarisation entrée –sortie :

Nous abordons quelques rappels sur la linéarisation entrée –sortie pour des systèmes non linéaires. L'intérêt de telle approche est de linéariser le modèle non linéaire et d'obtenir un comportement homogène quel que soit le point de fonctionnement.

Nous nous attachons ici à introduire les éléments théoriques de cette technique de la linéarisation entrée –sortie. L'application à la machine asynchrone sera décrite au paragraphe (III.11).

III-7-1 linéarisation entrée-sortie :

Considérons le système non linéaire dont la représentation d'état est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) u_i \\ y_i = h_i(x) \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

p est le nombre de sortie.

$x = [x_1 x_2 \dots x_p]^t$ t est le vecteur des états, $u = [u_1 u_2 \dots u_p]$ est le vecteur de commande et

$y = [y_1 y_2 \dots y_p]$ représente le vecteur des sorties ; f(x) et g(x) sont les champs de vecteurs, h(x) la fonction de sortie.

Le but de la méthode de linéarisation est de trouver un bouclage statique de la forme :

$$u = \alpha x + (x) v \quad (\text{III.13})$$

Tel que le comportement entrée-sortie du système (III.12) après bouclage soit linéaire et découplé sur tout le domaine de fonctionnement. αx et (x) sont les matrices de découplage dans l'équation (III-13) ; voir figure III-5.

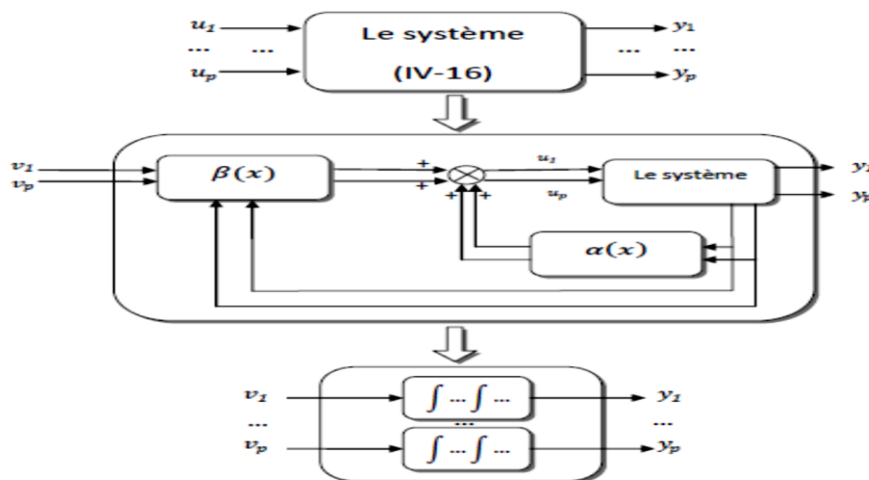


Fig. III-5 Représentation schématique de la linéarisation entrée-sortie.

III-8 Application de la technique de la linéarisation entrée-sortie à la machine asynchrone en vue de la commande prédictive directe de couple:

Nous rappelons le système des équations de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β) qui est donné par :

$$\frac{dI_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right)I_{s\alpha} - \omega_r I_{r\beta} + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \phi_{s\alpha} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \quad (III.14)$$

$$\begin{aligned} \frac{dI_{s\beta}}{dt} &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right)I_{s\beta} + \omega_r I_{r\alpha} + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \phi_{s\beta} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} &= V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha} \\ \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} &= V_{s\beta} - R_s I_{s\beta} \end{aligned} \quad (III.15)$$

Le couple généré peut être exprimée en termes de courants statoriques et flux statoriques comme suit :

$$C_e = p(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (III.16)$$

Pour une commande en tension de la MAS, le modèle complet correspondant dans le repère lié au stator, en considérant le Cr comme une perturbation. Le système d'équations est reçoit sous la forme suggérée pour l'application de la linéarisation au sens des entrées sorties comme suit

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g_1(x)V_{s\alpha}g_2(x)V_{s\beta} \\ y = h(x) \end{cases} \quad (III.17)$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \\ f_4(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right)I_{s\alpha} - \omega_r I_{r\beta} + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \phi_{s\alpha} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\beta} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right)I_{s\beta} + \omega_r I_{r\alpha} + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \phi_{s\beta} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} \\ -R_s I_{s\alpha} \\ -R_s I_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (III.18)$$

Où le vecteur des états x et des commandes u sont :

$$X = [I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}]^t, \quad u = [V_{s\alpha}, V_{s\beta}]^t$$

Et $g_1(x) = \left[\frac{1}{\sigma L_s}, 0, 1, 0\right]^t, \quad g_2(x) = \left[0, \frac{1}{\sigma L_s}, 1, 0\right]^t$

III-8-1 la commande flux-couple :

Notre souci est de minimiser les pulsations au niveau du couple et du flux de la machine asynchrone. Pour cela, on a choisi le couple et le carré du module du flux statorique comme variables à contrôler ; donc le vecteur de sortie est donné par l'équation suivant :

$$Y = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_e \\ [\phi_s]^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \\ \phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

III-8-2 Linéarisation entrée-sortie :

La méthode de la linéarisation par entrée-sortie est développée à partir des théories de la géométrie différentielle. Elle consiste à utiliser les dérivées de Lie pour exprimer le modèle de la machine en relation entrée-sortie. Pour obtenir la loi de commande non-linéaire, dérivons autant de fois qu'il faut afin de faire apparaître l'entrée u . Les dérivées des deux sorties sont données par :

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) + L_{g1} h_1(x) V_{s\alpha} + L_{g2} h_1(x) V_{s\beta} = \frac{\partial h_1}{\partial x} f(x) + \frac{\partial h_1}{\partial x} g_1(x) V_{s\alpha} + \frac{\partial h_1}{\partial x} g_2(x) V_{s\beta} \quad (\text{III.21})$$

Avec :

$$L_f h_1 = -p\phi_{s\beta} \left[-\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) I_{s\alpha} - \omega_r I_{s\beta} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\beta} \right] + p\phi_{s\alpha} \left[-\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) I_{s\beta} + \omega_r I_{s\alpha} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} \right]$$

$$L_{g1} h_1 = p(I_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\beta})$$

$$L_{g2} h_1 = p(\frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} - I_{s\alpha})$$

$$\dot{y}_2 = L_f h_2(x) + L_{g1} h_2(x) V_{s\alpha} + L_{g2} h_2(x) V_{s\beta} = \frac{\partial h_2(x)}{\partial x} f(x) + \frac{\partial h_2}{\partial x} g_1(x) V_{s\alpha} + \frac{\partial h_2}{\partial x} g_2(x) V_{s\beta} \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$L_f h_2 = -2(R_s \phi_{s\alpha} I_{s\alpha} - \phi_{s\beta} I_{s\beta})$$

$$L_{g1} h_2 = 2\phi_{s\alpha}$$

$$L_{g2} h_2 = 2\phi_{s\beta}$$

III-8-3 linéarisation du système :

La matrice définissant la relation entre les entrées du système et ses sorties dérivées est donnée par l'expression :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = A(x) + D(x) \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

Avec :

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1 \\ L_f h_2 \end{bmatrix}; D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g1} h_2 & L_{g2} h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(I_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\beta}) & p(\frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} - I_{s\alpha}) \\ 2\phi_{s\alpha} & 2\phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (III.24)$$

$D(x)$: est la matrice découplage.

$$\det[D(x)] = p(I_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\beta}) \cdot 2\phi_{s\beta} - p(\frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} - I_{s\alpha}) \cdot 2\phi_{s\alpha}$$

Après simplification :

$$\det[D(x)] = 2p[\frac{1}{\sigma L_s} (\phi_{s\beta}^2 + \phi_{s\alpha}^2) + I_{s\beta} \phi_{s\beta} + I_{s\alpha} \phi_{s\alpha}] \neq 0$$

