

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Mémoire de Fin d'Etude
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Génie Électrique
Spécialité: Commande Électrique

Thème

**Commande vectorielle d'un machine
asynchrone alimentée par un onduleur
SVM**

Dirigé par :

Mr : BEKAKRA Youcef

Réalisé par :

LAIB Houssam

BAHRI Seif-Elislam

Promotion 2014

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

◆ *A mes très chers parents qui m'ont
aidés et m'ont encouragé durant toutes
mes études.*

◆ *A mes chers frères et mes chères
sœurs,*

◆ *A toute me famille,*

◆ *A tous mes amis, surtout S BAHRI
et avec lesquels j'ai partagé mes
meilleurs moments.*

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

◆ *A mes très chers parents qui m'ont
aidés et m'ont encouragé durant toutes
mes études.*

◆ *A mes chers frères et mes chères
sœurs,*

◆ *A toute ma famille,*

◆ *A tous mes amis, surtout H Laaib
et avec lesquels j'ai partagé mes
meilleurs moments.*

Remerciement

Tout d'abord, je remercie infiniment le bon dieu, tout puissant, de la bonne santé, la volonté et la patience qu'il m'a donné tout le long de mes études.

Je présente mes sincères remerciements, avec mes profonds respects, à mon encadreur

Mr : *BEKAKRA Youcef*

pour son suivi, sa patience, ses conseils et son aide, tout au long de la réalisation de ce modeste travail.

Je tiens à remercier aussi tous les enseignants du Département d'électrotechnique.

Je remercie tous les amis qui m'aident pour terminer ce travail.

Sommaire

Sommaire

<i>Sommaire</i>	I
<i>Liste de tableaux</i>	IV
<i>Liste des figures</i>	V
<i>Notion</i>	IIV
<i>Introduction Générale</i>	-01-
<i>Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone</i>	
I.1.Introduction :	-3-
I.2.Mise en Equation de la Machine Asynchrone :	-3-
I.2.1.Description :	-3-
I.2.2.Hypothèses Simplificatrices :	-4-
I.2.3.Conventions :	-5-
I.2.4.Equations aux Tensions :	-5-
I.2.5.Equations Magnétiques :	-6-
I.2.6.Equations Mécaniques :	-7-
I.3.Modèle de Park de la Machine Asynchrone :	-8-
I.3.1.Transformation de PARK :	-8-
I.3.2.Application de la Transformation de Park à la Machine Asynchrone : ..	-9-
I.3.2.1.Equations des Tensions :	-9-
I.3.2.2.Equations du Flux :	-10-
I.4.Choix du Référentiel :	-10-
I.5.Mise sous Forme d'Equation d'Etat :	-11-
I.6.Simulation de la Machine Asynchrone :	-13-
I.6.1 Bloc de Simulation de la Machine Asynchrone :	-13-
I.6.2.Résultats de Simulation :	-14-
I.7.Interprétation :	-15-
I.8.Conclusion :	-16-
<i>Chapitre II : Modélisation et simulation d' Onduleur SVM</i>	
II.1.Introduction :	-17-
II.2.Constitution de l'alimentation de la MAS :	-17-
II.3.Onduleur de tension MLI vectorielle (SVM) :	-18-
II.4.Principe de la SVM :	-18-

Sommaire

II.5. Technique de modulation vectorielle :.....	-19-
II.6. Les étapes de la réalisation des blocs de SVM :.....	-26-
1ère étape: détermination des tensions de références V_{α} , V_{β} :.....	-26-
2ème étape: détermination des secteurs :.....	-26-
3ème étape: calcul des variables X, Y et Z :.....	-28-
4ème étape: calcul des $T1$ et $T2$ pour chaque secteur :.....	-29-
5ème étape: Génération des signaux modulateurs T_{aon} , T_{bon} et T_{con} :.....	-29-
6ème étape: Génération des séries d'impulsions S_a , S_b et S_c :.....	-29-
II.7. Simulation et Modélisation de l'Onduleur SVM :.....	-29-
II.7.1 Bloc de Simulation de l'Onduleur SVM :.....	-30-
II.7.2. Résultats de Simulation :.....	-30-
II.7.3. Interprétation des résultats :.....	-31-
II.8. Conclusion.....	-31-
 <i>Chapitre III : Commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur SVM</i>	
III.1. Introduction :.....	-32-
III.2. Principe du Contrôle Vectoriel à Flux Orienté :.....	-32-
III.3. Commande Vectorielle Directe à Flux Rotorique Orienté :.....	-34-
III.4. Equations de la machine asynchrone en régime dynamique (d, q) :.....	-35-
III.4.1. Système des équations à Orientation du Flux Rotorique :.....	-36-
III.5. Structure de la Commande Vectorielle Directe de la MAS :.....	-37-
III.6. Bloc de Défluxage :.....	-39-
III.7. Estimation de flux rotorique :.....	-40-
III.8. Calcul des régulateurs :.....	-41-
III.8.1. La régulation suivant l'axe d :.....	-41-
III.8.2. La régulation suivant l'axe q :.....	-44-
III.8.3. Calcul du régulateur de vitesse :.....	-46-
III.9. Résultats de Simulation :.....	-47-
III.9.1 Essai en charge nominale après un démarrage à vide :.....	-48-
III.9.2. Test avec variation de la charge :.....	-50-
III.9.3. Test avec variation de la vitesse :.....	-51-

Sommaire

III.9.4. Test avec inversion du sens de rotation :.....	-53-
III.9.5. Test avec variation de la résistance rotorique :.....	-54-
III.10. Conclusion :.....	-56-
<i>Conclusion Générale</i>	IIIIV
<i>Annexe</i>	IX
<i>Bibliographie</i>	

Liste Des Tableaux

Liste des Tableaux

Tableau II.1. Les différentes combinaisons des transistors.

Tableau II.2 Durée des états des commutateurs dans chaque secteur

Tableau II.3. Le calcul de V_α, V_β pour les différents états de l'onduleur

Tableau II.4. Le secteur $S_i(i=1,2, 3, 4, 5,6)$

Tableau II.5.Détermination des secteur

Tableau II.6.l'état des T_1 et T_2 pour chaque secteur

Tableau II.7.les signaux de commande (S_a, S_b, S_c) en fonction de T_{xon}

Liste Des Figures

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Fig-I-1:Ensemble actionneur.....	-3-
Fig-I-2: représentation de la machine asynchrone triphasée.....	-4-
Fig-I-3: Représentation des axes de la machine.....	-5-
Fig-I-4: Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.....	-8-
Fig-I-5: Schéma de simulation de la MAS.....	-13-
Fig-I-6: Résultats de simulation de la MAS alimentée par le réseau avec ($C_r = 25N.m$ à $t = 1$ s).....	-14-
Fig-I-7: Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur SVM Avec ($C_r = 25N.m$ à $t = 1$ s).....	-15-

Chapitre II

Fig-II-1: Schéma équivalent de l'association de la MAS avec les différents éléments constituant la chaîne d'alimentation.....	-17-
Fig-II-2: Schéma équivalent à l'onduleur de tension.....	-19-
Fig-II-3: Les différentes combinaisons des transistors.....	-21-
Fig-II-4: Principe de construction du vecteur de tension \vec{V}_s	-22-
Fig-II-5: vecteur d'espace \vec{V}_s de l'onduleur de tension.....	-23-
Fig- II-6: Séquence de vecteurs (\vec{V}_1, \vec{V}_2) et (\vec{V}_3, \vec{V}_4).....	-24-
Fig-II-7: secteurs de position du vecteur \vec{V}_{sref}	-27-
Fig-II-8:projection du vecteur de référence pour le secteur S_1	-28-
Fig-II-9: Schéma de simulation de l'onduleur SVM.....	-30-
Fig-II-10: Résultats de simulation de l'onduleur SVM.....	-31-

Chapitre III

Fig-III-1: Orientation du flux (rotorique, statorique, ou d'entrefer).....	-33-
Fig-III-2: Equivalence entre la commande d'une MCCet la commande vectorielle d'un MAS.....	-34-
Fig-III-3: Principe de commande par contrôle vectoriel direct de la MAS en tension.....	-38-

LISTE DES FIGURES

<i>Fig-III-4 : Commande découplée - Expressions de i_{sd} et i_{sq}.....</i>	<i>-39-</i>
<i>Fig-III-5 : Fonctionnement à toutes vitesses.....</i>	<i>-40-</i>
<i>Fig-III-6 : Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte.....</i>	<i>-41-</i>
<i>Fig-III-7 : Boucle de régulation du courant i_{ds}.....</i>	<i>-42-</i>
<i>Fig-III-8 : Boucle de régulation du flux Φ_r.....</i>	<i>-43-</i>
<i>Fig-III-9 : Boucle de régulation du courant i_{qs}.....</i>	<i>-45-</i>
<i>Fig-III-10 : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.....</i>	<i>-46-</i>
<i>Fig-III-11: Schéma fonctionnel de la commande vectorielle.....</i>	<i>-48-</i>
<i>Fig-III-12 : Essai à vide puis en charge.....</i>	<i>-49-</i>
<i>Fig-III-13 : Essai avec variation de la charge.....</i>	<i>-51-</i>
<i>Fig-III-14 : Essai avec variation de la vitesse.....</i>	<i>-52-</i>
<i>Fig-III-15 : Essai avec inversion du sens de rotation.....</i>	<i>-54-</i>
<i>Fig. (III.16): Essai avec variation de la résistance rotorique.....</i>	<i>-55-</i>

Notion et symbole

NOTATIONS

θ	Angle électrique.
(α, β)	Axes fixés au stator.
(x, y)	Axes fixés au rotor.
C_{em}	Couple électromagnétique.
δ	Coefficient de dispersion.
T_r, T_s	Constantes de temps rotorique et statorique.
C_r	Couple résistant.
f	Coefficient de frottement.
p	Nombre de paires de pôles
d	Axe d du repère tournant (d, q)
q	Axe q du repère tournant (d,q)
α	Axe α du repère statorique (α, β)
β	Axe β du repère statorique (α, β)
V_{sd}	Tension statorique instantanée dans l'axe d
V_{sq}	Tension statorique instantanée dans l'axe q
i_{sd}	Courant statorique instantané dans l'axe d
i_{sq}	Courant statorique instantané dans l'axe q
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courants statoriques.
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Courants rotoriques.
θ_s, θ_r	Déphasage de l'axe direct par rapport au stator, rotor.
$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$	Flux statoriques.
$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$	Flux rotoriques.

Notation et Symboles

K_p	Facteur de proportionnalité.
K_i	Facteur intégral.
$[L_s]$	Matrice d'inductances statoriques.
$[L_r]$	Matrice d'inductances rotoriques.
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.
$[p]$	Matrice de transformation de PARK.
J	Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
p	Nombre de paires de pôles.
m_s	L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
m_r	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
s	Opérateur dérivée de LAPLACE $\frac{d}{dt}$.
$\sigma = (1 - (M^2 / (L_s L_r)))$	Coefficient de dispersion de Blondel
ω_s	Pulsation statorique.
ω_r	Pulsation rotorique.
ω	Pulsation mécanique du rotor.
w_s	Pulsation d'alimentation.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions d'alimentation des phases statoriques.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
R_s, l_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, l_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
M_{sr}	Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
Ω	Vitesse angulaire de rotation.
V_s	Valeur efficace de tension.

SYMBOLES

CVD	Commande Vectorielle Directe
FTBO	Fonction De Transfert En Boucle Ouverte.
FTBF	Fonction De Transfert En Boucle Fermée.
MLI	Modulation de Largeur d'impulsions
SVM:MLI vectorielle en anglais (space vector modulation)	
MAS	Machine Asynchrone.
PI	Régulateur proportionnel-intégral.
IP	Régulateur intégral-proportionnel.

Introduction générale

Introduction Générale

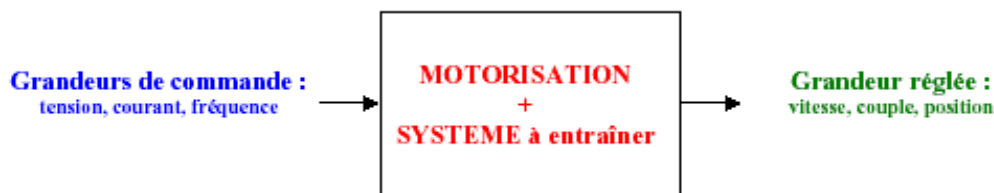
La machine asynchrone, de part sa simplicité de conception et d'entretien, à la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla à la fin du siècle dernier, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation des courants alternatifs de fréquence variable. L'un des principaux blocages était constitué par l'onduleur devant fonctionner en commutation forcée.

La machine asynchrone a donc longtemps été utilisée essentiellement à vitesse constante, faute de pouvoir maîtriser convenablement la dynamique de l'ensemble moteur- charge.

Toutefois, la commande de la machine asynchrone reste complexe par les développements théoriques mis en œuvre et la difficulté à identifier certains paramètres en temps réel (observateurs en boucle fermée).

Tout problème de motorisation avec une machine électrique peut être schématisé de la sorte :



Le choix de la motorisation se fera en fonction de différents critères :

- coût de la fabrication.
- facilité du réglage.
- problèmes de maintenance.

La machine à courant continu a régné en maître jusqu'à ces dernières années car bien que le coût de fabrication soit assez élevé, les possibilités de réglage (*découplage naturel entre le courant dans l'induit et le flux*) sont simples à mettre en œuvre et faisaient la différence même si la maintenance pose problème (balais, collecteur).

Depuis quelques années, grâce à la mise au point de *calculateurs « temps réel » rapides*, on exploite de plus en plus les machines asynchrones. Les machines à cage sont de fabrication simple et ne posent pas de problème de maintenance. Par contre, on ne savait pas réaliser le

Introduction Générale

découplage courant- flux car on ne peut jouer que sur les caractéristiques de la tension du moteur, il n'y a pas d'excitation ! C'est maintenant chose faite.

La machine à courant continu à excitation séparée est bien adaptée à un contrôle du couple car il suffit de contrôler son courant induit. Le but à atteindre est de faire la même chose avec la machine asynchrone.

Objectif du mémoire

L'objectif de ce travail est d'effectuer un développement complet d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone (IRFOC). Avec une tentative d'amélioration de cette commande. En partant par l'onduleur de tension MLI vectorielle SVM, passant par les régulateurs PI.

Structure du mémoire

Le travail présenté dans ce mémoire est répartie comme suit :

- ✓ Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée par le réseau puis par un onduleur de tension SVM.
- ✓ Le deuxième chapitre est dédié à la modélisation de l'Onduleur SVM
- ✓ Une application de la commande vectorielle directe en tension, à la machine asynchrone, simulation, tests de robustesse de la commande est présentés dans le troisième chapitre.

Chapitre : I

*Modélisation de la Machine
Asynchrone*

I.1.Introduction :

Les machines électriques alimentées par les convertisseurs statiques sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur dépendent à la fois, de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble (Fig-I-1-) [1].

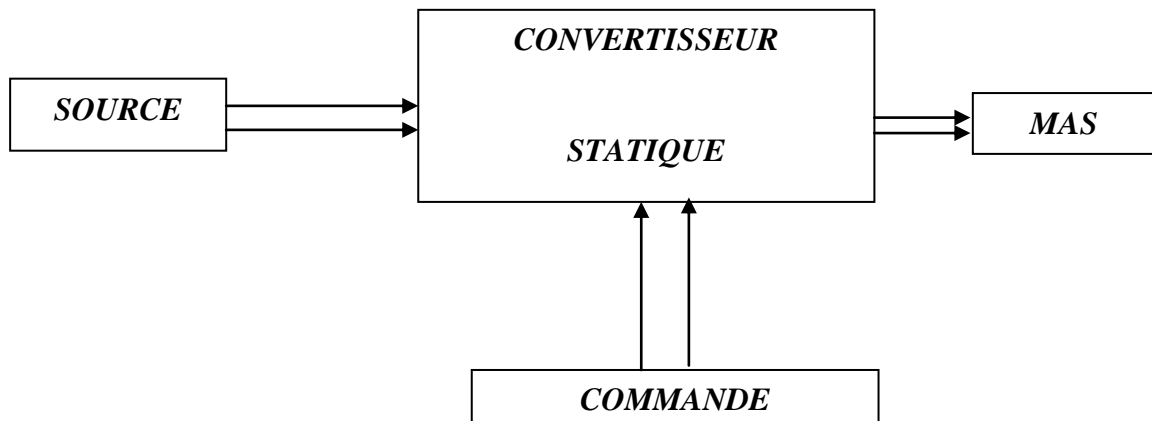


Fig-I-1:Ensemble actionneur

Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulations possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent ;
- Une large plage de variation de vitesse ;
- Des constantes de temps électriques et mécaniques faibles [1].

Dans un premier temps nous rappellerons la modélisation de la machine asynchrone dans un repère triphasé, ensuite nous expliciterons, via la transformée de Park, les équations d'état dans un repère biphasé lié au champ tournant (repère d-q), puis on fait la modélisation de l'alimentation de la machine.

I.2.Mise en Equation de la Machine Asynchrone :

I.2.1.Description :

La machine asynchrone représentée sur la figure (Fig-I-2) est constituée par :

- Le **stator** d'une machine asynchrone est identique à celui d'une machine synchrone, 3 enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés de $2\pi/3$ qui sont alimentés par un système de tensions équilibrées.
- Le **rotor** de la machine supporte un bobinage semblable à celui du stator, bobinage triphasé décalés de $2\pi/3$ à même nombre de pôles que celui du stator. Ces 3 bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux-mêmes. Ce type de rotor est dit **bobiné** mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

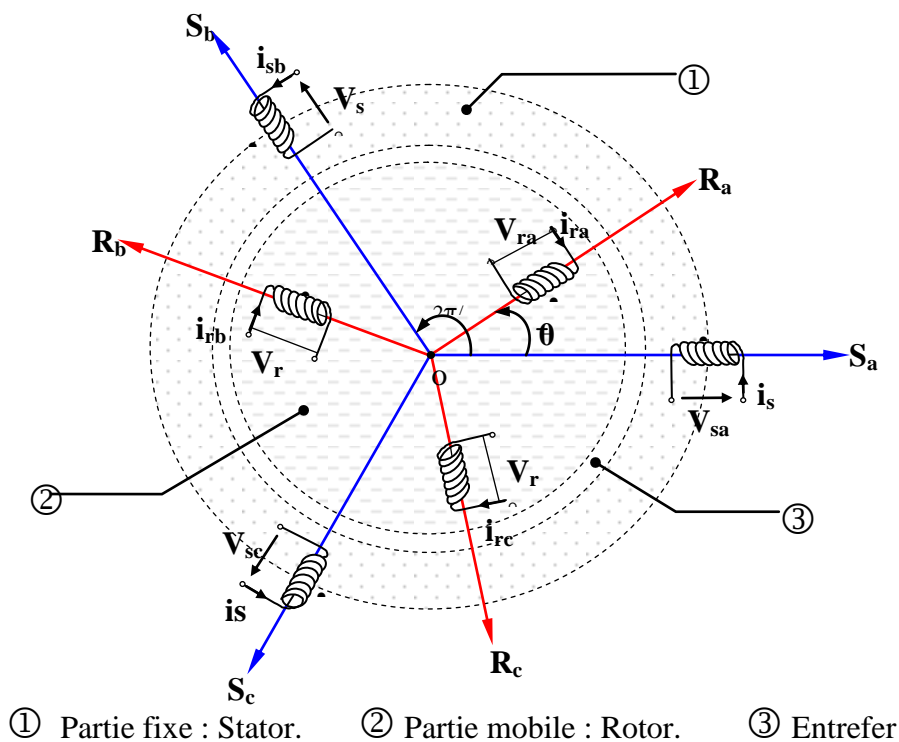


Fig-I-2: représentation de la machine asynchrone triphasée

I.2.2.Hypothèses Simplificatrices :

Les **hypothèses** couramment posées sont :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.

- Distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

I.2.3. Conventions :

La machine est représentée par trois phases statoriques a_s, b_s, c_s et trois phases rotoriques a_r, b_r, c_r . (Fig-I-3).

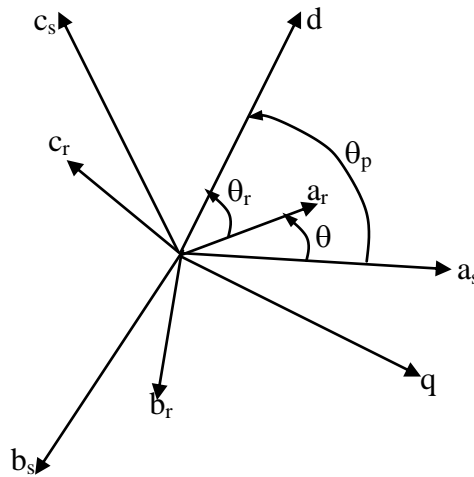


Fig-I-3: Représentation des axes de la machine.

θ_p : angle électrique stator/référentiel (d,q).

$$\theta_r = \theta_p - \theta.$$

$$\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}.$$

I.2.4. Equations aux Tensions :

Pour l'ensemble des enroulements statoriques, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

Où :

$$[V_{s(abc)}] = [R_s] [i_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s(abc)}] \quad (\text{I.2})$$

Pour l'ensemble des enroulements rotoriques, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Où :

$$[V_{r(abc)}] = [R_r] [i_{r(abc)}] + \frac{d}{dt} [\phi_{r(abc)}] \quad (\text{I.4})$$

I.2.5. Equations Magnétiques :

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

$$\text{➤ Pour le stator : } [\phi_{s(abc)}] = [L_s] [i_{s(abc)}] + [M_{sr}] [i_{r(abc)}] \quad (\text{I.5})$$

$$\text{➤ Pour le rotor : } [\phi_{r(abc)}] = [L_r] [i_{r(abc)}] + [M_{sr}]^T [i_{s(abc)}] \quad (\text{I.6})$$

Où :

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

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

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

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Où :

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.

L'écriture matricielle ci-dessous résume les 3 équations du flux statoriques :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$[\text{L}_{ss}] \qquad \qquad \qquad [\text{M}_{sr}]$

De façon similaire, on aura au rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$[\text{L}_{rr}] \qquad \qquad \qquad [\text{M}_{rs}]$

D'où :

$$\begin{aligned} [\text{V}_s] &= \text{R}_s [\text{I}_s] + \frac{d}{dt} ([\text{L}_{ss}] [\text{I}_s]) + \frac{d}{dt} ([\text{M}_{sr}] [\text{I}_r]) \\ [0] &= \text{R}_r [\text{I}_r] + \frac{d}{dt} ([\text{L}_{rr}] [\text{I}_r]) + \frac{d}{dt} ([\text{M}_{rs}] [\text{I}_s]) \end{aligned} \quad (\text{I.11})$$

I.2.6. Equations Mécaniques :

Le couple électromagnétique développé s'écrit:

$$C_e = p [\text{I}_s]^t \frac{d}{d\theta} [\text{M}_{sr}] [\text{I}_r] \quad (\text{I.12})$$

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (\text{I.13})$$

Avec :

J : Moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.

f : Coefficient du frottement visqueux.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple de charge.

Ω : Vitesse rotorique.

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan (ABC) . Elles peuvent être implantées dans un ordinateur, par contre, vu la complexité de ces équations non linéaires et multi variables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande.

I.3.Modèle de Park de la Machine Asynchrone :

La transformation de Park est ancienne (1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

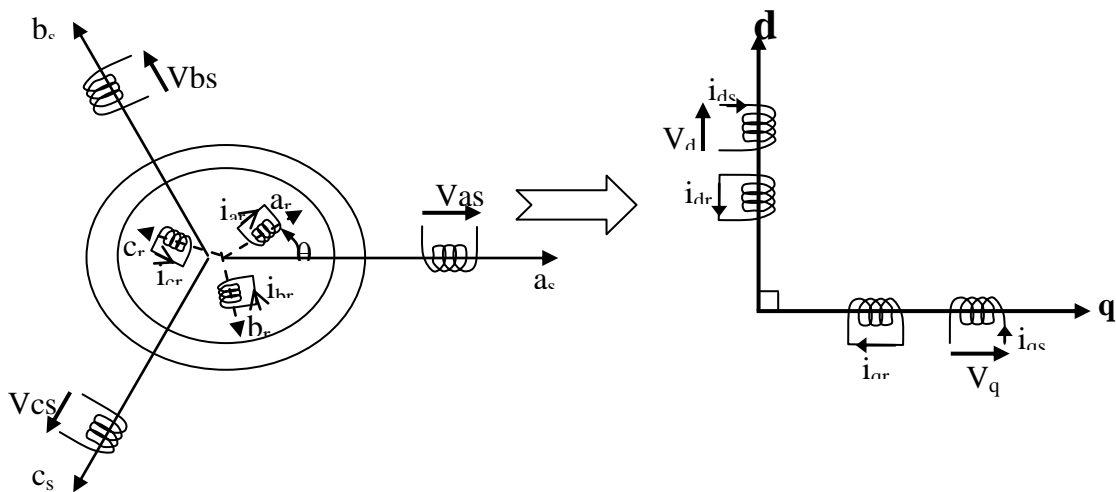


Fig-I-4: Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.

I.3.1.Transformation de PARK :

Soit $[V_s]$ le vecteur tension appliqué aux 3 phases statoriques de la machine.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}$$

La transformée de Park correspond tout simplement au changement de base (triphase- dq) qui permet de diagonaliser une matrice « inductance ».

La matrice de changement de base est $[P(\theta)]$ définie par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (I.14)$$

La matrice de changement de base $[P(\theta)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple :

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t$$

Donc :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (I.15)$$

I.3.2. Application de la Transformation de Park à la Machine Asynchrone :

I.3.2.1. Equations des Tensions :

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire $\omega_p = d\theta_p/dt$, les équations (I.1) et (I.3) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_p \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_p \cdot \phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_p - \omega) \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_p - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Avec : $\omega_p = \frac{d}{dt} \theta_p$ et $\omega = \frac{d}{dt} \theta$

I.3.2.2. Equations du Flux :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

I.4. Choix du Référentiel :

- **Référentiel Lié au Stator :** est le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\frac{d}{dt} \theta_p = 0 \quad \frac{d}{dt} \theta_r = -\frac{d}{dt} \theta = -\omega$$

- **Référentiel Lié au Rotor :** dans ce repère $\theta_p = \theta$, donc :

$$\frac{d}{dt} \theta_r = 0 \quad \frac{d}{dt} \theta_p = \omega$$

- **Référentiel Lie au Champ Tournant :** dans ce cas la vitesse ω_p est la vitesse du champ tournant (vitesse du synchronisme ω_s), les équations relatives au modèle de la machine asynchrone dans ce repère sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \cdot \phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.18)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (I.19)$$

I.5.Mise Sous Forme d'Equation d'Etat :

La présentation du modèle d'état nécessite, dans un premier temps, la définition du vecteur d'état X , du vecteur d'entrée u et du vecteur de sortie Y .

Les variables d'état décrivant les modes électriques, choisies parmi les composantes d'axes (α, β) peuvent être des flux et des courants statoriques ou rotoriques.

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équation d'état.

Le modèle sera de la forme :

$$\frac{dX}{dt} = A \cdot X + B \cdot U \quad (I.20)$$

Avec :

X : vecteur d'état

U : vecteur d'entrée

Y : vecteur de sortie

Avec :

$[X] = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq}]^T$: Vecteur d'état

$[U] = [V_{sd} \quad V_{sq}]$: Vecteur de commande

$[X]$: Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: Matrice du système de commande.

On aura ainsi le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_{sm} i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega \phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\omega_s \sigma L_s i_{ds} - R_{sm} i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{P}{J} C_r - \frac{f_1}{J} \omega \end{cases} \quad (I.21)$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s T_r}$; $T_r = \frac{L_r}{R_r}$; $T_s = \frac{L_s}{R_s}$

σ : Coefficient de dispersion.

T_r, T_s : Constantes de temps statorique et rotorique.

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} - \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma} \right) & 0 & \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma \cdot T_r} & \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} - \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma} \right) & -\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \omega & \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma \cdot T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{I.23}$$

Le couple électromécanique développé par la machine asynchrone donné par la relation suivante :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd}i_{sq} - \phi_{rq}i_{sd}) \tag{I.24}$$

I.6.Simulation de la Machine Asynchrone :

L’objectif de l’étude réalisée dans ce chapitre est d’établir un schéma fonctionnel à partir duquel les tensions simples d’alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps, pour un fonctionnement en moteur.

I.6.1 Bloc de Simulation de la Machine Asynchrone :

Pour réaliser cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les équations (I.21), (I.22),(I.23) et (I.24).

La structure en schéma bloc de cette simulation est présentée par la figure (I.5). Le moteur asynchrone présente comme entrées les composantes de Park de la tension d’alimentation V_{sd} V_{sq} ainsi que le couple résistant C_r et comme sortie la vitesse Ω , le couple électromagnétique C_e , les courants statorique et les flux rotoriques.

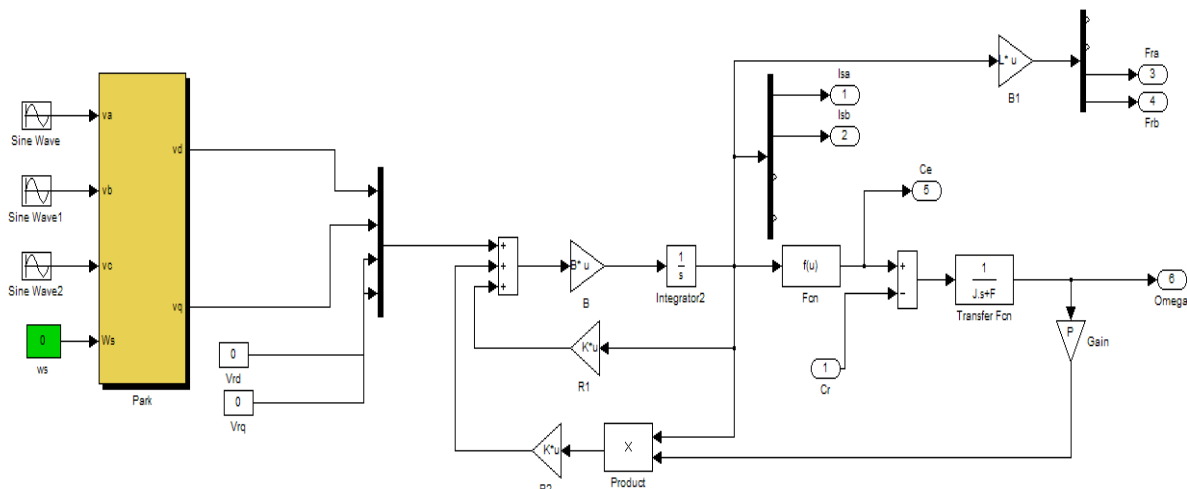


Fig-I-5: Schéma de simulation de la MAS

I.6.2. Résultats de Simulation :

La simulation numérique est devenue à l'heure actuelle le moyen privilégié d'étude, en ce qui concerne les systèmes complexes.

Il s'agit d'un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant ces premières étapes. Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, nous utilisons le logiciel *Matlab* pour la simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension et sa commande associée.

Le moteur est alimenté par le réseau 220/380 V, 50HZ, à $t = 1s$ nous appliquons une charge ($Cr=25$ Nm). Les résultats de simulation sont représentés par la figure (I.6).

Le moteur est alimenté par un onduleur SVM 220/380 V, 50HZ, à $t = 1s$ nous appliquons une charge ($Cr=25$ Nm). Les résultats de simulation sont représentés par la figure (I.7).