Le déterminant de la matrice $D(x)$ est différent de zéro, donc $D(x)$ est matrice inversible

$$D^{-1}(x) = \frac{1}{2p[\frac{1}{\sigma L_s} (\phi_{s\beta}^2 + \phi_{s\alpha}^2) + I_{s\beta} \phi_{s\beta} + I_{s\alpha} \phi_{s\alpha}]} \begin{bmatrix} 2\phi_{s\beta} & -p(\frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} - I_{s\alpha}) \\ -2\phi_{s\alpha} & p(I_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\beta}) \end{bmatrix} \quad (III.25)$$

La linéarisation entrée-sortie suivante est introduite pour le système illustrée par (III-24) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = D^{-1}(x) [-A(x) + \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}] \quad (III.26)$$

Où $V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$: représente le nouveau vecteur d'entrée

L'application de la loi linéarisante (III -26) sur le système (III-23) conduit à deux sous système mono-variable linéaires et découplés :

$$\begin{cases} V_1 = \dot{h}_1(x) \\ V_2 = \dot{h}_2(x) \end{cases} \quad (III.27)$$

III-8-4 exploitation de la technique de la linéarisation entrée-sortie dans la commande prédictive directe de couple:

Nous allons exploiter le modèle linéarisé et découplé de la machine asynchrone (modèle III-26), pour qu'il soit implanté à l'intérieur de la commande prédictive, cette nouvelle approche nommée « La commande prédictive directe du couple base sur la linéarisation entrée-sortie ». Cette approche est testée par simulation (figure III-6).

Les résultats sont comparés avec ceux de la DTC-SVM basée sur le PI.

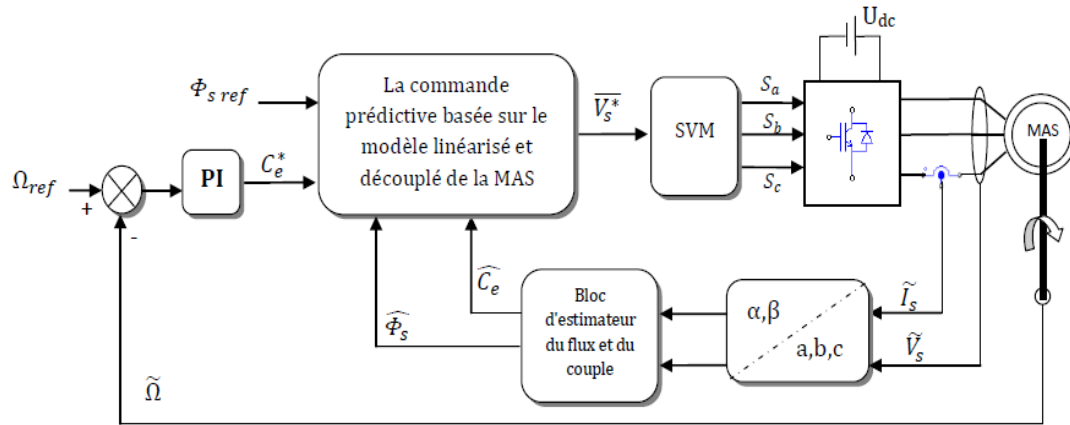
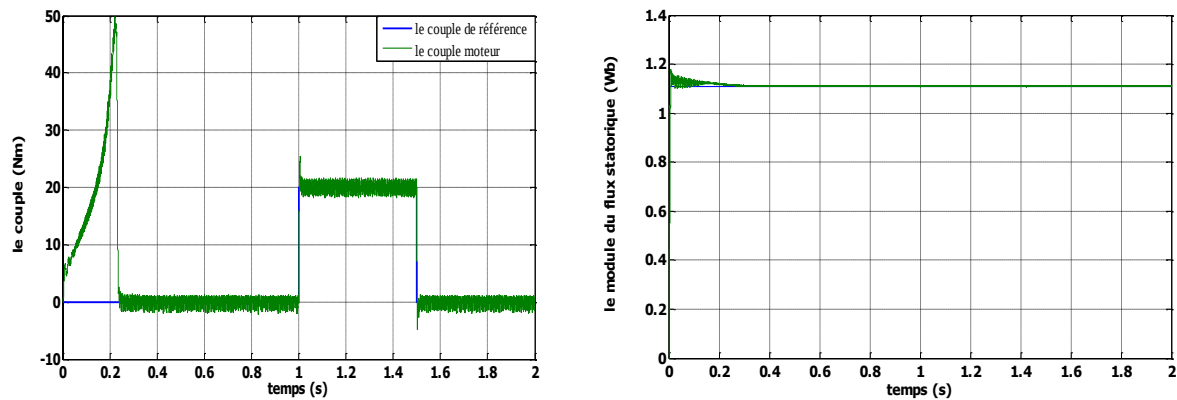


Fig- III-6 Commande prédictive directe de couple de la MAS

D'après les résultats de l'évolution des grandeurs de sortie (le couple et le module du flux statorique), on constate la même observation concernant l'évolution de la vitesse. Une augmentation de λ se traduit par une diminution du temps de réponse du système et une diminution se traduit par un dépassement de la consigne. Ainsi, une forte augmentation de N2 se traduit par un lentement léger dans la réponse du système, alors qu'une diminution se traduit par un dépassement de la consigne surtout au niveau du flux.