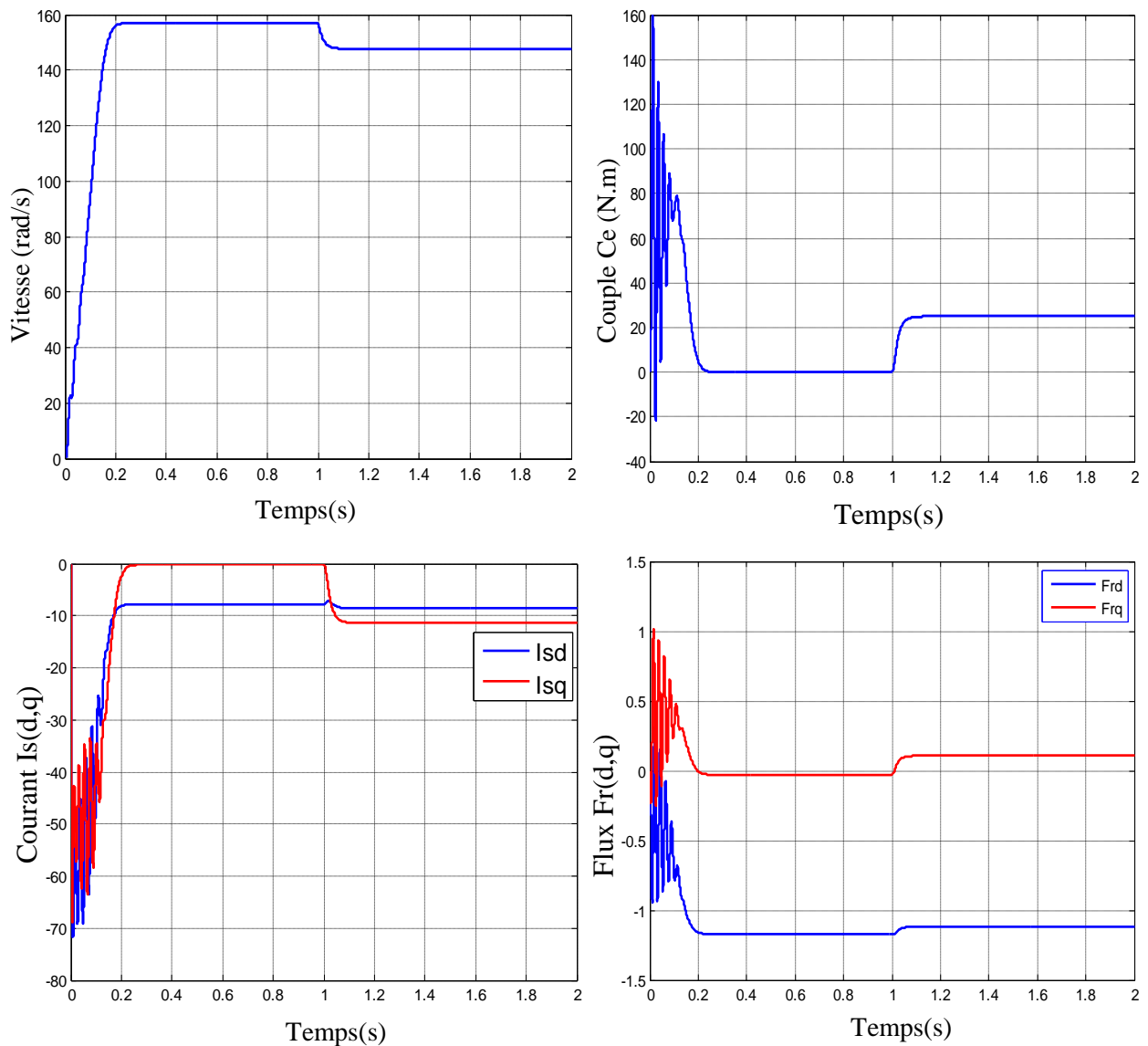
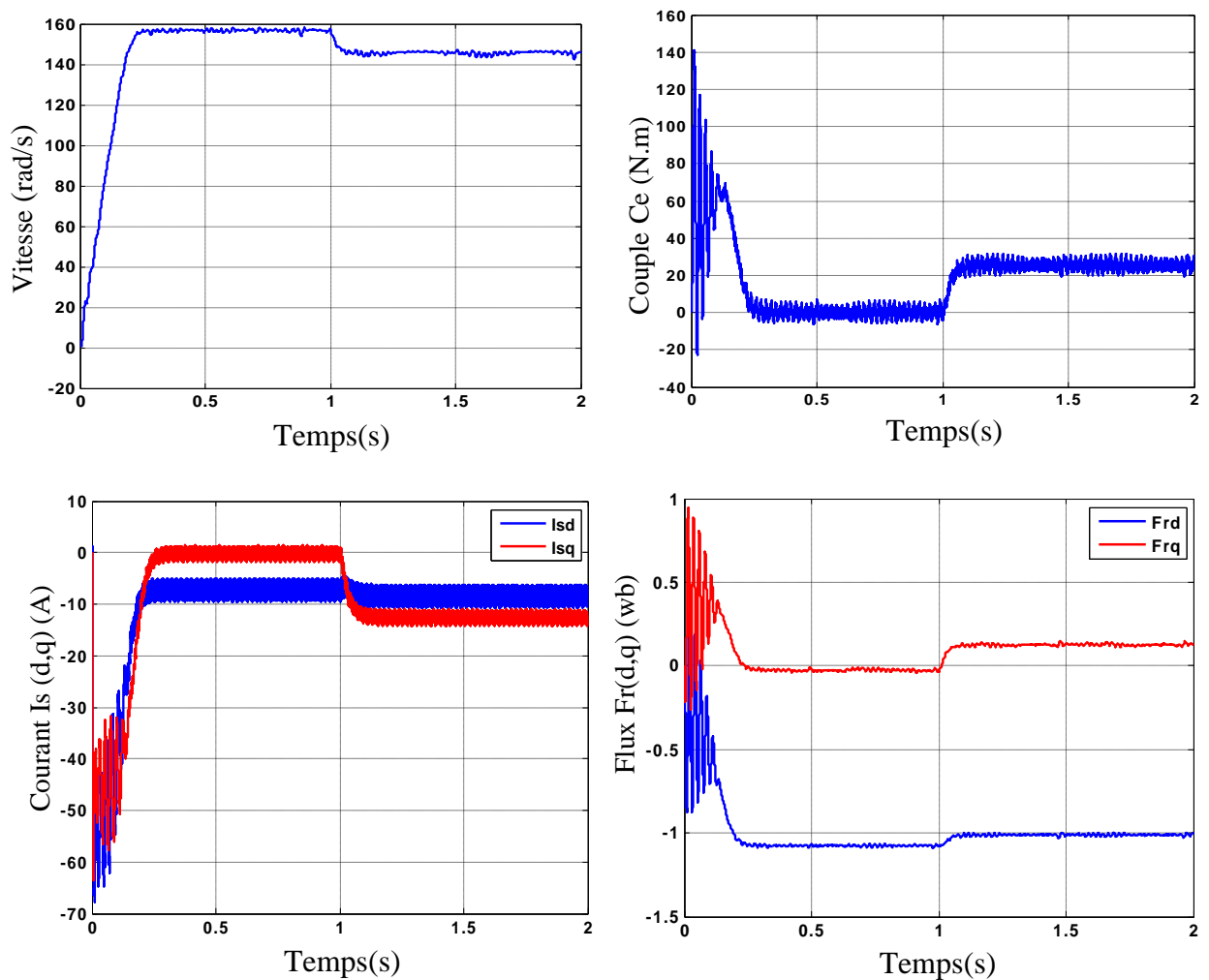


Fig-I-6: Résultats de simulation de la MAS alimentée par le réseau avec ($Cr = 25$ N.m à $t = 1$ s)



**Fig-I-7: Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur SVM
Avec ($C_r = 25\text{N.m}$ à $t = 1\text{ s}$)**

I.7. Interprétation :

Les figures (I-6) et (I-7) représentent les résultats de simulation du modèle de Park de la machine asynchrone alimentée par le réseau après par un onduleur SVM dans le référentiel (d-q), la machine asynchrone est simulée en charge après un démarrage à vide.

Les allures des caractéristiques des flux et des courants sont converties en grandeurs continues dans le repère synchrone (d – q), ce qui rend plus aisé l'étude et la réalisation d'une commande pour la machine asynchrone.

Pour les flux rotoriques, on remarque que sa composante directe ϕ_{rd} a tendance à osciller aux premiers instants du démarrage autour de la valeur -0.68 (Wb) tout en décroissant jusqu'à ce qu'il se stabilise à la valeur -1.176 (Wb) au bout de 0.20s. Il connaît une petite augmentation après l'application de $C_r = 25\text{N.m}$. De même pour sa composante en quadrature ϕ_{rq} qui oscille autour de 0.47 (Wb) puis se stabilise après 0.20s à la valeur 0.028(Wb). Elle augmente à la suite de l'application d'un $C_r = 25\text{N.m}$.

Le courant I_{qs} se stabilise à une valeur proche de zéro alors que le courant I_{ds} prend une valeur constante.

Lors de démarrage, un fort appel du courant apparaît et qui est nécessaire à développer un couple. Ce couple présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante ; après 0.20s le couple tend vers Zéro.

A l'instant $t = 1s$ le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant ($C_r=25 \text{ N.m}$) appliqué.

Les courbes des deux simulations de la machine alimentée par le réseau et par l'onduleur de tension sont presque identiques aux oscillations près qui se distinguent dans les courbes de la machine alimentée par l'onduleur SVM à partir de sélectionne le secteur.

Les résultats de cette première simulation montrent bien le fort couplage existant entre les différentes variables (couple, flux) indiquant le caractère non linéaire de la machine asynchrone.

I.8.Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdal triphasée équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrices. Après, nous avons utilisé la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

Ensuite, on a étudié la modélisation de l'alimentation la machine asynchrone de notre étude qu'il exprime par un onduleur de tension SVM qui nous étudions le dans le chapitre suivant.

Chapitre : II

Modélisation et simulation d'un Onduleur SVM

II.1.Introduction :

Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Il transforme un signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants, la conception par ordinateur (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques.

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble [8]. Cette caractéristique est un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent, une large plage de variation de vitesse, des constantes de temps électrique et mécanique faible.

La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante. La commande des machines à courant alternatifs par un onduleur de tension faite généralement appelle des techniques de modulation de largeur d'impulsions pour commander des commutateurs de puissances. Si la commande des transistors de puissance minimise les pertes en commutation, elle altère au contraire de façon importante les tensions appliquées au moteur électrique.

Pour l'onduleur de notre système de commande nous avons utilisé la technique de la modulation vectorielle. Le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée (SVM) permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur.

II.2.Constitution de l'alimentation de la MAS :

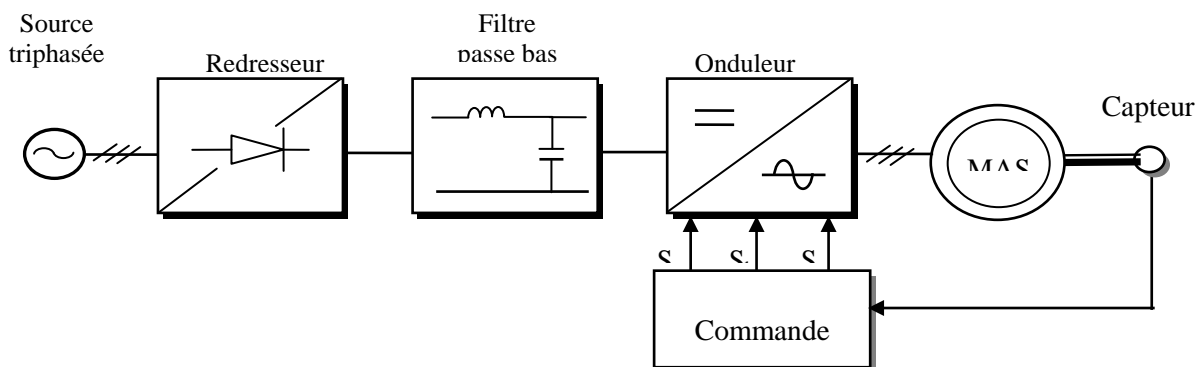


Fig-II-1: Schéma équivalent de l'association de la MAS avec les différents éléments constituant la chaîne d'alimentation.

- Source électrique à courant alternatif.

La source électrique alternative est généralement obtenue par le réseau triphasé électrique.

- Redresseur

Il permet de transformer une tension alternative en tension continue.

- Filtrage

Il élimine les phénomènes d'ondulation de la tension en sortie du redresseur. Ce filtre, associé au pont redresseur, constitue une source de tension continue servant à alimenter le bus continu à l'entrée de l'onduleur.

- Onduleur

Il permet de transformer une tension continue en une tension alternative d'amplitude et de fréquence variable.

II.3. Onduleur de Tension MLI Vectorielle (SVM) :

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation donnant huit configurations possibles. Ces huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan α - β par 8 vecteurs de tensions (notés de V_0 à V_7) ; parmi ces vecteurs, deux sont nuls, les autres étant équi-répartis tous les 60° .

Pour MLI vectorielle (SVM Space vector modulation en anglais), on représente par seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteur complémentaires. Cette MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation T_e [5][6][7].

II.4. Principe de la SVM :

Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension $\bar{V}_{\text{réf}}$ à partir de huit vectrices tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé.

Un vecteur tension de référence $\bar{V}_{\text{réf}}$ est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_e par un vecteur tension moyen \bar{V}_{smoy} ; ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

Ii.5. Technique de Modulation Vectorielle :

La technique de modulation vectorielle (SVM) consiste à reconstituer le vecteur tension de référence \vec{V}_s pendant une période d'échantillonnage par les vecteurs tensions adjacentes $\vec{V}_i, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_7, \vec{V}_0$ ($i = 0,1,\dots,5$) correspondant aux huit états possibles de l'onduleur.

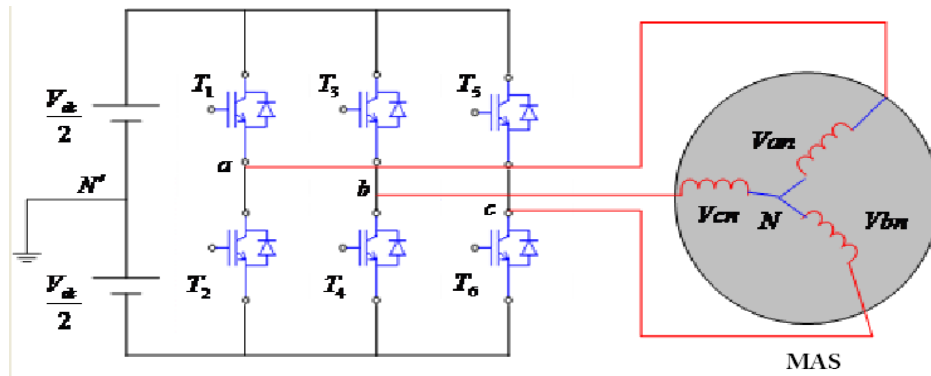


Fig-II-2: Schéma équivalent à l'onduleur de tension

Dans la (Fig-II-2) il est évident que la commutation des deux interrupteurs d'un même bras en même période de temps provoque un court-circuit, donc pour éviter cette situation un seul interrupteur par bras doit être commuté par période de temps. Il existe huit états de commutation des interrupteurs T_1, \dots, T_6 .

Ces 8 états sont codés de S_0 à S_7 (Fig-II-3), la modulation 'SVM' consiste à piloter les commutateurs PWM pour passer progressivement d'un état au suivant. Les 3 sorties a, b et c alimentent les 3 phases du moteur qui créent des champs magnétiques déphasés de 120° .

On peut alors représenter l'orientation du champ magnétique pour chacun des 8 états, ces états se transforment alors en vecteur de tension (V_0 à V_7) sur le tableau (II.1) ci-dessous.

Les secteurs S_0 et S_7 ne créent pas de champs magnétique, les vecteurs V_0 et V_7 ont donc une longueur nulle. Les autres vecteurs ont une longueur de 1 et respectent les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{V}_1 = -\vec{V}_4 \\ \vec{V}_2 = -\vec{V}_5 \\ \vec{V}_3 = -\vec{V}_6 \\ \vec{V}_1 + \vec{V}_3 + \vec{V}_5 = 0 \end{array} \right. \quad (II.1)$$

Etats	Transistor ON	Transistor OF	Vecteurs
000	T ₂ , T ₄ , T ₆	T ₁ , T ₃ , T ₅	\vec{V}_0
001	T ₂ , T ₄ , T ₅	T ₁ , T ₃ , T ₆	\vec{V}_5
010	T ₂ , T ₃ , T ₆	T ₁ , T ₄ , T ₅	\vec{V}_3
011	T ₂ , T ₃ , T ₅	T ₁ , T ₄ , T ₆	\vec{V}_4
100	T ₁ , T ₄ , T ₆	T ₂ , T ₃ , T ₅	\vec{V}_1
101	T ₁ , T ₄ , T ₅	T ₂ , T ₃ , T ₆	\vec{V}_6
110	T ₁ , T ₃ , T ₆	T ₂ , T ₄ , T ₅	\vec{V}_2
111	T ₁ , T ₃ , T ₅	T ₂ , T ₄ , T ₆	\vec{V}_7

Tableau II-1: Les différentes combinaisons des transistors.

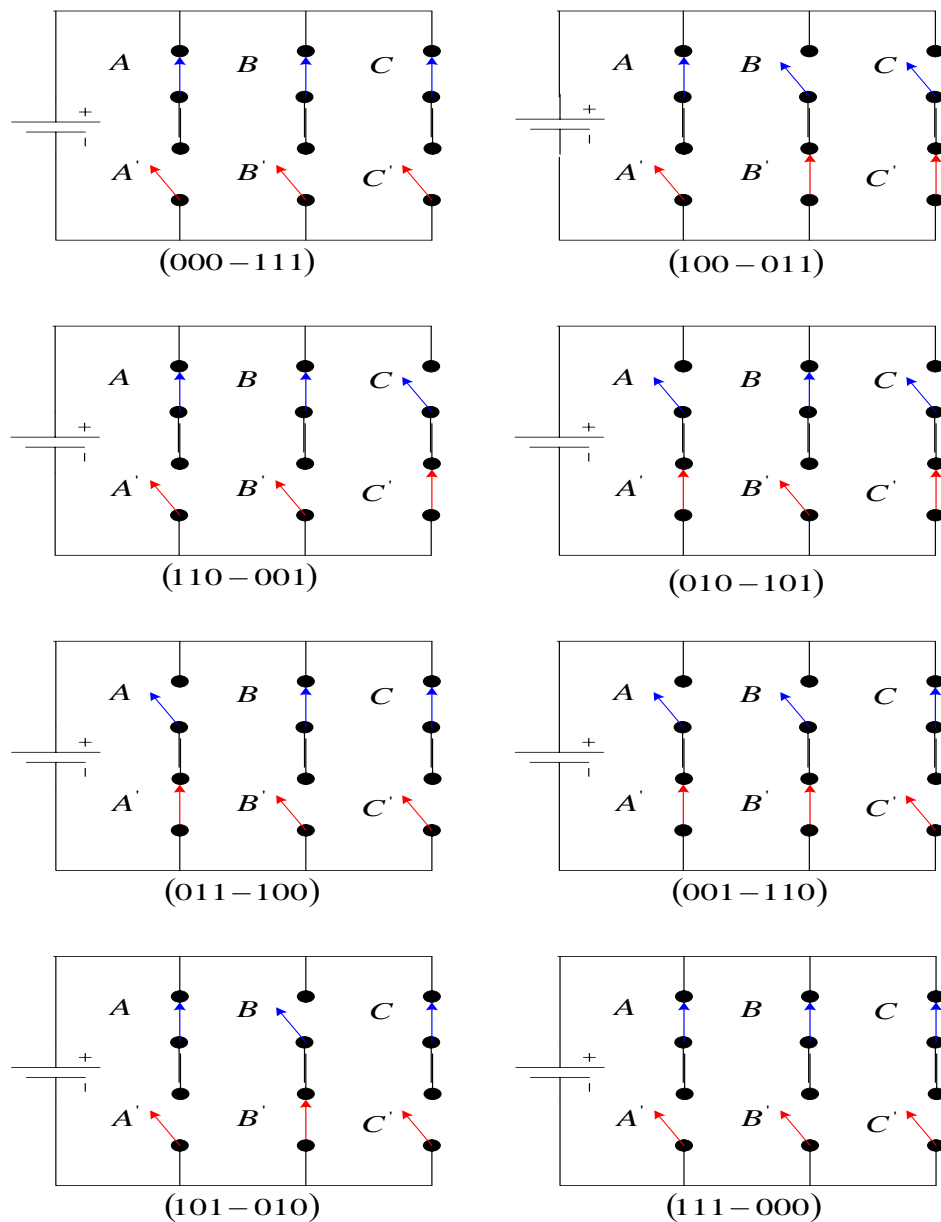


Fig-II-3: Les différentes combinaisons des transistors.