III-9 Tests de Commande prédictive directe de couple de la MAS



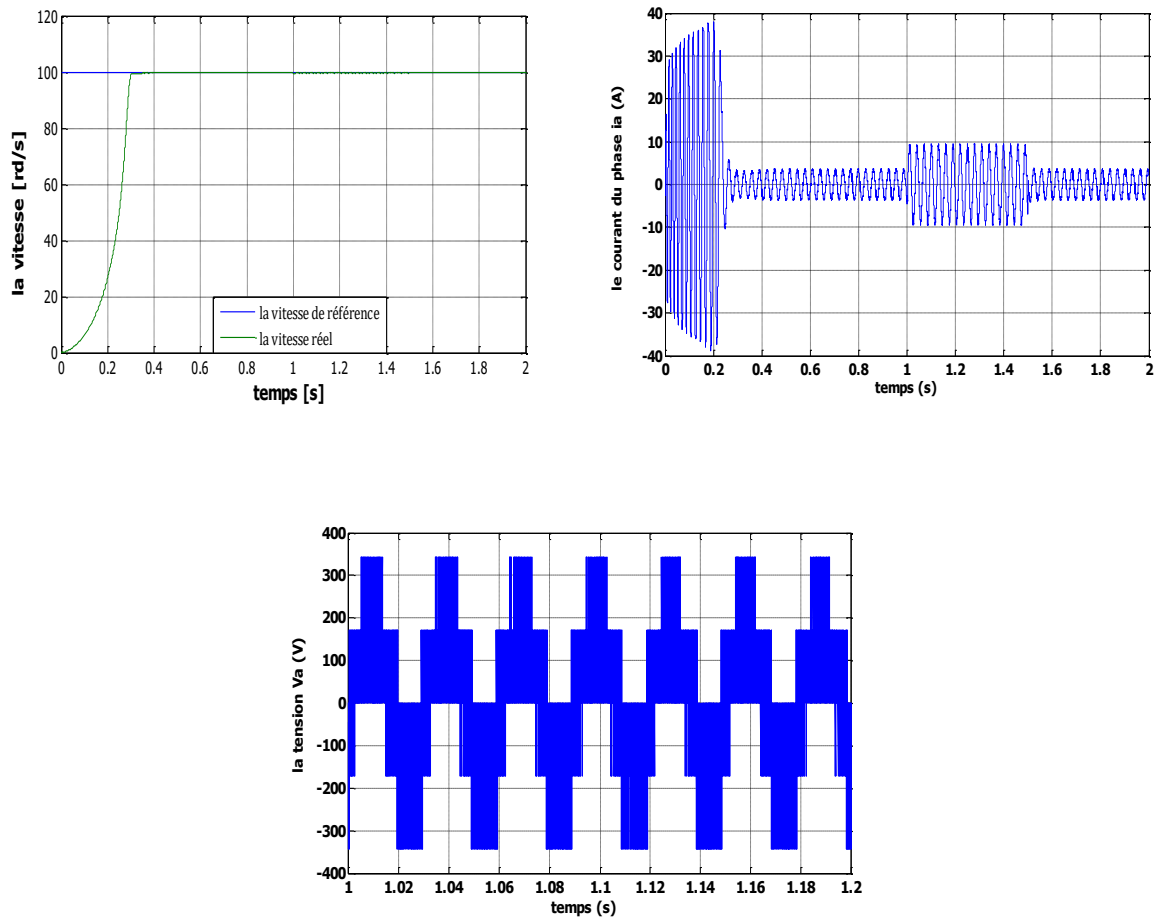


Fig-III-7 La Commande prédictive directe de couple de la MAS

Dans cette section, on approuve l'efficacité de l'algorithme de la commande proposée, On a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la figure (III-7), pour $\Omega_{ref} = 100rd/s$. Les figures illustrent les résultats de simulation lors de l'introduction d'un couple de charge après un démarrage à vide. À l'instant $t=1s$, on applique un couple de charge nominale de $20 Nm$, puis on l'annule à l'instant $t=1.5s$.

On constate que la commande prédictive directe du couple présente une haute performance dynamique du couple électromagnétique qui agit très rapidement en suivant les consignes de charge introduites. Le module du flux statorique s'établit rapidement à sa valeur de référence de $1.11Wb$ dans, L'approche de la DTC prédictive présente une diminution visible des oscillations et amplitude du module du flux.

On constate que la vitesse de rotation atteint sa référence $\Omega_{ref} = 100rd/s$ sans dépassement et que les rejets de perturbation dus aux consignes de charge appliquées aux

différents instants précités sont éliminés. La commande prédictive présente des rejets de perturbation très rapide.

La commande prédictive présente un appel important de courant au démarrage avec des oscillations et atteint son régime permanent après 0.28s. Ce courant présente une allure plus sinusoïdale (moins d'harmoniques), Lors du chargement la machine par un couple nominal le courant augmente automatiquement pour maintenir la vitesse à sa référence.

III-10 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié la philosophie et le principe de la commande prédictive. Cette dernière est une combinaison entre la prédiction du comportement futur du procédé et la commande rétroaction. Nous avons vu la régulation de la vitesse par la commande prédictive, Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande prédictive donne des performances très satisfaisantes surtout au niveau du temps de réponse et le rejet des perturbations extérieures à la machine.

Dans le but toujours de la minimisation des pulsations de couple et du flux, ainsi que la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur, nous avons vu la commande prédictive basée sur la linéarisation entrée-sortie de la MAS. Afin de donner un modèle linéaires et découplé de la MAS pour l'anticipation du future comportement de sortie ; nous avons choisi comme grandeur de sortie le module du flux statorique et le couple électromagnétique.

Les résultats de simulation obtenus montrent des hautes performances dynamiques au niveau du couple et du module du flux statorique, ainsi que le rejet des perturbations au niveau de la vitesse lors du chargement de la MAS. Le courant statorique est sinusoïdal (moins d'harmoniques) dans le régime permanant.

Chapitre IV:
COMMANDE PREDICTIVE DE
COUPLE SANS CAPTEUR DE
VITESSE

IV-1 Introduction :

Pour des lois de commande dites sophistiquées et robuste, le problème majeur qui se pose est l'exigence d'emploi d'un capteur mécanique (vitesse, couple de charge). Ceci impose un surcoût et augmente la complexité des montages. Dans certains domaines industriels, le fonctionnement sans capteur mécanique permet d'une part de réduire les coûts de fabrication (pas de capteur à implémenter) et de maintenance, et d'autre part de proposer une solution dégradée mais fonctionnelle aux applications avec capteurs en cas de panne de ceux-ci.

L'objectif premier de ce chapitre consiste à engendrer des techniques de détermination des grandeurs mécaniques (vitesse et couple de charge) de la machine asynchrone en utilisant comme seules mesures les grandeurs électriques. Ces techniques, utilisées pour remplacer l'information donnée par les capteurs mécaniques, sont parfois appelées capteurs logiciels. Une attention particulière est donnée au fonctionnement de la machine asynchrone sans capteur mécanique à basse vitesse.

IV-2- Principe d'un Observateur:

IV-2-1 Généralités :

La structure d'un observateur d'état est indiquée sur la Fig (IV-1). Un observateur est un développement mathématique permettant de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est à dire les entrées imposées et les sorties mesurées [22], [23].

L'observation se fait en deux phases ; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain G . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états.

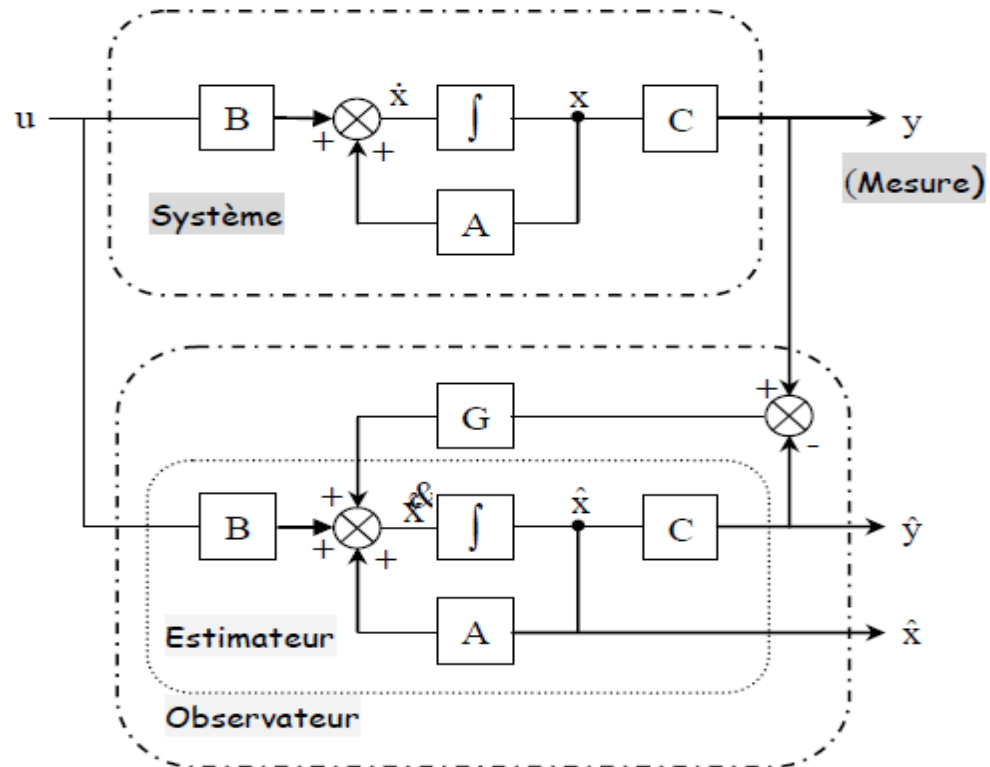


Fig- IV-1 Schéma fonctionnel d'un observateur

Nous dénombrons des observateurs déterministes et d'autres stochastiques. D'être part, ils se départagent en observateurs linéaires et non-linéaires. Nous allons brièvement présenter les différentes catégories d'observateurs, tout en citant les observateurs les plus utilisés. Il existe des variantes d'observateurs développés pour des systèmes spécifiques que nous ne présentons pas [24], [25].

IV-3 Classification des observateurs:

IV- 3-1 Les observateurs linéaires

Ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice A du système qui est linéaire et invariant dans le temps. Les observateurs de Luenberger et par mode glissant se basent sur cette approche. [26]

En général, les observateurs du flux peuvent être classés, en fonction de la dimension du vecteur d'état, en deux familles :

- La première famille regroupe des observateurs d'ordre complet qui donnent les informations sur les quatre variables d'état de la machine. Ce variable
- les sont définies, soit comme quatre composantes des flux statorique et rotorique, soit

comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique.

➤ La deuxième famille concerne des observateurs d'ordre réduit obtenus en utilisant la méthode des « perturbations singulières ».

IV. 3.1.1 Les observateurs linéaires d'ordre complet

Considérons un système continu linéaire, sa dynamique donnée par les équations d'état :

$$\begin{cases} \dot{X} = Ax + Bu \\ Y = Cx \end{cases} \quad (IV.1)$$

L'observateur du système linéaire, défini par les équations (IV.1), a la forme générique suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + Gy + Hu \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (IV.2)$$

Où l'état $\hat{x}$ de l'observateur a la même dimension que l'état x du processus.

Les matrices $\hat{A}$, G et H de l'équation (IV.3) doivent être choisies de façon à se conformer avec la propriété exigée d'un observateur dont l'énoncé est le suivant : l'état de l'observateur doit converger vers l'état du processus indépendamment de l'état x et l'entrée u . Pour déterminer ces matrices l'erreur d'estimation doit être évaluée de sorte que :

$$e = x - \hat{x} \quad (IV.3)$$

À partir des équations (IV.2) et (IV.3), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{e} &= Ax + Bu - \hat{A}(x - e) - GCx - Hu \\ &= \hat{A}e + (-\hat{A} + A - GC)x + (B - H)u \end{aligned} \quad (IV.4)$$

D'après l'équation (IV.4), pour que l'erreur converge vers zéro, indépendant de x et u , les conditions suivantes doivent être vérifiées :

$$\hat{A} = A - GC \quad (IV.5)$$

$$H = B \quad (IV.6)$$

Quand ces conditions sont satisfaites, l'erreur de l'estimation est gouvernée par :

$$\dot{e} = \hat{A}e \quad (IV.7)$$

Elle converge vers zéro si la matrice $\hat{A}$ est une *matrice stable*. Cela veut dire que ses pôles doivent se trouver dans le demi-plan gauche, Fig (IV-2).

La conception de l'observateur est obtenue par la sélection de la matrice de gain G , puisque les matrices A , B et C sont définies par le processus. En choisissant de façon judicieuse les gains de la matrice G , on fixe la dynamique de la convergence de l'écart de l'observateur. Plusieurs méthodes sont proposées pour déterminer la matrice G .

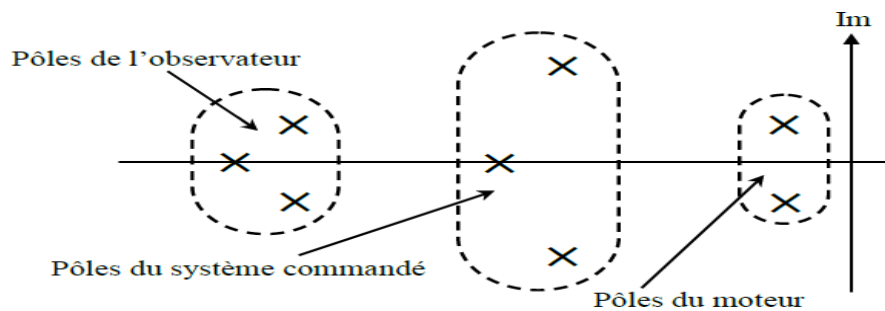


Fig- IV-2 Assignment des Pôles du système commandé et de l'observateur.

Pour mettre en valeur le rôle de la matrice de gain de l'observateur et expliquer les exigences des conditions données par (IV.5) et (IV.6), l'observateur peut être écrit comme suit cette équation est schématisée par la Fig (IV.3) :

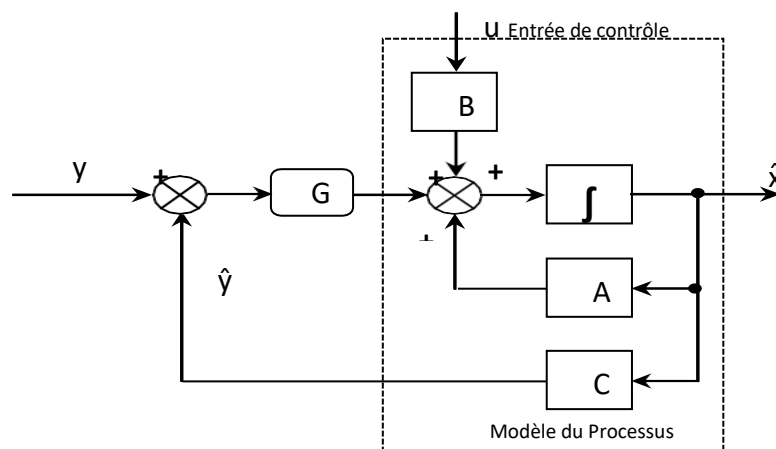


Fig-IV-3 Structure d'un observateur d'ordre complet pour un système linéaire.

IV-3-1-2 Les observateurs linéaires d'ordre réduit

L'observateur d'ordre complet, décrit dans la section précédente, a le même ordre que le processus. Si le système a n états et m sorties mesurables, il paraît redondant d'estimer les états connus. Pragmatiquement, ce qu'on a besoin c'est l'estimation des états inconnus, cela résulte dans un observateur de dimension $(n-m)$, où n présente la dimension du vecteur d'état et m le nombre des observations.[26]

IV-3-2 Les observateurs non linéaires

Les systèmes considérés comme étant non linéaires (moteur à induction). Dans ce cas des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté.

Deux approches se généralisent. [26]

- La linéarisation autour du point de fonctionnement : pour chaque instant de fonctionnement, le système est considéré linéaire et une réactualisation se fait à chaque pas d'échantillonnage. Ceci implique une réactualisation des matrices de gain. L'observateur de Kalman à état retardé est un filtre de Kalman à structure particulière qui prend en compte la réactualisation de la matrice A.
- La construction du gain sur la base de la non-linéarité du système : c'est le cas de l'observateur grand gain. Cet observateur est synthétisé en prenant en compte la modélisation non linéaire du système.

IV.3-2-1 Les observateurs déterministes

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur Luenberger dans le cas de modèles linéaires ou l'observateur par modes glissants. [26]

IV-3-2-2 Les observateurs stochastiques

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système. L'algorithme du filtre Kalman représente bien cette classe d'observateurs.

IV- 4 Synthèse de l'Observateur d'Etat Adaptatif

Pour résoudre le problème de l'estimation de flux statorique et de la vitesse de rotation de la MAS dans la commande sans capteurs, on fait appel aux observateurs adaptatifs [33].

Les paramètres du correcteur sont recalculés de manière à minimiser l'erreur entre la sortie du système et celle du modèle qui présente les performances désirées, un mécanisme d'adaptation est inclus pour estimer la vitesse de rotation de la MAS.