Il est intéressant d'exprimer les différents états du tableau comme des vecteurs spéciaux. Les six vecteurs actifs ainsi que les deux vecteurs nuls sont représentés sur la figure-II-2. Pour obtenir des tensions sinusoïdales sur les phases A, B et C une complète du vecteur \vec{V}_s doit être effectuées.

Dans la modulation conventionnelle le vecteur \vec{V}_s doit être dans le cercle, par contre dans le cas de SVM, un vecteur peut être \vec{V}_s généré à l'intérieur de l'hexagone par combinaison des vecteurs de références qui délimite le secteur ou se trouve le vecteur \vec{V}_s .

La symétrie du système triphasé, nous permet de réduire l'étude au cas général d'un secteur de 60 degrés. On se place alors dans le cas où le vecteur de référence \vec{V}_s est situé dans le secteur 1. Dans ce cas,

la tension de référence \vec{V}_s dans le repère est reconstituée en faisant une moyenne temporelle des tensions adjacentes $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_7$ et \vec{V}_0 , voir la figure-II-4.

Après, il suffit de déterminer la position du vecteur de référence \vec{V}_s dans le repère (α, β) et le secteur i dans lequel il se trouve. Pour une fréquence de commutation T_s suffisamment élevée le vecteur d'espace de référence \vec{V}_s est considéré constant pendant un cycle de commutation. Tenant compte que \vec{V}_1 et \vec{V}_2 sont constants et $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0$, il s'en suit pour un cycle de commutation:

$$T_s \vec{V}_s = T_1 \vec{V}_1 + T_2 \vec{V}_2 + T_0 \vec{V}_7 + T_0 \vec{V}_0 \quad (\text{II.2})$$

Avec

T_1 : Temps alloué au vecteur \vec{V}_1

T_2 : Temps alloué au vecteur \vec{V}_2

T_0 : Temps partagé entre les 2 vecteurs nuls \vec{V}_7 et \vec{V}_0

τ_1, τ_2 et τ_0 : sont largeur d'impulsion.

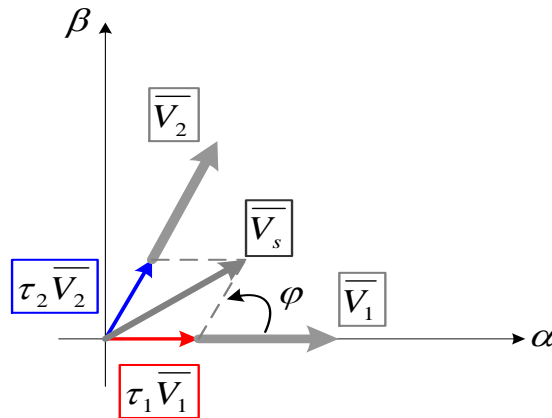


Fig-II-4: Principe de construction du vecteur de tension \vec{V}_s

La résolution de cette équation, après décomposition sur les deux axes du plan (α, β) complexe donne:

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{V_s \sqrt{2}}{V_{dc}} T_0 \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \\ T_2 &= \frac{V_s \sqrt{2}}{V_{dc}} T_0 \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ T_0 &= \frac{1}{2} (T_s - T_1 - T_2) \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Avec : } \varphi = \tan^{-1}\left(\frac{V_\alpha}{V_\beta}\right)$$

$$0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{3}$$

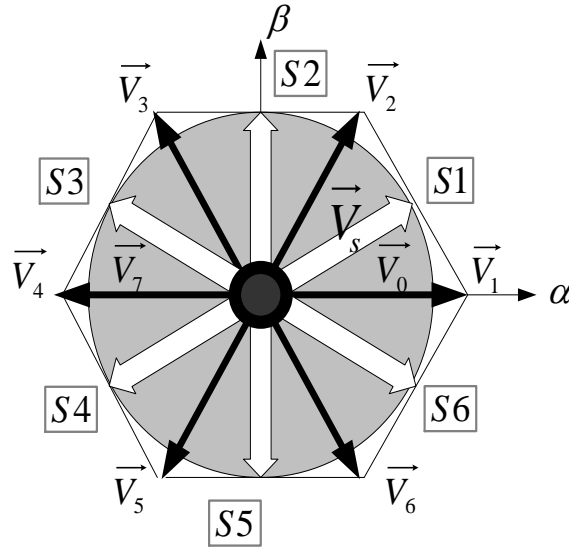


Fig-II-5: vecteur d'espace \vec{V}_s de l'onduleur de tension

Les mêmes règles s'appliquent pour le secteur 2 jusqu'à 6. Ceci résulte dans l'ordre de commutations défini suivant la figure-II-5. La valeur efficace maximale correspond au cas où $\|\vec{V}_s\|^2$ atteint le cercle inscrit à l'hexagone et de rayon

$$r = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.4})$$

Si en compare à la MLI à intersection, la tension phase neutre maximale possible est :

$$V_\alpha = \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \quad (\text{II.5})$$

Et la tension entre phase sera :

$$U = \frac{\sqrt{3} V_{dc}}{2\sqrt{2}} \quad (\text{II.6})$$

Le rapport entre les deux types de MLI sera donc :

$$\frac{\text{MLI Vectorielle}}{\text{MLI à Inter section}} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.1547$$

Pour équilibrer les commandes. Ainsi on réduit au minimum le nombre de commutations réalisées pour chaque composant, ce qui encore un autre avantage de la MLI vectorielle. Chaque zone (1 à 6) impose un ordre précis de conduction des interrupteurs de l'onduleur. On doit avoir une impulsion unique

et centrée sur l'intervalle permet un écart minimum par rapport au cercle de référence déterminé par la succession des Vecteurs V_i , une diminution de la non linéarité due à la forme de l'impulsion et une diminution du taux d'harmonique. Sur la figure (II.6), on observe deux combinaisons possibles pour le centrage de l'impulsion lorsque le vecteur de commande est placé dans la zone 1 et 3 limitée respectivement par l'ensemble des vecteurs de tension (V_1, V_2) et (V_3, V_4).

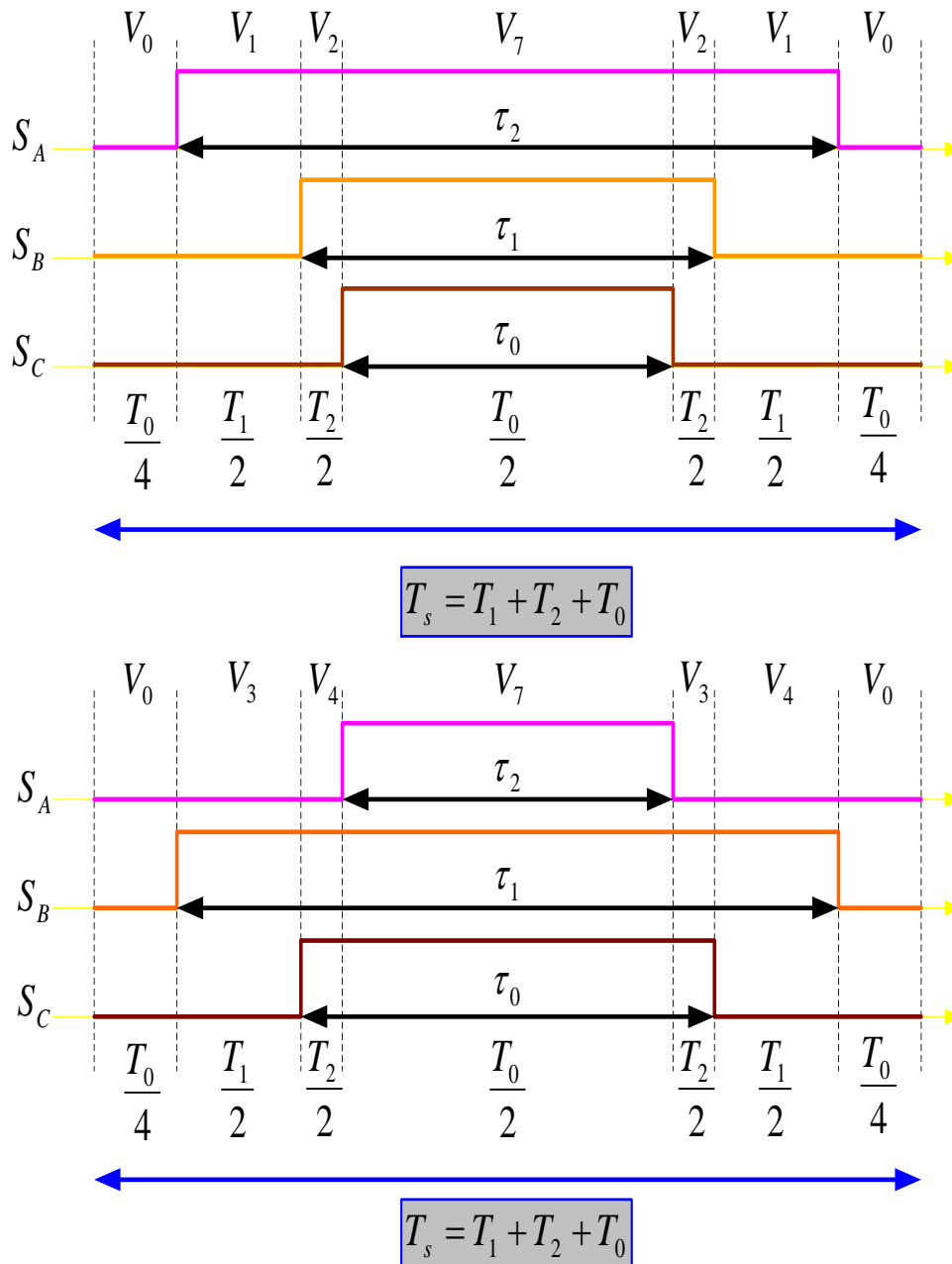


Fig-II-6: Séquence de vecteurs (V_1, V_2) et (V_3, V_4)

Le calcul des largeurs d'impulsion est donné par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ \tau_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{1i} & C_{1i+1} \\ C_{2i} & C_{2i+2} \\ C_{3i} & C_{3i+3} \end{bmatrix} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Secteur 1 $\{0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{3}\}$	Secteur 2 $\{\frac{\pi}{3} \leq \varphi \leq \frac{2\pi}{3}\}$	Secteur 3 $\{\frac{2\pi}{3} \leq \varphi \leq \pi\}$
$\tau_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{V_s \sqrt{2}}{V_{sd}} \sin(\frac{\pi}{3} - \varphi)$	$\tau_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{V_s \sqrt{2}}{V_{sd}} \sin(\frac{\pi}{3} - \varphi)$	$\tau_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{V_s \sqrt{2}}{V_{sd}} \sin(\frac{\pi}{3} - \varphi)$
$\tau_2 = \frac{T_2}{T_s} = \frac{V_s \sqrt{2}}{V_{sd}} \sin(\varphi)$	$\tau_2 = \frac{T_2}{T_s} = \frac{V_s \sqrt{2}}{V_{sd}} \sin(\varphi)$	$\tau_2 = \frac{T_2}{T_s} = \frac{V_s \sqrt{2}}{V_{sd}} \sin(\varphi)$
$\tau_0 = \frac{T_0}{T_2} = \frac{T_s - T_1 - T_2}{2T_2}$	$\tau_0 = \frac{T_0}{T_2} = \frac{T_s - T_1 - T_2}{2T_2}$	$\tau_0 = \frac{T_0}{T_2} = \frac{T_s - T_1 - T_2}{2T_2}$
Secteur 4 $\{\pi \leq \varphi \leq \frac{4\pi}{3}\}$	Secteur 5 $\{\frac{4\pi}{3} \leq \varphi \leq \frac{5\pi}{3}\}$	Secteur 6 $\{\frac{5\pi}{3} \leq \varphi \leq 2\pi\}$
$\tau_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{V_s \sqrt{2}}{V_{sd}} \sin(\frac{\pi}{3} - \varphi)$	$\tau_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{V_s \sqrt{2}}{V_{sd}} \sin(\frac{\pi}{3} - \varphi)$	$\tau_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{V_s \sqrt{2}}{V_{sd}} \sin(\frac{\pi}{3} - \varphi)$
$\tau_2 = \frac{T_2}{T_s} = \frac{V_s \sqrt{2}}{V_{sd}} \sin(\varphi)$	$\tau_2 = \frac{T_2}{T_s} = \frac{V_s \sqrt{2}}{V_{sd}} \sin(\varphi)$	$\tau_2 = \frac{T_2}{T_s} = \frac{V_s \sqrt{2}}{V_{sd}} \sin(\varphi)$
$\tau_0 = \frac{T_0}{T_2} = \frac{T_s - T_1 - T_2}{2T_2}$	$\tau_0 = \frac{T_0}{T_2} = \frac{T_s - T_1 - T_2}{2T_2}$	$\tau_0 = \frac{T_0}{T_2} = \frac{T_s - T_1 - T_2}{2T_2}$

Tableau-II-2: Durée des états des commutateurs dans chaque secteur

On constat que les calculs donnent des résultats identiques dans chaque secteur ce qui simplifie la réalisation du modulateur.

II.6. Les Étapes De La Réalisation Des Blocs De SVM :

1^{ère} étape : Détermination des tensions de références V_α, V_β .

2^{ème} étape : Détermination des secteurs.

3^{ème} étape : calcul des variables X, Y et Z.

4^{ème} étape : calcul de T_1 et T_2 pour chaque secteur.

5^{ème} étape : génération des signaux modulateurs : $T_{a\ on}$, $T_{b\ on}$ et $T_{c\ on}$.

6^{ème} étape : génération des séries d'impulsions S_a , S_b et S_c .

Alors :

1^{ère} étape: Détermination Des Tensions De Références V_α , V_β :

Les tensions V_α , V_β sont déterminées par la projection des tensions triphasées (V_a , V_b , V_c) dans le référentiel α - β en effectuant la transformation de Concordia. La table suivante présente le calcul de V_α , V_β pour les différents états de l'onduleur :

S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0
1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$
0	1	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$
0	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0
0	0	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$
1	0	0	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$
1	1	1	0	0	0	0	0

Tableau-II-3: Le calcul de V_α , V_β pour les différents états de l'onduleur

La transformation d'un système triphasé en un système biphasé équivalent, est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aref} \\ V_{bref} \\ V_{cref} \end{bmatrix}, \text{ Avec : } K_0 = \frac{1}{2} \quad (II.8)$$

2^{ème} étape: Détermination Des Secteurs :

Généralement, le secteur est déterminé selon la position du vecteur $\overline{V_{sref}}$ dans le plan complexe (α β), tel que cette position présente la phase φ_v de ce vecteur définie comme la suite :

$$\varphi_v = \tan^{-1} \left(\frac{V_{s\alpha}}{V_{s\beta}} \right) \quad (II.9)$$

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

φ_v	$0 \leq \varphi_v \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \varphi_v \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \varphi_v \leq \pi$	$\pi \leq \varphi_v \leq \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq \varphi_v \leq \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \leq \varphi_v \leq 2\pi$
Secteur	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6

Tableau -II-4: Le secteur $S_i (i=1, 2, 3, 4, 5, 6)$

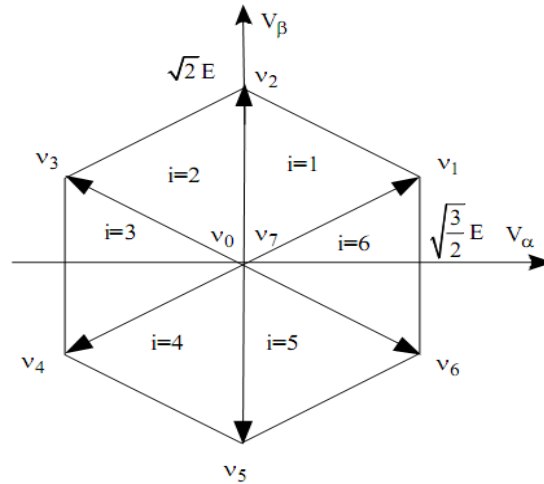


Fig-II-7: secteurs de position du vecteur \bar{V}_{sref}

Nouvelle méthode de détermination des secteurs :

A2	A1	A0	Secteur : S_i
0	0	0	S_5
0	0	1	S_4
0	1	0	S_6
0	1	1	S_1
1	0	0	S_3
1	0	1	S_4
1	1	0	S_2
1	1	1	S_1

Tableau-II-5: Détermination des secteur

Cette méthode est employée par Bibhu [9], pour la détermination du secteur pour la DTC .elle est basée directement sur les tensions $V_\alpha V_\beta$.la détermination est faite comme dans le tableau 1 ,ou A2 est le signe de V_α et A1 est le signe de V_β . on note que A2egale a 0 si V_α est négatif sinon A2 égale a 1. A1 égale a 0 si V_β est négatif sinon A1 égale a 1. A0 égale a 1 si la valeur absolue du rapport (V_β/V_α) est supérieur ou égale a $(\tan 60^\circ = 1.732)$ autrement A0 égale a 0.

3^{ème} étape: Calcul Des Variables X, Y Et Z :

Dans le cas où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1 *Fig-II-7*, la détermination de T_1 et T_2 est donnée par la projection du vecteur \bar{V}_s sur les axes (α, β) :

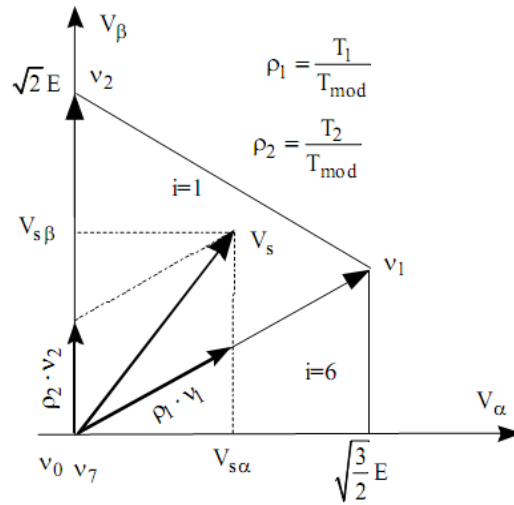


Fig-II-8: projection du vecteur de référence pour le secteur S_1 .

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \frac{T_1}{T_e} |\bar{V}_1| + x \cdot \cos 30^\circ \\ V_{s\beta} = \frac{T_2}{T_e} |\bar{V}_2| \\ x = \frac{V_{s\beta}}{\tan 60^\circ} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

D'après le tableau (II.4) les périodes de application de chaque vecteur adjacent est donnée par:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T_e}{2E} (\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha \text{ ref}} - \sqrt{2} \cdot V_{s\beta \text{ ref}}) \\ T_2 = \sqrt{2} \frac{T_e}{E} V_{s\beta \text{ ref}} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

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

En effectuant même calcul pour chaque secteur.

Le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables X, Y, Z suivants :

$$\begin{cases} X = \frac{T}{E} \sqrt{2} \cdot V_{s\beta \text{ ref}} \\ Y = \frac{T}{E} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot V_{s\beta \text{ ref}} + \frac{\sqrt{6}}{2} V_{s\alpha \text{ ref}} \right) \\ Z = \frac{T}{E} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot V_{s\beta \text{ ref}} - \frac{\sqrt{6}}{2} V_{s\alpha \text{ ref}} \right) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Pour le secteur 1, $T_1 = -Z$ et $T_2 = X$.

4^{ème} étape: Calcul Des T_1 Et T_2 Pour Chaque Secteur :

Les durées T_1 et T_2 d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs de X, Y et Z sont données par le tableau suivant :

Secteur	1	2	3	4	5	6
T_1	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
T_2	X	Z	-Y	-X	-Z	Y

Tableau-II-6: l'état des T_1 et T_2 pour chaque secteur

5^{ème} étape: Génération Des Signaux Modulants T_{aon} , T_{bon} Et T_{con} :

Les signaux modulants sont générés d'après les formules suivantes :

$$\begin{cases} T_{aon} = \frac{T_e - T_1 - T_2}{2} \\ T_{bon} = T_{aon} + T_1 \\ T_{con} = T_{bon} + T_2 \end{cases} \quad (II.13)$$

6^{ème} étape: 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_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_b	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_c	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}

Tableau-II-7: les signaux de commande (S_a, S_b, S_c) en fonction de T_{xon}

II.7.Simulation et Modelisation de l'Onduleur SVM :

Pour vérifier les performances de cette technique (SVM), nous avons procédé à une simulation sur Matlab/Simulink d'un onduleur de tension à modulation vectorielle (SVM).

II.7.1 Bloc de Simulation de l'Onduleur SVM :

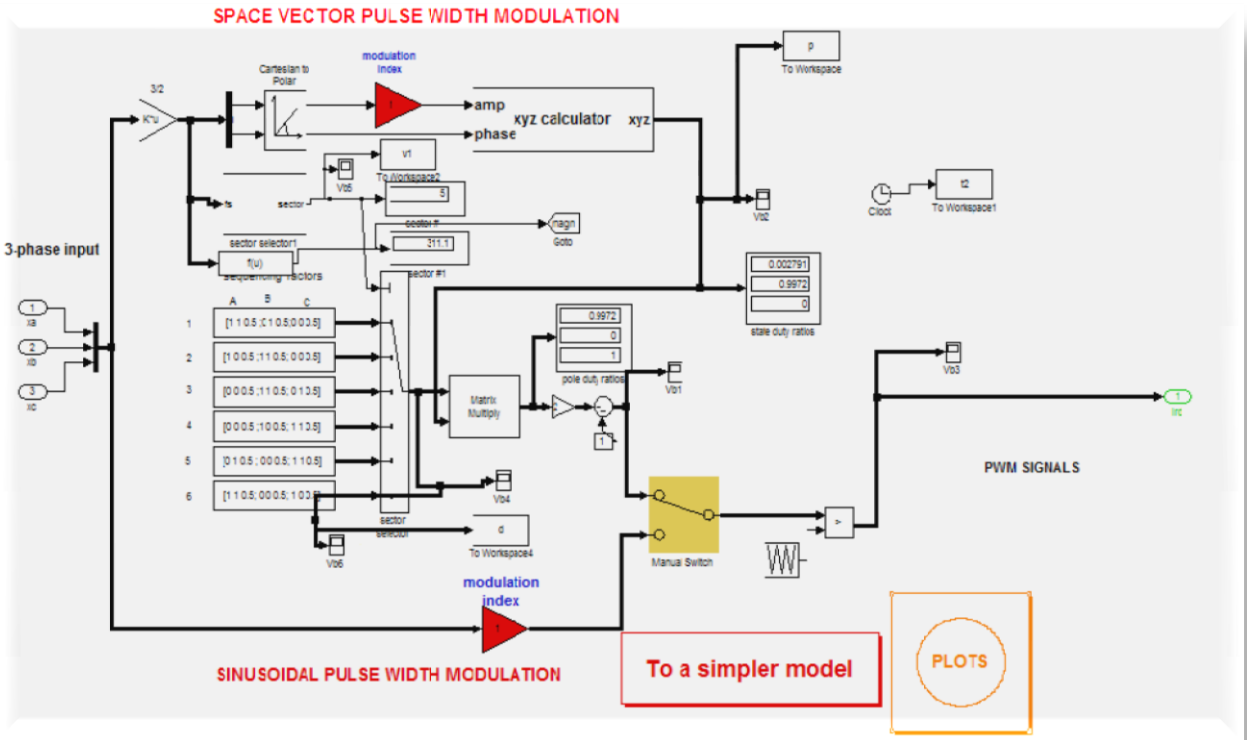
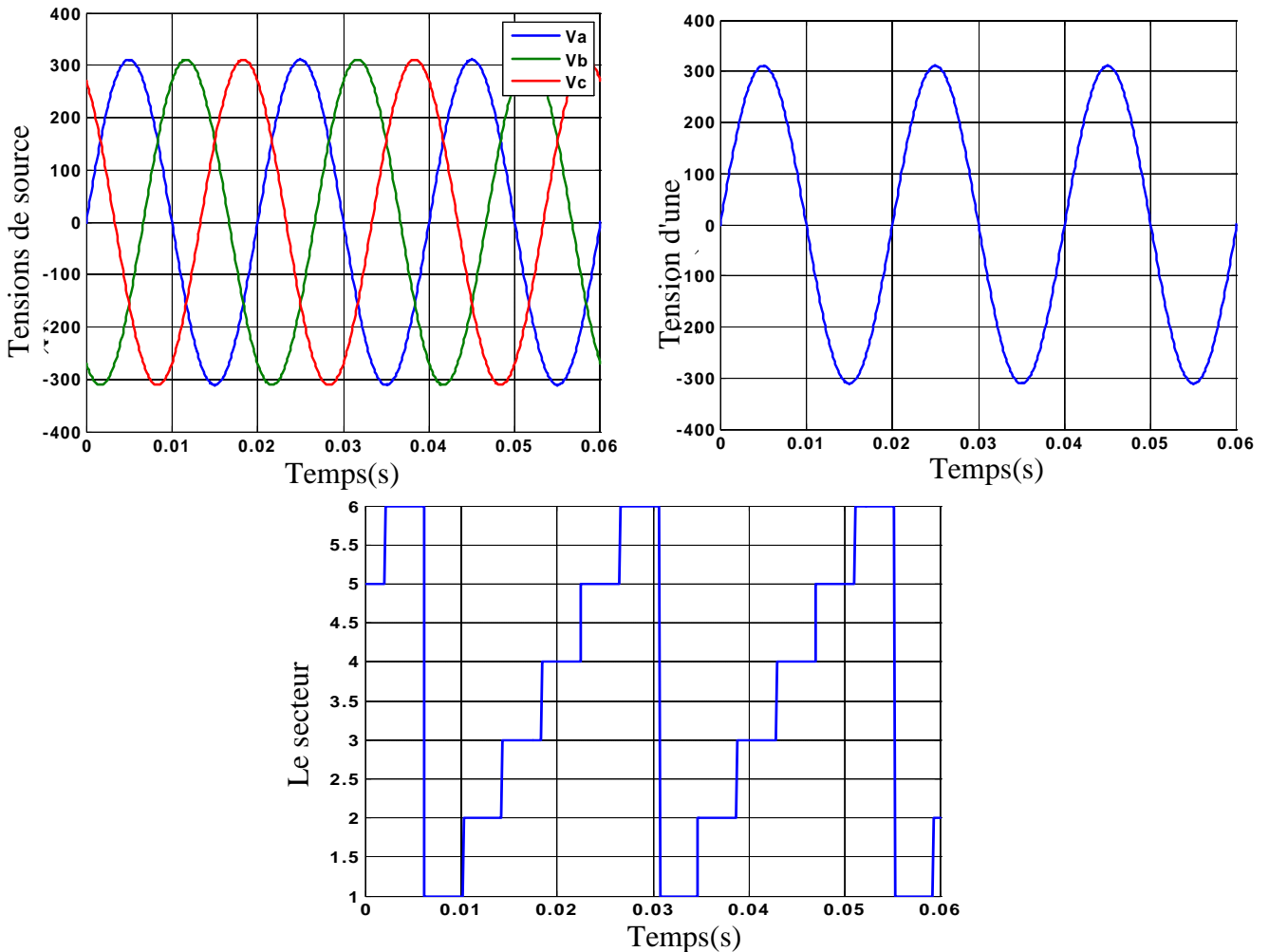


Fig-II-9: Schéma de simulation de l'onduleur SVM

II.7.2. Résultats de Simulation :



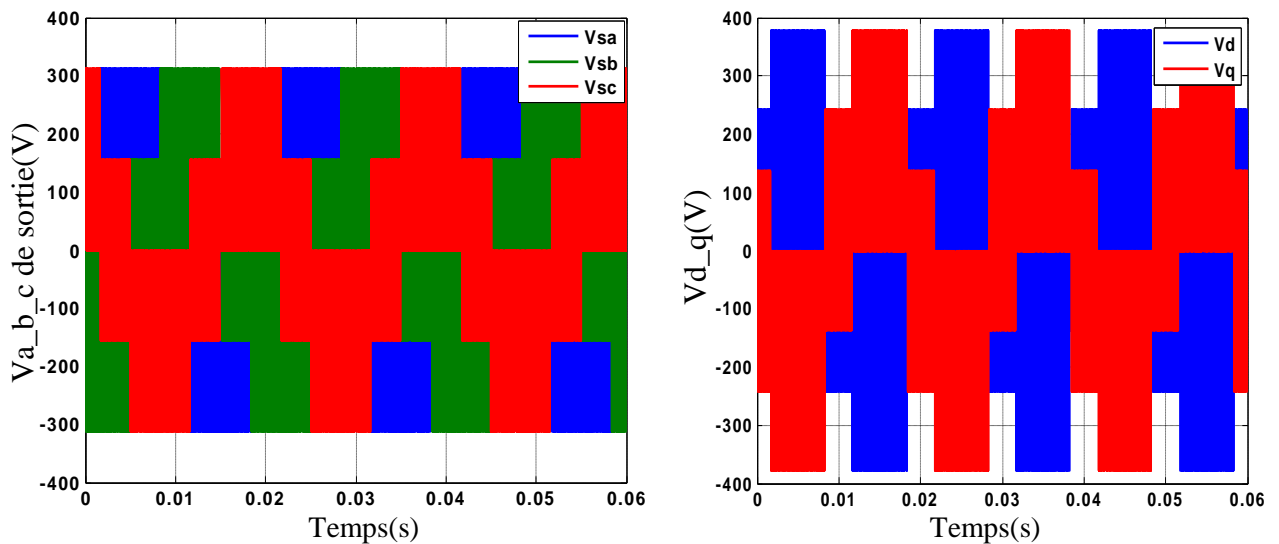


Fig-II-10: Résultats de simulation de l'onduleur SVM

Ii.7.3. Interprétation Des Résultats :

A partir des résultats de simulation de l'onduleur SVM nous avons remarqué que la forme du signale de sortie de l'onduleur est approximativement à une forme sinusoïdale. Donc l'utilisation de la SVM permet de réduire les ondulations et les harmoniques au niveau de la tension de l'alimentation de la MAS.

II.8. Conclusion

Le développement de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) a apporté une plus grande souplesse dans le contrôle des convertisseurs. Parmi les variantes de la technique MLI, la plus importante de ces derniers temps essentiellement dans la conduite des machines à courant alternatif, c'est une technique dite modulation vectorielle ou (SVM). Le principe de cette technique repose sur la sélection de la séquence et le calcul des temps de conduction ou d'extinction.

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation et la simulation de l'alimentation de la MAS avec la technique de modulation vectorielle (MLI vectorielle ou SVM qui permet de minimiser les harmoniques des grandeurs électriques) et son bloc de simulation sous le logiciel MATLAB/SIMULINK et on a représenté des résultats de simulation pour démontrer la validité de la SVM.

Dans le prochain chapitre, on va utiliser la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS pour découpler l'axe d qui représente la grandeur du flux rotorique et l'axe q qui représente la grandeur du couple électromagnétique.

Chapitre : III

Commande Vectorielle Par Orientation de Flux Rotorique

III.1.Introduction :

La vitesse variable est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie et du transport [10]. La simplicité de commander le moteur à courant continu (MCC) a permis à ce dernier d'être par excellence le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur mécanique nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises [11].

On se tourne alors vers le moteur asynchrone à cage qui ne cesse d'attirer les recherches par ces qualités incontestables. Cependant, il est à signaler que l'application en positionnement ou en régulation de vitesse du moteur asynchrone a été tardive malgré ces atouts indiscutables. C'est sans doute, la conséquence d'une difficulté de contrôle due à son fonctionnement non linéaire du part, à l'inaccessibilité des grandeurs électriques du rotor d'autre part.

Un progrès remarquable a été accompli, dans le domaine de vitesse variable, lorsque Blachke (1972) a proposé la méthode de contrôle vectorielle de la machine asynchrone dite (principe du champ orienté). Offrant désormais un outil puissant de contrôle pour la machine à induction en plus de qualités incontestables qu'elle présente [10].

Cette technique reposée sur le fait d'introduire une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage de couple similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparé. Ainsi le dispositif balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine à induction, par le système d'auto pilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor [10].

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il faut que le repère (d, q) et le flux aient la même vitesse de rotation. Il apparaît donc judicieux de choisir un référentiel lié au champ tournant. Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques.