IV- 4-1 Modélisation de l'observateur

IV-4-1-1 Observateur de flux

Reprenons le modèle de la machine asynchrone étudié au premier chapitre, le Comportement dynamique de la machine asynchrone dans un repère lié au stator ($\alpha \beta$) peut être décrit par l'équation d'état suivante :

$$\frac{dx}{dt} = [A]x + [B]u \quad (IV.8)$$

$$Y = [C]x$$

L'équation (IV-8) réécrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{sr\alpha} \\ \dot{\varphi}_{sr\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{sr\alpha} \\ \varphi_{sr\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Avec

$$x = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} & \varphi_{sr\alpha} & \varphi_{sr\beta} \end{bmatrix}^T, y = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} \end{bmatrix}^T, u = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad \text{Et } [C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, [A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion ;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

Le système (A, C) est uniformément et localement observable, l'observateur d'état sans adaptation (les paramètres de la matrice A restent constants) peut être décrit par l'équation d'état suivante :

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = [A]\hat{x} + [B]u + [G](y - \hat{y}) \quad (IV.9)$$

$$Y = [C]x \quad \hat{y} = [C]\hat{x} \quad (IV.10)$$

En définissant l'erreur sur la variable d'état par :

$$e = x - \hat{x} \quad (IV.11)$$

Par soustraction des équations (IV.1) et (IV.3), la dynamique de l'erreur sera gérée par

$$\frac{d}{dt}e = (A - GC)e + Ax \quad (IV.12)$$

Dans laquelle, le choix de G dépendant des valeurs propres de (A - GC).

Dans le cas d'un observateur adaptatif, la matrice A dans l'observateur sans adaptation sera remplacée par la matrice $\hat{A}$ telle que :

$$\hat{A} = A + \Delta A \quad (IV.13)$$

Les variations ΔA de la matrice $\hat{A}$ causées par les variations des paramètres à adapter, la vitesse de rotation w dans notre cas, qui sera considérée comme variable constante et inconnue.

L'observateur d'état adaptatif permettant d'estimer les composantes du courant statorique et les composantes du flux rotorique a donc pour équation d'état :

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = [\hat{A}(\omega_r)]\hat{x} + [B]u + [G](y - \hat{y}) \quad (IV.14)$$

$$Y = [C]x \quad \hat{y} = [C]\hat{x}$$

Avec G est la matrice du gain qui sera déterminer pour assurer la stabilité de l'observateur.

Avec

$$[\hat{A}] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \hat{\omega} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \hat{\omega} & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \hat{\omega} \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & \hat{\omega} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

IV- 4- 2 Mécanisme d'adaptation pour l'estimation de vitesse:

La vitesse de rotation du moteur n'est pas mesurée, dans les équations d'état de l'observateur elle est considérée comme un paramètre inconnu et constant. Le mécanisme

d'adaptation inclus consiste à établir une loi d'adaptation permettant d'estimer cette vitesse.

Pour déterminer ce mécanisme d'adaptation et assurer la stabilité de l'observateur, on utilise le théorème de stabilité de Lyapounov (ou le critère de Popov de l'hyperstabilité). [27], [28], [29].

La dynamique de l'erreur de l'observateur adaptatif est obtenu par soustraction de (IV.1) et (IV.8), est donnée par :

$$\frac{d(x-\hat{x})}{dt} = \frac{d}{dt}e = [A-GC]e + [\Delta A]\hat{x} \quad (IV.15)$$

Avec:

$$[\Delta A] = [A] - [\hat{A}] \text{ et } e = x - \hat{x}$$

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a\Delta\omega \\ 0 & 0 & -a\Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\Delta\omega \\ 0 & 0 & \Delta\omega & 0 \end{bmatrix}$$

Avec:

$$a = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \text{ et } \Delta\omega = \omega - \hat{\omega}$$

On définit la fonction candidate de Lyapounov suivante :

$$V = e^T e + \frac{1}{\lambda} (\omega - \hat{\omega})^2 \quad (IV.16)$$

Sachant que λ est une constante positive

La dérivée de la fonction de Lyapounov, après simplification devient:

$$\frac{d}{dt}V = e^T \{ (A - GC)^T + (A - GC) \} e + 2a\Delta\omega (e_{is\alpha} \widehat{\varphi_{r\beta}} - e_{is\beta} \widehat{\varphi_{r\alpha}}) - \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d}{dt}(\hat{\omega}) \quad (IV.17)$$

Avec:

$$e_{is\alpha} = I_{s\alpha} - \widehat{I_{s\alpha}} \text{ et } e_{is\beta} = I_{s\beta} - \widehat{I_{s\beta}}$$

Or le premier terme du second membre de l'équation (IV.12) est défini négatif, en égalisant le deuxième terme et le troisième terme afin que la dérivée $\frac{d}{dt}V$ soit définie négative, et on en déduit ainsi la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse de rotation de la machine selon :

$$\frac{d}{dt}(\hat{\omega}) = \lambda a (e_{is\alpha} \widehat{\varphi_{r\beta}} - e_{is\beta} \widehat{\varphi_{r\alpha}}) \quad (IV.18)$$

La vitesse de rotation est estimée, sous condition qu'elle reste constante, par la relation :

$$(\hat{\omega}) = \lambda \frac{M}{\sigma L_s L_r} \int (e_{is\alpha} \widehat{\varphi_{r\beta}} - e_{is\beta} \widehat{\varphi_{r\alpha}}) dt \quad (IV.19)$$

Mais la vitesse peut changer rapidement, pour améliorer la réponse dynamique de l'observateur, un régulateur PI est proposé, et la loi d'adaptation sera présentée par la Relation :

$$(\hat{\omega}) = K_P (e_{is\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha}) K_I \int (e_{is\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha}) dt \quad (IV. 20)$$

Avec:

K_P est une constante positive et $K_I \lambda \frac{M}{\sigma L_s L_r}$

La matrice de gain G est choisie de telle sorte que le premier terme de l'équation (IV.12) soit semi-défini négatif, et la loi d'adaptation est stable. La matrice G de l'observateur est présentée en fonction des paramètres de la machine :

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T$$

Avec

g_1, g_2, g_3, g_4 sont donnés par :

$$g_1 = (1 - k_1) \left\{ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right\}, \quad g_2 = (K_1 - 1) \hat{\omega},$$

$$g_3 = \frac{1 - K_1^2}{a} \left\{ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{aM}{T_r} \right\} + \frac{k_1 - 1}{a} \left\{ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right\}, \quad g_4 = \frac{k_1 - 1}{a} \hat{\omega}$$

Avec k_1 est un coefficient obtenu par le placement de pôle [30], [31], [32], [23]. [34]

Le flux statorique est donné en fonction de courant statorique et de flux rotorique par :

$$\varphi_{s\alpha} = \sigma L_s I_{s\alpha} + \frac{M}{L_r} \varphi_{r\alpha} \quad ; \quad \varphi_{s\beta} = \sigma L_s I_{s\beta} + \frac{M}{L_r} \varphi_{r\beta}$$