III.2.Principe du Contrôle Vectoriel à Flux Orienté :

L'objectif de ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rende compte de la commande séparée de la grandeur Flux ϕ et de la grandeur courant I, générateur de couple. Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre I et ϕ , naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant d'excitation - producteur de flux -, et courant d'induit - producteur de couple.) [12].

La difficulté va résider justement dans le fait que, pour une machine à induction, il est difficile de distinguer le courant producteur de couple du courant producteur de flux, fortement couplés.

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (q,d), à repère tournant biphasé orienté sur ϕ_r (flux rotorique), ϕ_s (flux statorique) ou d'entrefer.

Ainsi, il est possible d'orienter les différents flux de la machine, comme suit:

- Flux rotorique : $\phi_{dr} = \phi_r$, $\phi_{qr} = 0$
- Flux statorique : $\phi_{ds} = \phi_s$, $\phi_{qs} = 0$
- Flux d'entrefer : $\phi_{de} = \phi_e$, $\phi_{qe} = 0$

La figure (III-1) représente le flux rotorique ϕ_r , le flux statorique ϕ_s , le flux d'entrefer ϕ_e :

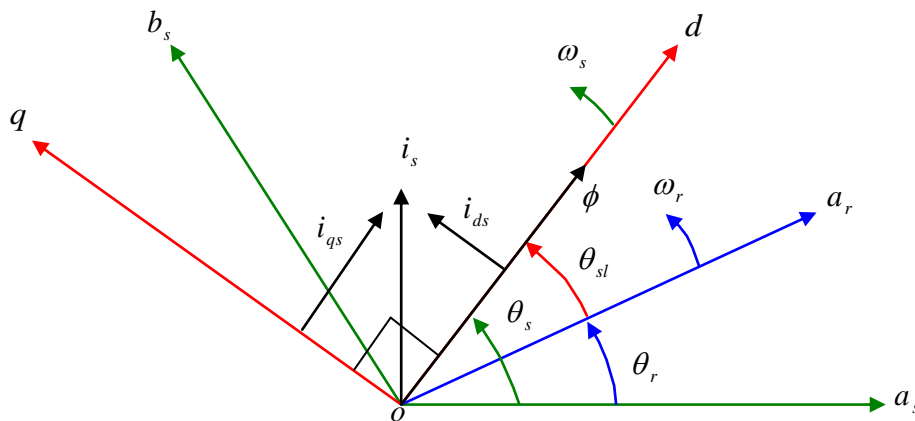


Fig-III-1: Orientation du flux (rotorique, statorique, ou d'entrefer)

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique alors :

$$\phi_{dr} = \phi_r, \phi_{qr} = 0$$

Donc :

$$\begin{cases} \phi_r = M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (\text{III.2})$$

En substituant (III.1) et (III.2) dans l'expression du flux

$$\phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} = 0 \quad (\text{III.3})$$

Il vient:

$$\phi_{sq} = L_s \cdot \sigma \cdot I_{sq} \quad (\text{III.4})$$

Ce qui conduit à l'expression du couple :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \phi_{rd} i_{sq} \quad (\text{III.5})$$

Ou encore moyennant une constante K prés, le couple devient :

$$c_e = k_2 i_{sd} i_{sq} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

$$k_2 = \frac{pM^2}{L_r} \quad (\text{III.7})$$

La présente expression est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu.

La figure (III-2) montre en générale le but recherché par cette commande

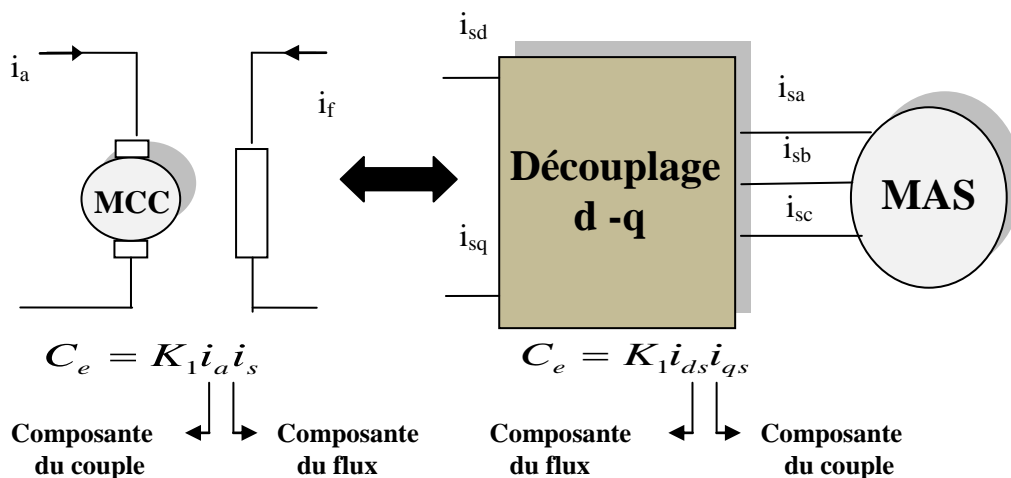


Fig-III-2: Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

Dans ce qui suit, on s'intéresse à la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique.

III.3. Commande Vectorielle Directe à Flux Rotorique Orienté :

Pour la commande directe par orientation de flux rotorique, celui-ci est régulé par une boucle de contre réaction nécessitant une bonne connaissance de son module et de sa phase.

Celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à des séries de mesure aux bornes du système.

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement, car il dépend moins des variations de paramètres de la machine [13], [14].

III.4. Equations de la machine asynchrone en régime dynamique (d, q) :

En utilisant la notation complexe :

➤ Equations des tensions :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\phi}_s \quad (\text{III.8})$$

$$0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + j(\omega_s - \omega) \bar{\phi}_r \quad (\text{III.9})$$

➤ Equations des flux :

$$\bar{\phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \quad (\text{III.10})$$

$$\bar{\phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \quad (\text{III.11})$$

L'expression (III.11) permet d'identifier \bar{i}_r :

$$\bar{i}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\phi}_r - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \quad (\text{III.12})$$

En reportant \bar{i}_r dans l'expression de (III.10).

$$\bar{\phi}_s = \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\phi}_r \quad (\text{III.13})$$

En reportant (III.13) dans (III.8), et (III.12) dans (III.9), on obtient donc :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + j\omega_s \sigma L_s \bar{i}_s + j\omega_s \frac{M}{L_r} \bar{\phi}_r \quad (\text{III.14})$$

$$0 = \frac{1}{T_r} \bar{\phi}_r - \frac{M}{T_r} \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + j\omega_r \bar{\phi}_r \quad (\text{III.15})$$

On écrira alors :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \phi_r - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \quad (\text{III.16})$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} \omega_s \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \quad (\text{III.17})$$

$$0 = \frac{1}{T_r} \phi_{rd} - \frac{M}{T_r} i_{sd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \quad (\text{III.18})$$

$$0 = \frac{1}{T_r} \phi_{rq} - \frac{M}{T_r} i_{sq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \quad (\text{III.19})$$

III.4.1. Système Des Equations A Orientation Du Flux Rotorique :

Les équations (III.16), (III.17), (III.18) et (III.19) munies de la contrainte ($\phi_{rq} = 0$) se simplifient:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \phi_r - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} \omega_s \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \\ 0 &= \frac{1}{T_r} \phi_{rd} - \frac{M}{T_r} i_{sd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ 0 &= -\frac{M}{T_r} i_{sq} + \omega_r \phi_{rd} \end{aligned} \quad (\text{III.20})$$

Ce modèle est ensuite complété par l'expression du couple électromagnétique (III.5) et par l'équation décrivant le mode mécanique.

$$C_e - C_r = (jS + f) \Omega \quad (\text{III.21})$$

Les expressions données en (III.20) sont non linéaires puisqu'elles dépendent de la vitesse du repère et de la vitesse électrique et elles sont aussi couplées, car elles comportent des termes croisés. Les termes qui ne dépendent pas du courant i_{sd} dans la première équation et du courant i_{sq} dans la deuxième expression sont appelés les "termes de couplage".

Afin d'éviter ce problème on utilise une loi de commande de découplage par termes de compensation.

En utilisant la notation de Laplace ($S=d/dt$). Le système d'équations (III.20) peut être réécrit de la façon suivante :

$$V_{sd} = (R_s + \sigma L_s S) i_{sd} + \left(\frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \phi_r - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \right) \quad (\text{III.22})$$

$$V_{sq} = (R_s + \sigma L_s S) i_{sq} + \left(\frac{M}{L_r} \omega_s \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \right) \quad (\text{III.23})$$

$$M i_{sd} = (1 + T_r S) \phi_{rd} \quad (\text{III.24})$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\phi_{rd}} \quad (\text{III.25})$$

$$\omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\phi_{rd}} \quad (\text{III.26})$$

III.5. Structure du Commande Vectorielle Directe de la MAS :

Pour une MAS alimentée en tension, les équations dynamiques du stator ne peuvent plus être négligées dans la représentation d'état.

Le problème de la commande est donc devenu plus compliqué, car on ne doit pas seulement considérer les dynamiques du rotor mais aussi celles du stator.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m T_r} \phi_r + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r} \right) i_{qs} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m r} \omega_m \phi_r + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_1 \Omega \\ C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{qs} \\ \omega_{gl} = \omega_s - \omega_{ms} = \frac{L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\phi_r} \\ \omega_m = P\Omega \end{array} \right. \quad (\text{III.27})$$

En substituant la condition dans le système d'équations présidant (III-27) et on tenant compte de l'équation de couple (III-5), on obtient :

$$\begin{cases} \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} = V_{ds} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} - \frac{L_s(1-\sigma)}{L_m} \frac{d\phi_r}{dt} \\ \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} = V_{qs} - \omega_s \left[\sigma L_s i_{ds} + \frac{L_s(1-\sigma)}{L_m} \phi_r \right] \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

En introduisons de nouvelles variables de commande U_{sd} et U_{sq} Avec E_d et E_q pour définir les termes de couplage qui sont considérés comme des perturbations.

$$\begin{cases} U_{sd} = (R_s + \sigma L_s S) i_{sd} \\ U_{sq} = (R_s + \sigma L_s S) i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

$$\begin{cases} E_d = \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \phi_r - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ E_q = \frac{M}{L_r} \omega_s \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Dans la mesure du possible de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de système mono-variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent, telles que le découplage par recteur d'état ou le découplage par compensation, nous utilisons donc une loi de découplage par compensation (figure (III.3)), en introduisons de nouvelles variables de commande U_{sd} et U_{sq} , le système devient :

$$\begin{cases} U_{sd} = V_{sd} - E_d \\ U_{sq} = V_{sq} - E_q \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Les actions sur les axes d et q sont découplées :

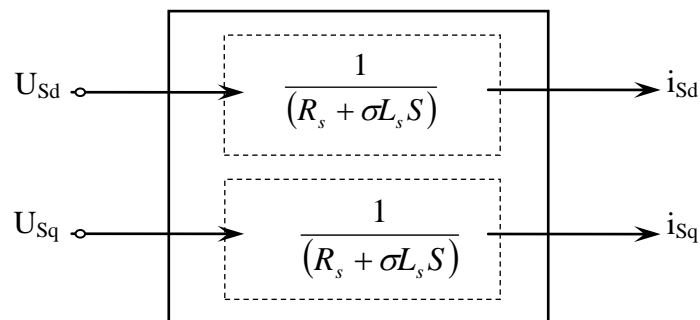


Fig-III-3 : Commande découplée - Expressions de i_{sd} et i_{sq}

Le schéma équivalent de cette structure de commande est représenté par la figure suivante :

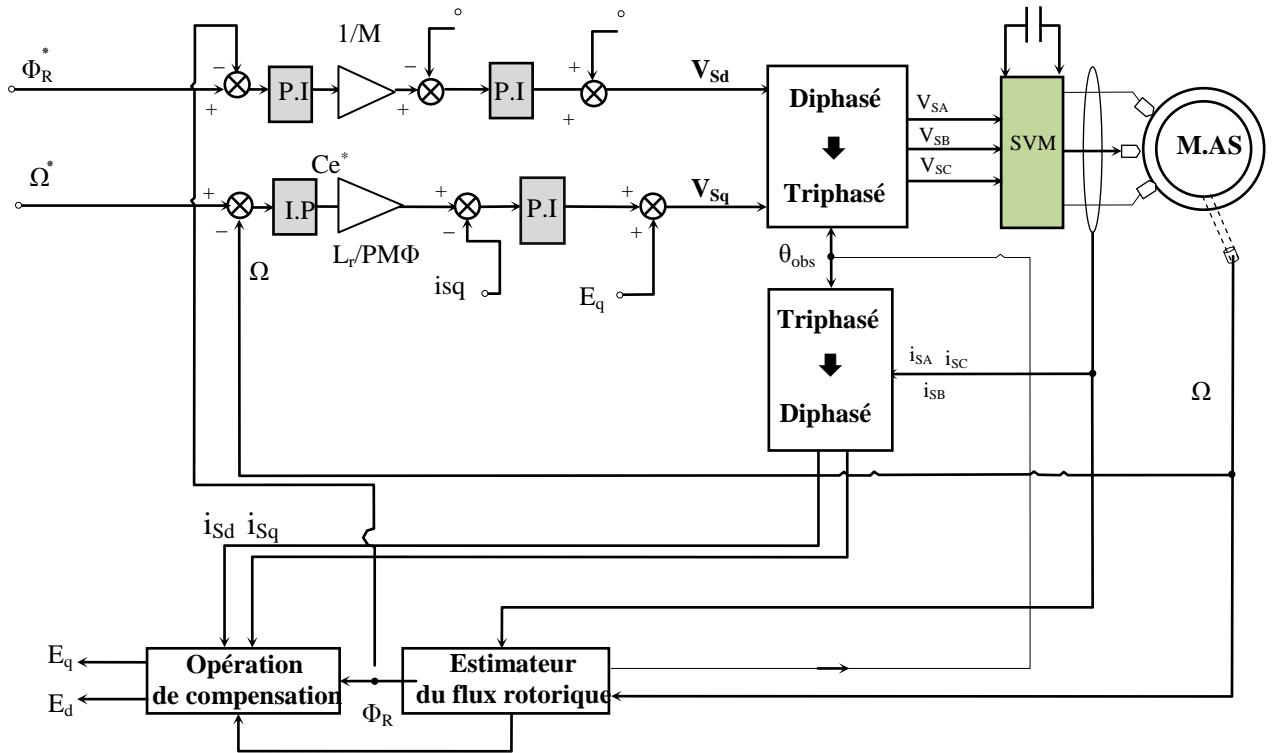


Fig-III-4: Principe de commande par contrôle vectoriel direct de la MAS en tension

III.6. Bloc de Défluxage :

Le régime de défluxage permet de dépasser la vitesse nominale de la machine. On appelle aussi régime de sur vitesse [15].

Le flux de commande est obtenu à partir d'un bloc de défluxage, permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part, et d'autre part ce bloc permette en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour des fonctionnements à puissances constantes lorsque la vitesse excédée de la vitesse nominale, c'est le cas des fonctionnements hyper-synchrones [16].

Il est défini par la fonction non linéaire suivante :

➤ sous vitesse :

$$\phi_r = \phi_{rnom} \quad \text{Pour : } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \quad \text{(III.32)}$$

➤ sur vitesse :

$$\phi_r = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \cdot \phi_{rnom} \quad \text{Pour : } |\Omega| \geq \Omega_{nom} \quad \text{(III.33)}$$

Avec :

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominale.

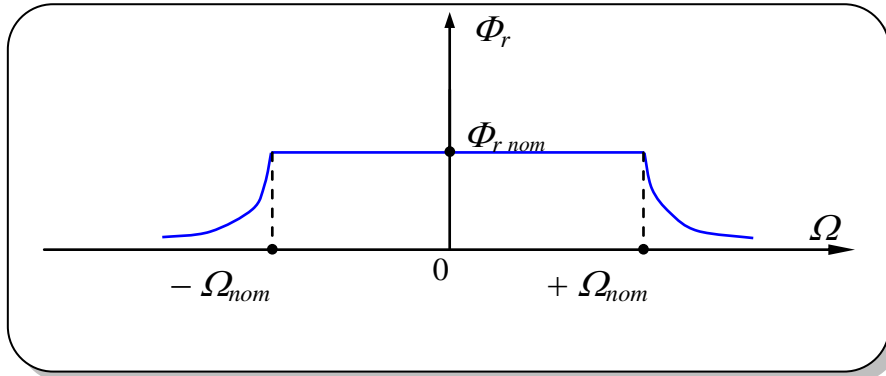


Fig-III-5 : Fonctionnement à toutes vitesses

III.7. Estimation de Flux Rotorique :

Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, elles, ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques.

De façon générale, les estimateurs du flux rotorique se présentent sous quatre formes :

- ✓ estimateur basé sur un modèle en courant.
- ✓ estimateur basé sur une méthode d'élimination.
- ✓ estimateur basé sur un modèle en tension.
- ✓ estimateur d'ordre complet.

Tous ces estimateurs sont issus des équations modélisant la machine asynchrone [17].

Du système d'équations (I.33), nous déduisons que les flux rotoriques $\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$, peut être estimé à partir des courants statoriques et de la vitesse du rotor. Cet estimateur en boucle ouverte, qui est présenté sur la figure (III.6), est basé sur un modèle dit en courant.