IV-5 Résultats de simulation

IV. 5. 1 Test en charge nominale

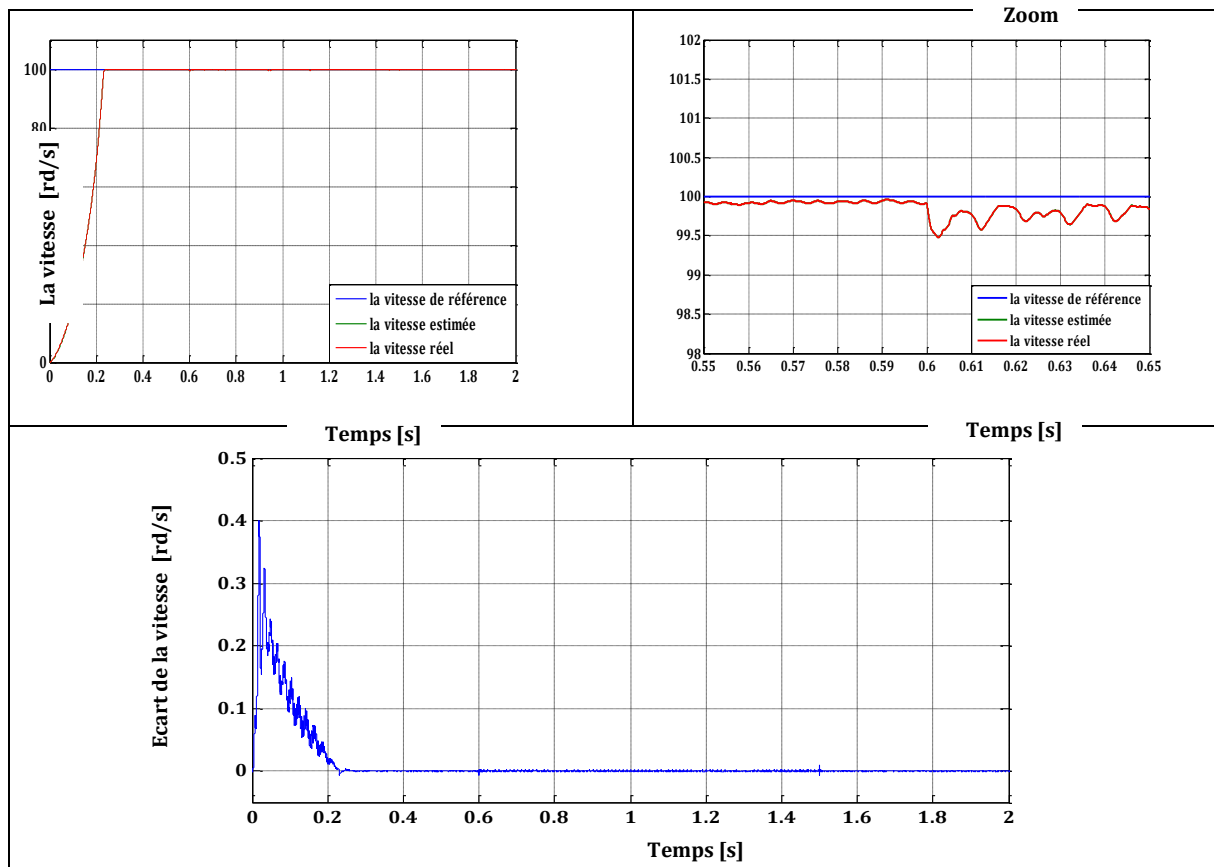
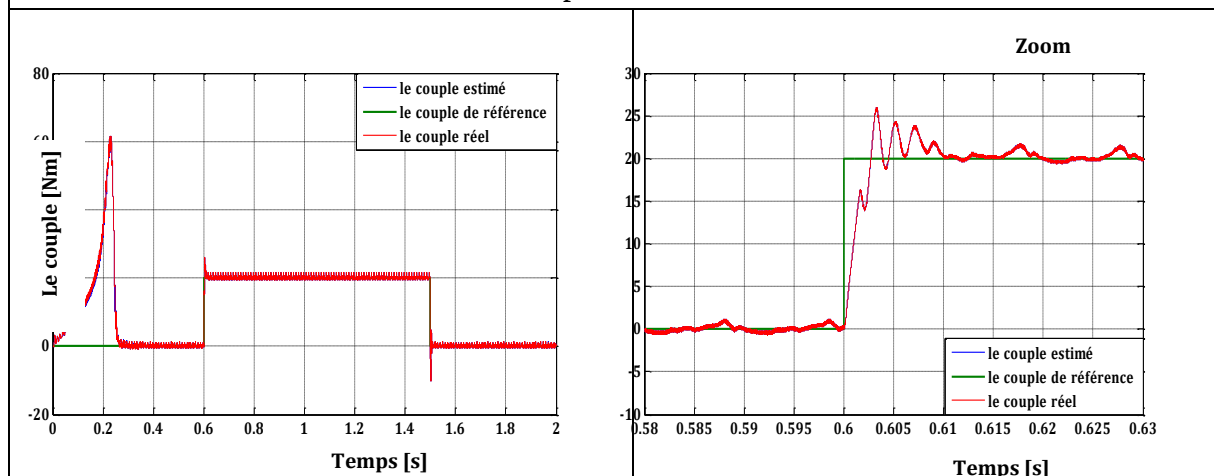


Fig. IV.4. a Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif – *Evolution de la vitesse* -



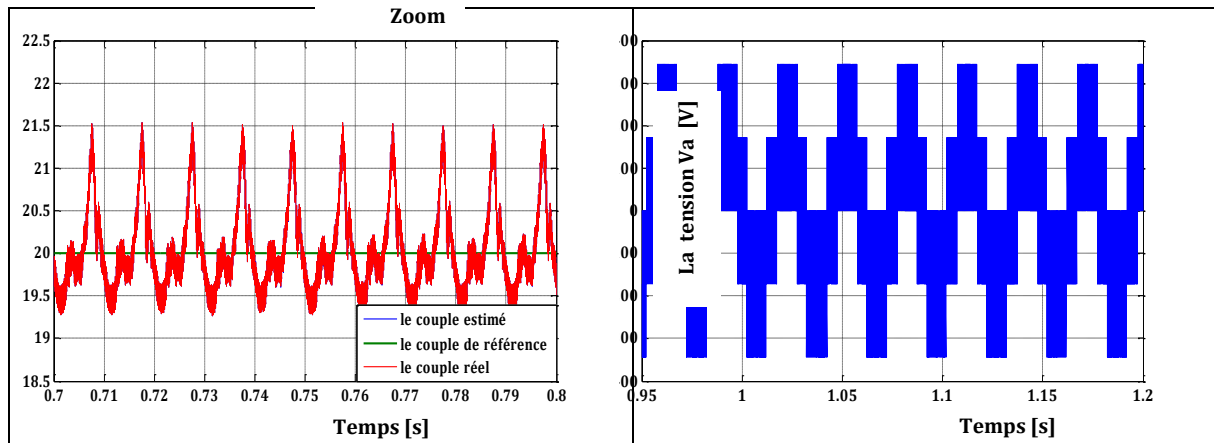


Fig. IV.4. b Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif – Evolution du couple et la tension statorique -

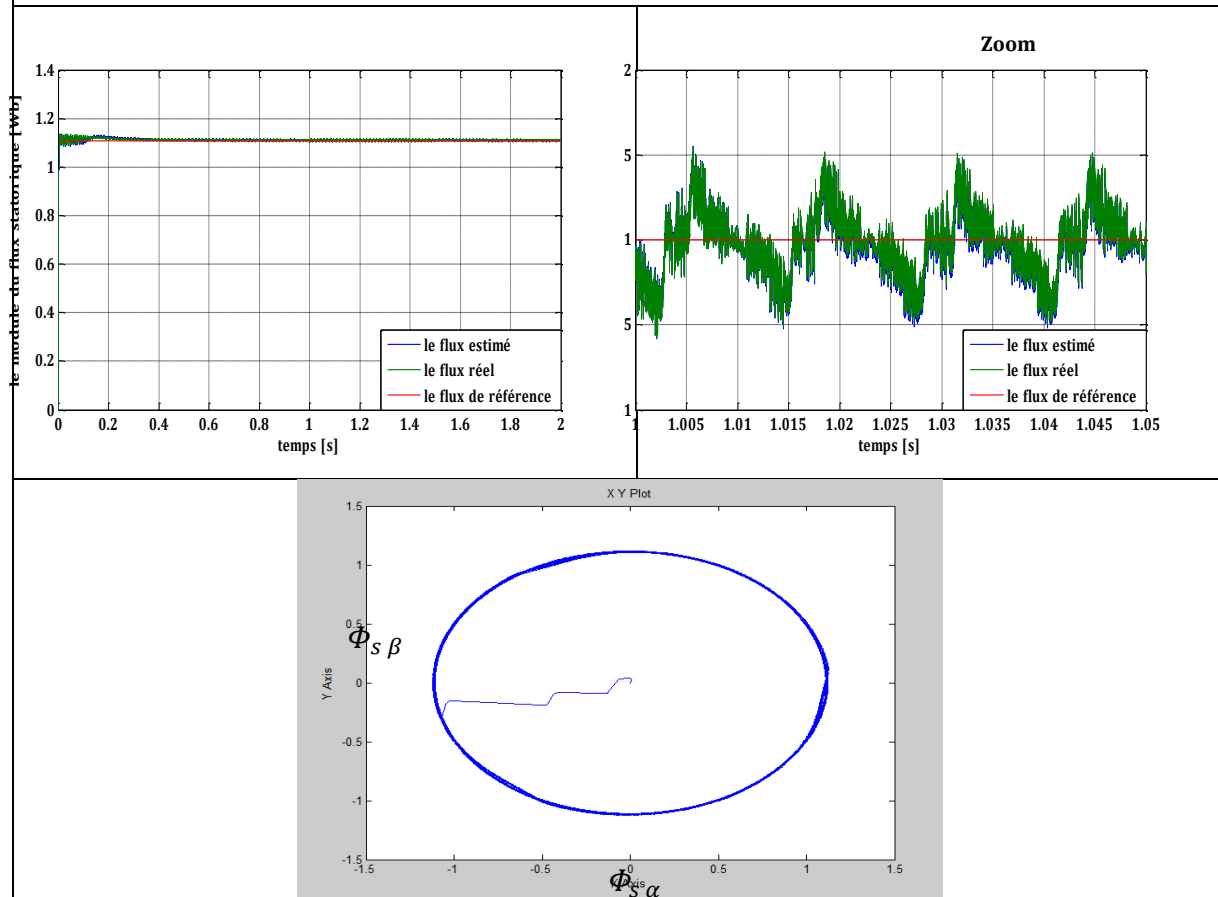
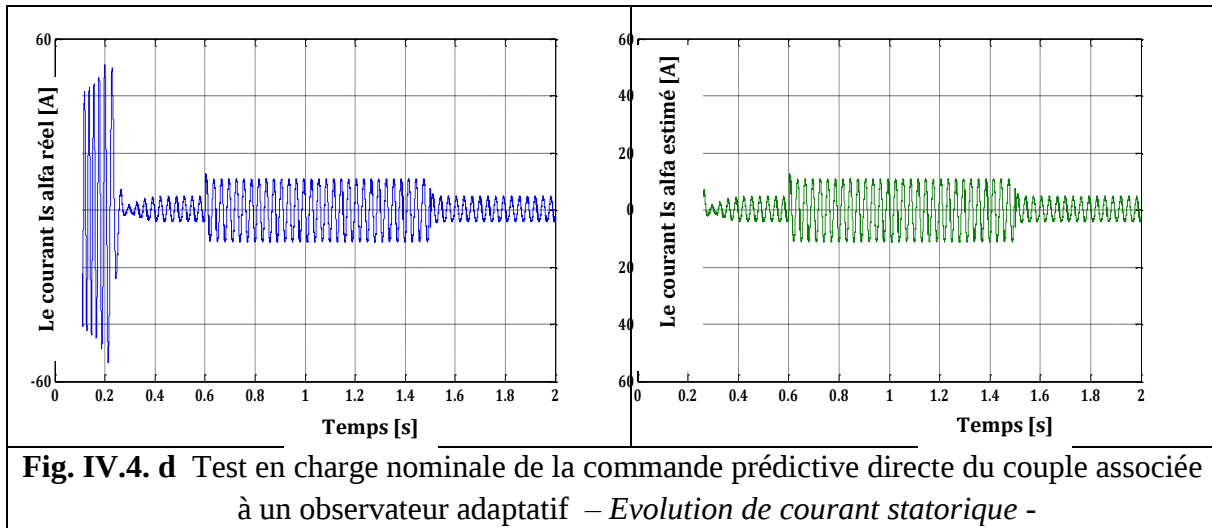


Fig. IV.4. c Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif – Evolution de module du flux statorique -



Les figures (Fig. VI.4. a, b, c, d) illustrent les performances de la commande sans capteur de vitesse au démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge $C_e=20$ Nm à $t=0.6$ s, puis on l'annule à l'instant $t=1.5$ s. On voit que l'observateur donne un flux qui suit bien l'évolution du flux réel dans la machine, et par la suite il donne un couple plus stable et l'erreur d'estimation tend vers zéro, la même constatation pour la vitesse réelle et la vitesse estimée, qui ont des réponses sans dépassement et l'erreur d'estimation est pratiquement nulle.

IV-6-CONCLUSION:

On a présenté dans ce chapitre un algorithme d'estimation de la vitesse et du flux statorique d'un moteur à induction commandé par MPDTC associé à un observateur non-linéaire adaptative.

Les résultats de simulation obtenus nous ont permis de conclure que la commande sans capteur de vitesse de la MAS commandé par MPDTC, est assez rapide et robustes, face aux perturbations de la charge et au changement de la consigne de vitesse de rotation.

Conclusion général :

L'objectif du travail présenté dans cette thèse est la synthèse des différentes stratégies de commande directe de couple : Commande DTC, Commande DTC-SVM (en deux approches), puis la mise en œuvre de la commande prédictive directe de couple appliquée à la machine asynchrone. Le but est d'améliorer et minimiser les ondulations du couple et du flux de la MAS d'une part et la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur d'autre part. Les oscillations du couple peuvent exciter des résonances mécaniques et provoquant des bruits acoustiques. La minimisation de la fréquence de commutation fait minimiser largement les pertes par commutation

On a d'abord présenté dans le premier chapitre le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et sa transformation dans le système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine en tension. Ensuite, nous avons passé à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés une fois par la technique de commande à hystérésis et d'autre fois par la MLI ; Afin de voir l'effet de la fréquence de commutation sur l'évolution du flux et du couple.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté le principe de contrôle direct de couple (DTC), qui est basé sur l'orientation du flux statorique. Cette technique permet d'estimer les grandeurs de contrôle (le flux statorique et le couple électromagnétique) à partir des grandeurs accessibles à la mesure sans recours aux capteurs dédiés et d'imposer directement l'amplitude des ondulations de ces grandeurs. La méthode consiste à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur selon l'évolution des valeurs du flux stator et du couple électromagnétique de la machine. Afin de minimiser les ondulations du couple et l'effet de la résistance statorique dans les faibles vitesses, on a remédié le problème par l'utilisation de deux approches (DTC-12 secteur, et DTC modifiée).

Dans la première partie du troisième chapitre nous avons étudié la philosophie et le principe de la commande DTC prédictive. Premièrement la régulation de la vitesse par la commande prédictive est réalisée.

Toujours dans le but de la minimisation des ondulations du couple et du flux, ainsi que la réduction de la fréquence de commutation de l'onduleur, nous avons étudié et simulé dans la deuxième partie de ce chapitre, une approche nommée : la commande prédictive basée sur

la linéarisation entrée-sortie. Cette technique montre une efficacité notable et des performances dynamiques et statiques élevées soit pour le temps de réponse ou pour la stabilité du système ou bien, au niveau de la minimisation des pulsations de couple et du flux statorique.

Dans la dernier chapitre nous avons étudiés commande prédictive de couple sans capteur de vitesse Pour des lois de commande dites sophistiquées et robuste, le problème majeur qui se pose est l'exigence d'emploi d'un capteur mécanique (vitesse, couple de charge).

On a présenté dans ce chapitre un algorithme d'estimation de la vitesse et du flux statorique d'un moteur à induction commandé par MPDTC associé à un observateur non-linéaire adaptative.