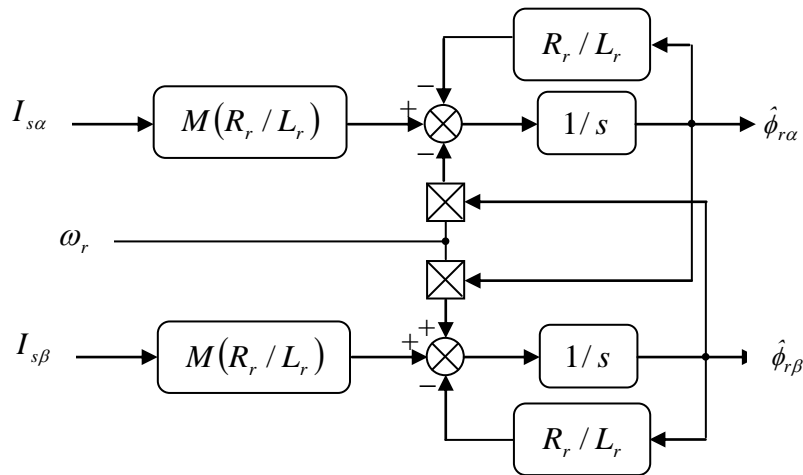


Fig-III-6 : Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte

Le module du flux est donné par : $\sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2}$ et $\theta_s = \arctg \frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}$

III.8. Calcul des Régulateurs :

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation sont de type proportionnel – Intégral (PI) et Intégral – proportionnel (IP). On a choisi ce dernier car les grandeurs à réguler sont des grandeurs continues.

Nous avons vu précédemment qu'un découplage parfait entre les axes d et q conduit à transformer notre système multi variable en deux systèmes mono-variables. Ceci permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux.

III.8.1. La Régulation Suivant L'axe d :

➤ Régulation du courant i_{ds} :

De l'équation (III-8) nous pouvons écrire:

$$i_{ds} = \frac{a.V_{ds} - e_q}{s + (a.R_s + c.R_r)} \quad (\text{III.34})$$

$$\text{Avec : } a = \frac{1}{\sigma L_s} ; c = \frac{L_m^2}{\sigma L_r L_s} ; e_q = c \frac{R_r}{L_m} \Phi_r + \omega_s i_{qs}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte, pour $e_q = 0$, est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{i_{ds}}{V_{ds}} = \frac{a}{s + (a.R_s + c.R_r)} \tag{III.35}$$

En ajoutant un régulateur *PI* de fonction de transfert :

$$F_{régid} = K_{pd} \frac{s + \frac{K_{id}}{K_{pd}}}{s} \tag{III.36}$$

Alors la boucle de régulation globale se présente comme suit :

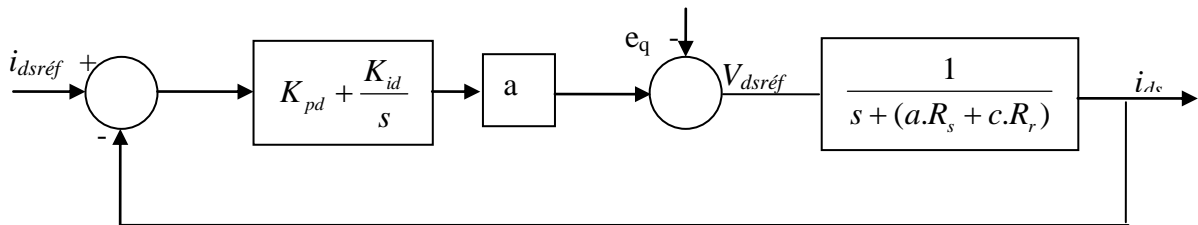


Fig-III-7 : Boucle de régulation du courant i_{ds}

La fonction de transfert globale sera :

$$F_{ids} = K_{pd} \frac{s + \frac{K_{id}}{K_{pd}}}{s} \cdot \frac{a}{s + (a.R_s + c.R_r)} \tag{III.37}$$

et en utilisant la méthode de compensation de pôle on aura :

$$\frac{K_{id}}{K_{pd}} = a.R_s + c.R_r \tag{III.38}$$

et la fonction de transfert se simplifie à :

$$F_{ids} = \frac{a.K_{pd}}{s} \tag{III.39}$$

En boucle fermée on aura :

$$F_{ids(fermée)} = \frac{F_{ids}}{1 + F_{ids}} = K_{pd} \frac{1}{1 + \frac{s}{a.K_{pd}}} \quad (\text{III.40})$$

Le temps de réponse en boucle fermée du système est :

$$\tau = \frac{1}{a.K_{pd}} \quad (\text{III.41})$$

La constante de temps électrique statorique étant $T_s=57.8 \text{ ms}$, et afin d'améliorer la dynamique du système, un temps de réponse pour le mode électrique de $\tau = 2 \text{ ms}$ sera choisi, on aura donc :

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{1}{a.\tau} \\ K_{id} = K_{pd}(a.R_s + c.R_r) \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

➤ **Régulation du flux Φ_r :**

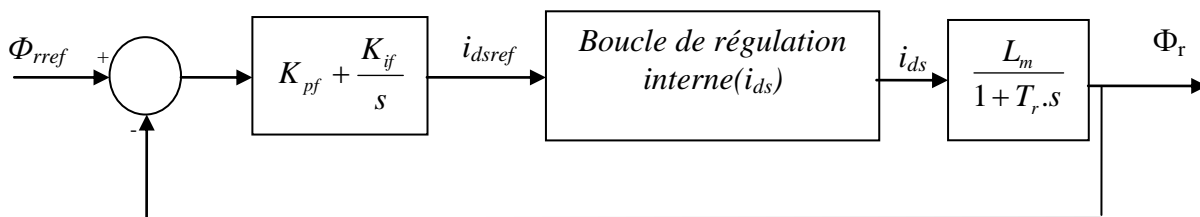


Fig-III-8 : Boucle de régulation du flux Φ_r

Pour la boucle externe du flux le calcul se fera de la même manière. Sachant que la boucle interne plus rapide a déjà atteint la valeur de référence désirée, la fonction de transfert en boucle ouverte est, d'après la figure (III-8), donnée par :

$$F_{\Phi_r} = K_{pf} \frac{s + \frac{K_{if}}{s}}{s} \cdot \frac{\frac{L_m}{T_r}}{s + \frac{1}{T_r}} \quad (\text{III.43})$$

Après compensation du pole dominant $\left(\frac{1}{T_r} = \frac{K_{if}}{K_{pf}}\right)$, le temps de réponse en boucle fermée

sera de $\left(\frac{T_r}{K_{pf} L_m}\right)$, et celui-ci sera choisi dix fois plus grand que le temps de réponse de la boucle

interne pour permettre à la boucle interne de courant d'atteindre la valeur de référence $\tau_f = 10 \cdot \tau$.

Les paramètres du régulateur seront donc :

$$\begin{cases} K_{pf} = \frac{T_r}{L_m \cdot 10 \cdot \tau} \\ K_{if} = \frac{K_{pf}}{T_r} \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

III.8.2. La Régulation Suivant L'axe q :

➤ Régulation du courant i_{qs} :

De l'équation (III.28) on peut écrire :

$$i_{qs} = \frac{a \cdot V_{qs} - e_d}{s + (a \cdot R_s + c \cdot R_r)} \quad (\text{III.45})$$

$$\text{Avec : } e_d = a \cdot \omega_r \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \omega_s i_{ds}$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_1 \Omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{III.46})$$

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rréf} i_{qs} = K_e i_{qs} \quad (\text{III.47})$$

et

$$K_e = P \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rréf} \quad (\text{III.48})$$

On remarque que le couple est commandé uniquement par i_{qs} . La fonction de transfert en boucle ouverte externe est :

$$\frac{\Omega}{i_{qs}} = \frac{K_e}{Js + f_1} \quad (\text{III.49})$$

De l'équation (III.50), on remarque qu'une action sur i_{qs} prend un certain retard par rapport à V_{qs} . Ce qui nécessite une boucle de régulation interne pour le courant i_{qs} .

En insérant un régulateur *PI* de fonction de transfert :

$$F_{rég\,iqs} = K_{pq} \frac{s + \frac{K_{iq}}{s}}{s} \quad (III.50)$$

La boucle de régulation globale se présente comme suit :

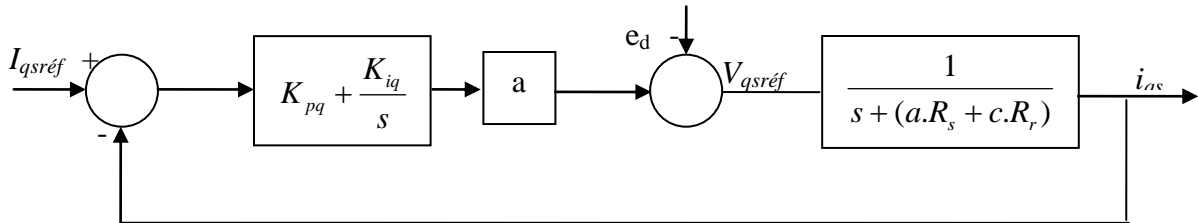


Fig-III-9 : Boucle de régulation du courant i_{qs}

La fonction de transfert de la boucle interne sera alors :

$$F_{iqs} = K_{pq} \frac{s + \frac{K_{iq}}{s}}{s} \cdot \frac{a}{s + (a.R_s + c.R_r)} \quad (III.51)$$

Et en utilisant comme précédemment la méthode de compensation de pôle on aura :

$$\frac{K_{iq}}{K_{pq}} = a.R_s + c.R_r \quad (III.52)$$

D'où la fonction de transfert se simplifie à :

$$F_{iqs} = \frac{a.K_{pq}}{s} \quad (III.53)$$

En boucle fermée la fonction de transfert est :

$$F_{iqs(fermée)} = \frac{F_{iqs}}{1 + F_{iqs}} = K_{pq} \frac{1}{1 + \frac{s}{a.K_{pq}}} \quad (III.54)$$

Le temps de réponse du système est :

$$\tau = \frac{1}{a.K_{pq}} \quad (\text{III.55})$$

En choisissant $\tau = 2 \text{ ms}$, on aura :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{1}{a.\tau} \\ K_{iq} = K_{pq}(a.R_s + c.R_r) \end{cases} \quad (\text{III.56})$$

III.8.3. Calcul Du Régulateur De Vitesse :

Le régulateur Intégral Proportionnel (IP) a été appliqué pour la commande des machines asynchrone en raison des ses divers avantages. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet des perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type IP est schématisée par la figure suivante :

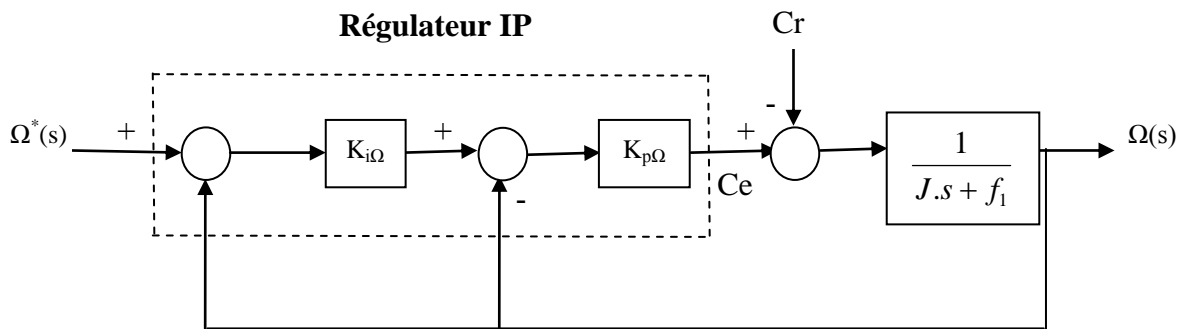


Fig-III-10 : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP

Le régulateur IP est utilisé pour le réglage de la grandeur mécanique. Ce type de régulateur est dérivé du régulateur classique Proportionnel Intégral (PI), mais a l'avantage de conduire à une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro donnée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}}s + \frac{J}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}}s^2} \quad (\text{III.57})$$

Où :

$K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ dénoter les gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse IP.

On peut voir que la vitesse de moteur est représentée par l'équation différentielle du second ordre.

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par:

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad (\text{III.58})$$

Par l'identification de l'expression (III.57) par l'expression (III.58), nous obtenons :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{III.59})$$

Puisque, le choix des paramètres du régulateur est choisi selon le choix de la constante d'amortissement (ξ) et de la pulsation naturelle (ω_n) :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\xi\omega_n - f \\ K_{i\Omega} = \frac{J\omega_n^2}{K_{p\Omega}} \end{cases} \quad (\text{III.60})$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence de dépassement. Cette technique concerne d'imposer des valeurs de la constante d'amortissement (ξ) et de la pulsation naturelle (ω_n) pour déterminer les coefficients $K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$.

III.9. Résultats de Simulation :

Les résultats de simulation de l'ensemble Commande_Machine sont définis par l'imposition des variables de référence suivantes : $\Phi_{ref} = 1 \text{ Wb}$, $\Omega_{ref} = 157 \text{ (rad/s)}$

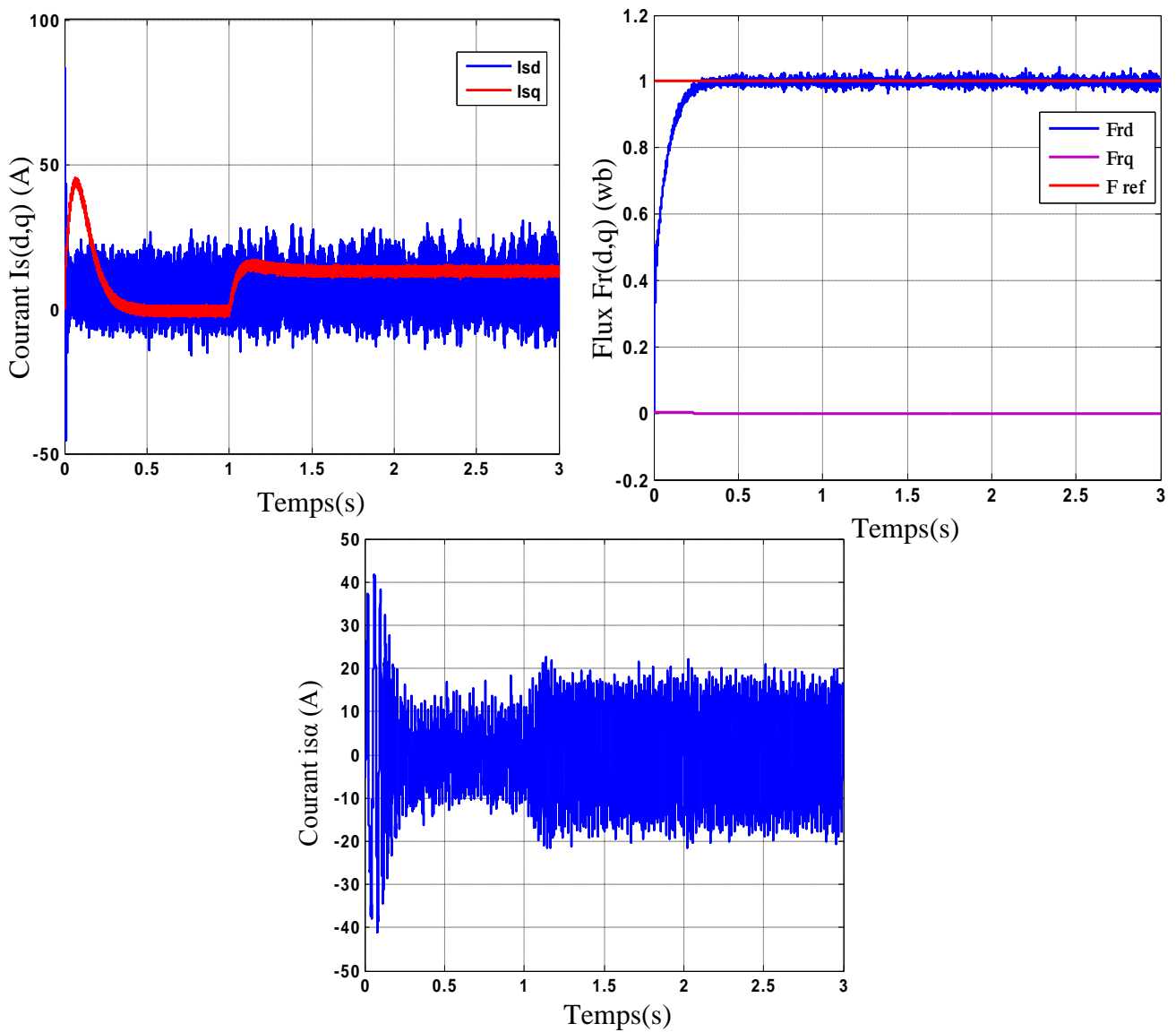


Fig-III-12 : Essai à vide puis en charge

Pour le cas de l'association MAS- onduleur, on remarque la présence des ondulations sur la réponse du couple et celle du courant. Ces Ondulations dépendent du sélectionne du secteur de l'onduleur SVM.