- [1]**MOB.KAFIA**," Commande de la machine asynchrone par mode de glissement, Apport de La logique floue pour la réduction du phénomène chattering ".Thèse de Magister, Université de Batna [2003].
- [2]**B. TAREK**," Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST ". Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].
- [3]**C.KAMEL et B.MOHAMED**," Application de la technique de linéarisation par retour D'état à la commande d'une machine asynchrone ". Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004].
- [4]**CHENNOUFI.Halim** « Performances de la MAS Commandé Vectoriellement et par Mode glissant » Mémoire d'ingénieur, Université de Batna 2001.
- [5]**K.Imarazene, E.M.Berkouk,H.chekireb** « application des réseaux de neurones à la Commandé par élimination d'harmoniques des onduleurs multi niveaux » mémoire de magister juin 2005, ENPEL-harrach, alger,algerie.
- [6]**G. Garcia soto**," Etude et mise en oeuvre d'estimateurs et d'observateurs robustes de Flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandéevectorellement". Thèse de doctorat, Univ.Paris XI, France, Octobre 1998.
- [7] **L. Zai. L. demarco. & T.A .Lipo**," An Extended Filtre Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives» , IEEE Trans. On industry Application, Vol. 28, No.1, January/ February. 1992, pp. 96-104.
- [8] **Goedtel, I. da Silva and P. Jose, A. Serni**," A hybrid controller for the speed control of a permanent magnet synchronous motor drive", Control Engineering Practce, Vol. 16,Issue 3, March 2008, pp. 206-270.
- [9] **J.P. Caron & J.P Hautier** , " Système automatiques, Tome 2 , Commande des processus", Editions Ellipses, Paris ,1997.
- [10] **C. Elmoucary**, "Contribution à l'étude de commande directe du couple et du flux de la machine à induction", thèse de doctorat, université de Paris XI, 2000.
- [11] **G. Gierse** "Direct self control (DSC) of invertre- fed induction machine a basis for speed control without speed measurement" IEEE Trans. On industry applications, Vol. 28, No. 3. May/June 1992 .pp. 581-588.

- [12] **F.Jeng Lin and H.Su.Ming**,« A High-performances induction motor drive with on-linerotor time-constant estimation. »IEEE trans.Eng Conver Ind, IEE transaction.,Vol .12,no 4, pp. 297-303, Dec 1997.
- [13] **M. E. Haque, and M. F. Rahman**, "The Effect of Stator Résistance Variation on Direct Torque Controlled of an Induction Motor", *Australia*, 2003.
- [14] **Kamel Barra** " Commande Prédictive Généralisée (GPC) des Associations Convertisseurs - Machines à Induction " Thèse de doctorat science en électrotechnique, université de Batna 2008.
- [15] **Meziane salima**" Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone " Thèse de doctorat science en électrotechnique, université de Mantouri Constantine2009.
- [16] **E.F. Camacho, C.Bordons**, "Model Predictive Control", Springer-Verlag London, 2eme édition, 2003.
- [17] **E. G. MIGLIORE**, " Commande Prédictive à Base de Programmation Semi Définie", thèse de doctorat, l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2004.
- [18] **Ben brahim amal** "Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents" thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna 2009.
- [19] **Malhoud. Maaziz**, "Commande prédictive de systèmes non linéaires application à la commande de machines asynchrones", Thèse de Doctorat université Paris Xi Orsay, 2000.
- [20] **ATCHI Mohamed** "Commande Prédictive Généralisée Application sur la Machine Asynchrone triphasée "projet de fin d'étude de l'école national polytechnique ALGER ,2007.
- [21] **Djaghdali. lakhdar** « commande prédictive directe du couple de la machine asynchrone » thèse de magistère université de Biskra 2012
- [22] **E. Poirier**, " Optimisation Energétique et Entraînement Sans Capteur de Position des Machine à courant alternative", Thèse de Doctorat Faculté d'ingénierie, Université de Monton, 2001.
- [23] **C. Shah**, " Sensorless Control of Stepper Motor Using kalman Filter", Thesis of Doctoral, Faculty d'ingénirie, Master of Science in Electrical Engineering at the Cleveland State Univercity, December 2004.
- [24] **M. Barut, S. Bogosyan and M. Gokasan**, "Switching EKF technique for rotor and Stator resistance estimation in speed sensorless control of IMs" Energy Conversion And Management, Vo.48, Issue 12,December 2007, pp. 619-629.

- [25] **T.Hanene**, " Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale D'une Machine Asynchrone " Mémoire de magister, université de Batna 2006.
- [26] **D .Abdenmour** : « Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associée à n Observateur Non Linéaire»,Mémoire de magister Commande université de Batna 2010
- [27] **H.Kubota,K.MatsuseT.Nakano**,«Dsp-based speed adaptative flux observer of induction machine motor.» IEEE transactions of Ind.Appl. , Vol .29, pp. 334-348, Mar/ Apr 1993.
- [28] **F. Khoucha, K. Marouani, K. Aliouane, A. Kheloui**, " Experimental Performance Analysis of Adaptive Flux and Speed Observers for Direct Torque Control of Sensorless Induction Motor Drives, " IEEE Power Electronics Specialists Conference Germany, pp. 2678-2683, 2004.
- [29] **H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano**, " Field Oriented Induction Motor Drives without Speed Sensor based on Adaptive Flux Observer and Disturbance Torque Compensation ", *IEEE* 1991.
- [30] **H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano**, "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer For Induction Motor Applications," IEEE Trans. Ind Appl, vol. 29, pp. 344-348, Mar /Apr 1993.
- [31] **J. Maes, and J. Melkebeek**, "Speed-Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an Adaptive Flux Observer", IEEE Trans Industrial Appl, vol. 36, pp. 778-785, 2000.
- [32] **L. Tang and M.F. Rahman**, "A New Direct Torque Control Strategy for Flux and Torque Ripple Reduction for Induction Motors Drive-A Matlab/Simulink Model", School of Electrical Engineering and Telecommunications The University of New South Wales Sydney, Australia, pp. 1-7, 2002.
- [33] **S. Belkacem**,«Etude Comparative des Performances Statiques et Dynamiques d'un Contrôle de Couplage et d'un DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Convertisseur Statique, Thèse de Magister, Université de Batna, 2005
- [34] **XU. Aiping**, "Observateurs Adaptatifs Non-Linéaires et Diagnostic de Pannes", thèse De Doctorat de l'Université de Rennes 1, France, Septembre 2002.

ANEEEX A

.1. Caractéristiques

$f_s = 50$ HZ Fréquence du réseau industriel

$V_N = 220/380$ V Tension du réseau

$n_r = 1500$ tr/min Vitesse de rotation du rotor

$C_{rn} = 25$ N.m Couple résistant nominale

.2. Paramètres

$R_s = 3.36 \Omega$ Résistance statorique

$R_r = 1.09 \Omega$ Résistance rotorique

$L_s = 0.256$ H Inductance statorique

$L_r = 0.2395$ H Inductance rotorique

$M = 0.236$ H Inductance mutuelle.

$J = 4.5 \cdot 10^{-2}$ Kg.m² Moment d'inertie

$f = 6.32 \cdot 10^{-4}$ N.m.s⁻¹/rad Frottement visqueux

$P = 2$ Nombre de paires de pôles

Resume

L'objectif du travail présenté dans cette thèse est la synthèse des différentes stratégies de commande directe de couple : Commande DTC, Commande DTC-SVM (en deux approches), puis la mise en œuvre de la commande prédictive directe de couple appliquée à la machine asynchrone. Le but est d'améliorer et minimiser les ondulations du couple et du flux de la MAS d'une part et la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur d'autre part. Les oscillations du couple peuvent exciter des résonances mécaniques et provoquant des bruits acoustiques. La minimisation de la fréquence de commutation fait minimiser largement les pertes par commutation

résultats obtenus démontrent l'efficacité et les performances dynamiques de la stratégie proposée.