On remarque les flux rotoriques Φ_r suivent sa référence. Le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis converge vers zéro.

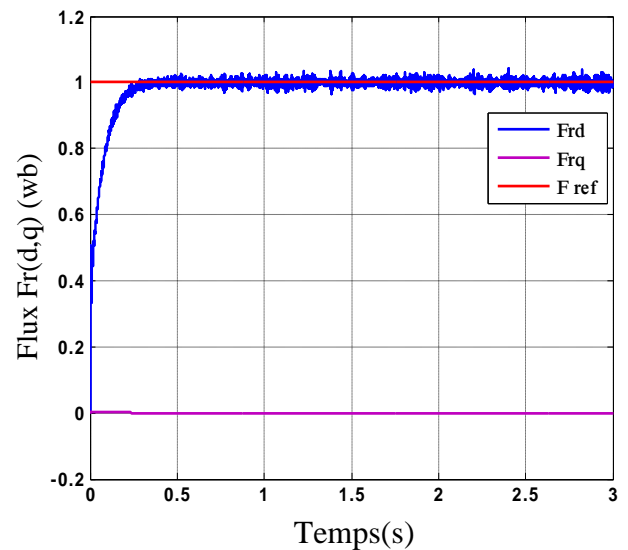
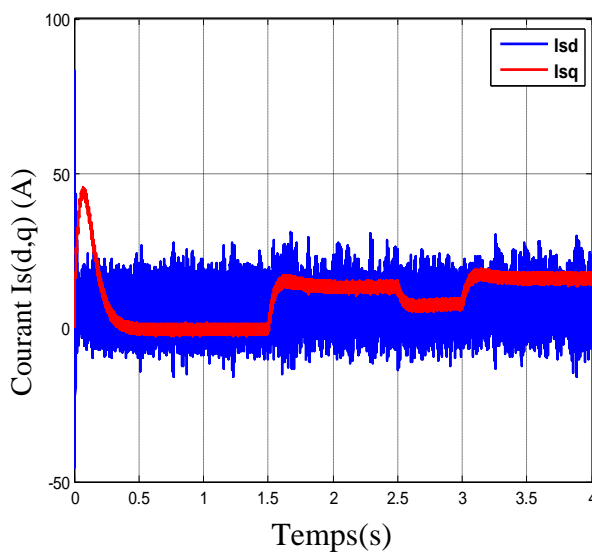
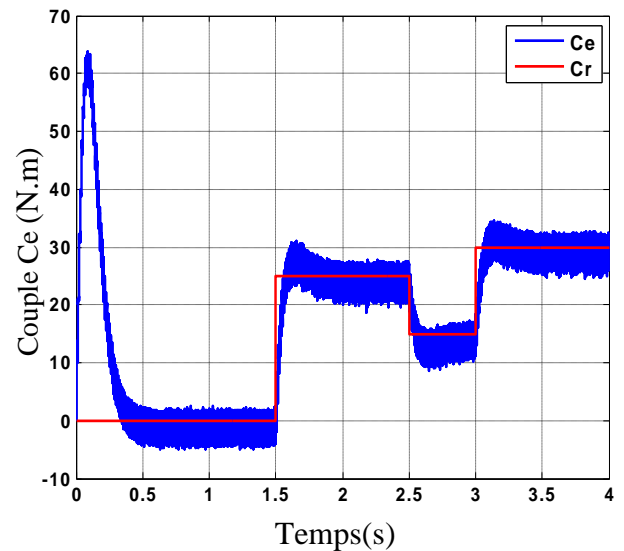
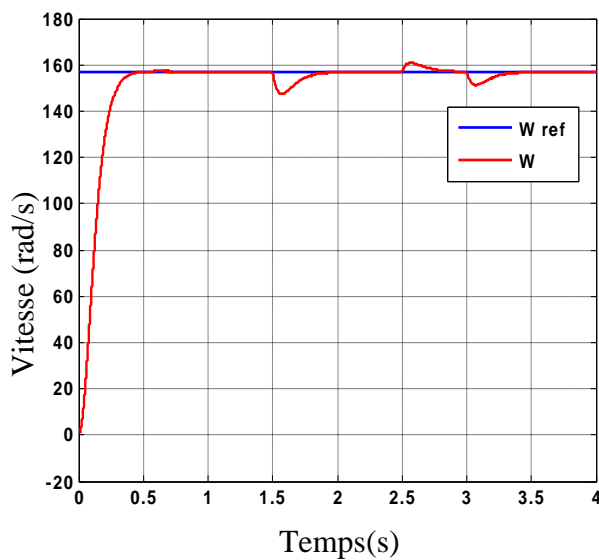
Après l'application de la charge à $t = 1s$ on remarque :

- ✓ L'allure de la vitesse présente une chute rejetée rapidement puis se stabilise à sa valeur de référence.

- ✓ Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.
- ✓ Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué (25 N.m).
- ✓ Le courant statorique suit la variation de la charge.

III.9.2. Test Avec Variation De La Charge :

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec , puis la réponse à un échelon de couple $C_r=25 \text{ Nm}$ appliqué à l'instant $t=1.5 \text{ sec}$ et à l'instant $t=2.5 \text{ sec}$ $C_r=15 \text{ N.m}$ puis à l'instant $t=3 \text{ sec}$ vous avons augmente leur valeur a $C_r=30 \text{ N.m}$



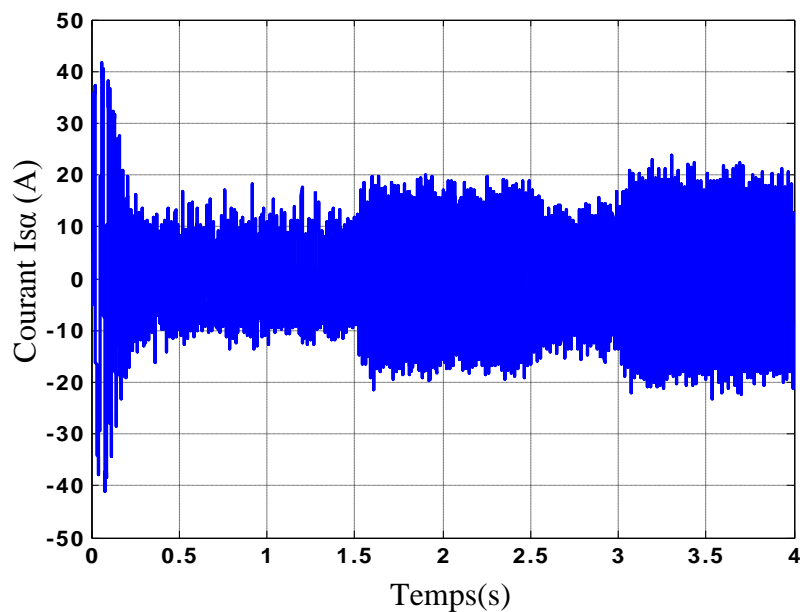


Fig-III-13 : Essai avec variation de la charge

Les résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone en tension sont illustrés par la figure (III-13), le système est soumis au test de suivi de la consigne à la variation de la charge.

Avec une consigne du flux rotorique constante, on a obtenu un découplage idéal auprès du couple, la vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_{sq} à un coefficient près.

III.9.3. Test Avec Variation De La Vitesse :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse de la figure (III-14) en faisant une diminution de la vitesse de 90 rad/s à un instant choisi de $t = 1.5$ s, puis une augmentation par rapport à cette dernière de même valeur à un instant choisi de $t = 2.5$ s.

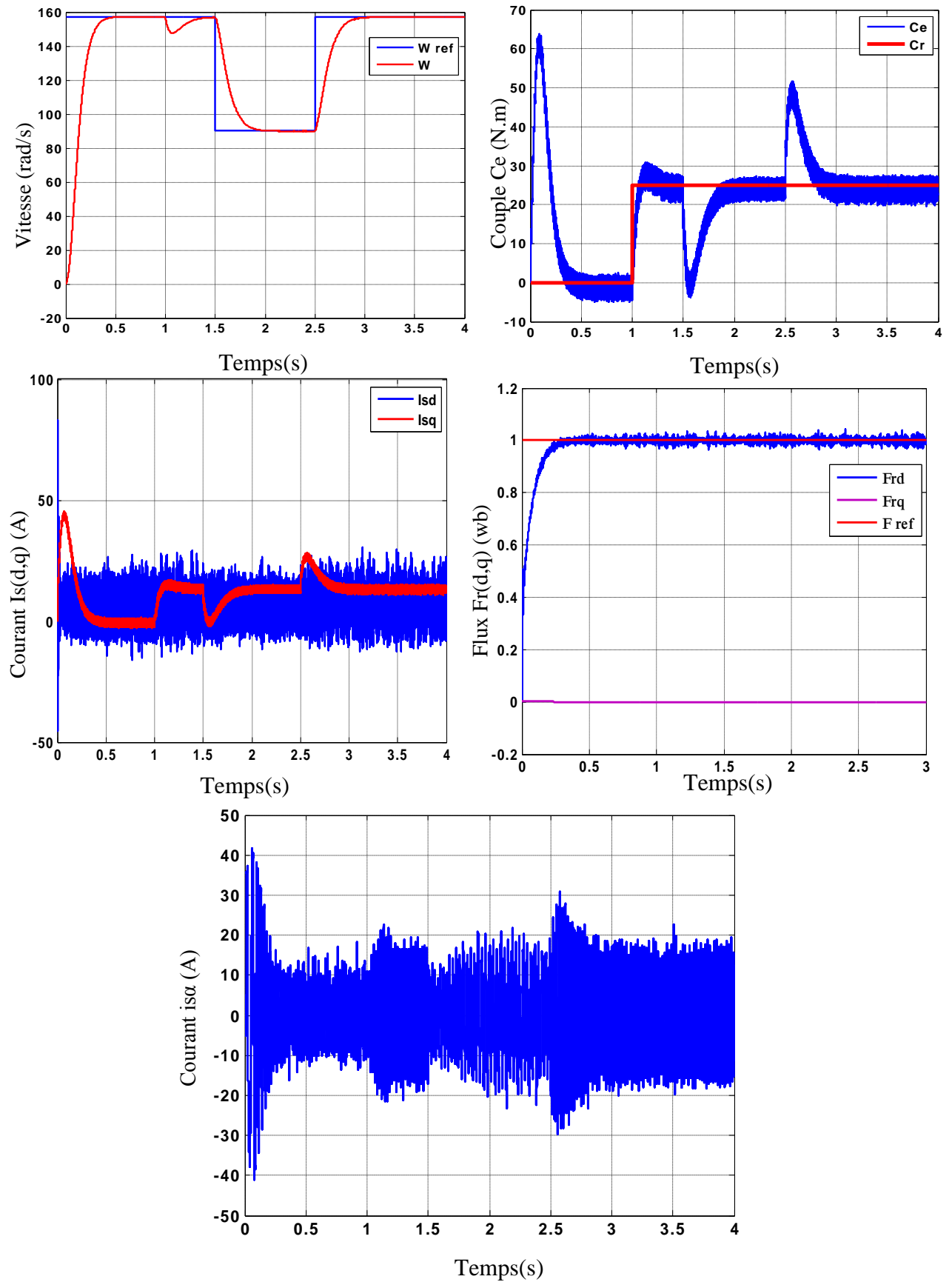


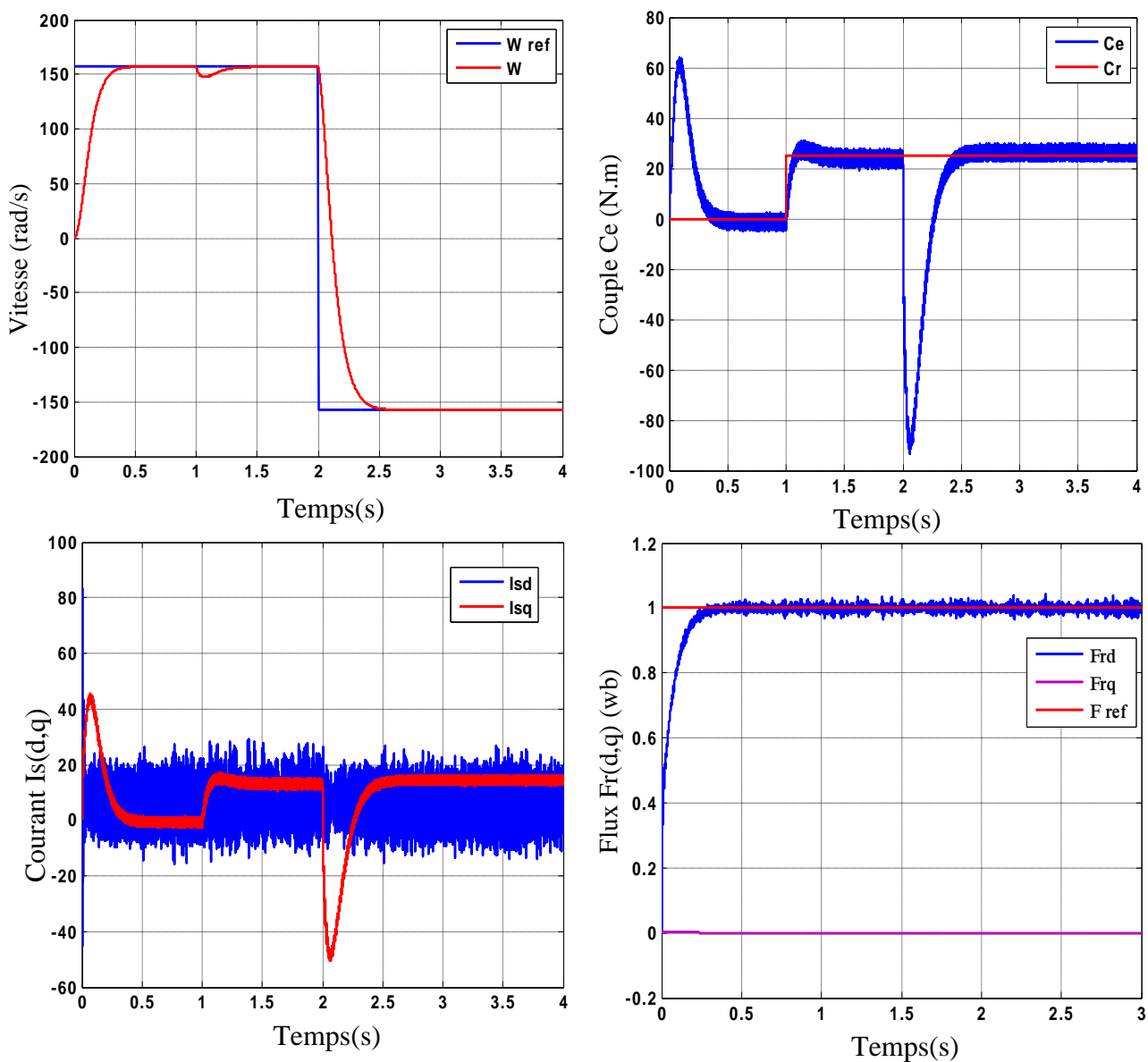
Fig-III-14 : Essai avec variation de la vitesse

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence, ce qu'indique que la régulation est robuste, Le couple électromagnétique subit un pic puis suit la cosigne.

Le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de la vitesse.

III.9.4. Test Avec Inversion Du Sens De Rotation :

Pour réaliser ce test, on a inversé le signe de la vitesse de $+157 \text{ rad/sec}$ à -157 rad/sec à partir de $t=2 \text{ sec.}$ avec application d'un couple résistant $C_r = 25 \text{ N.m}$ à l'instant $t=0.1 \text{ sec.}$ Les résultats de simulation sont illustrés par la Figure(III-15)



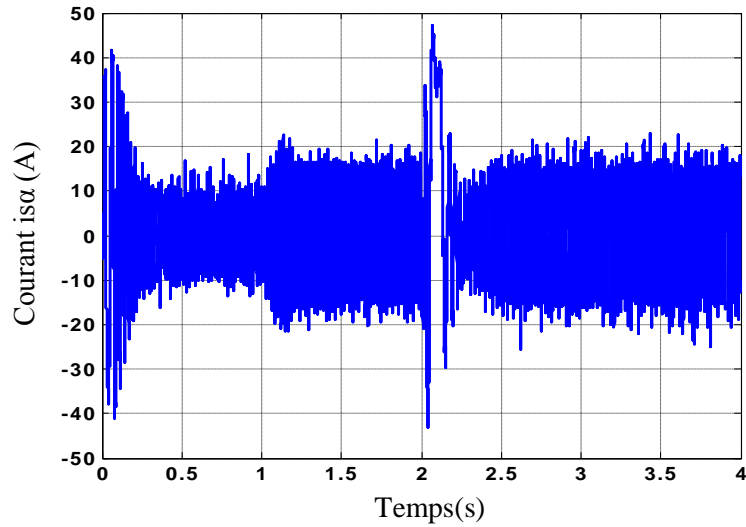


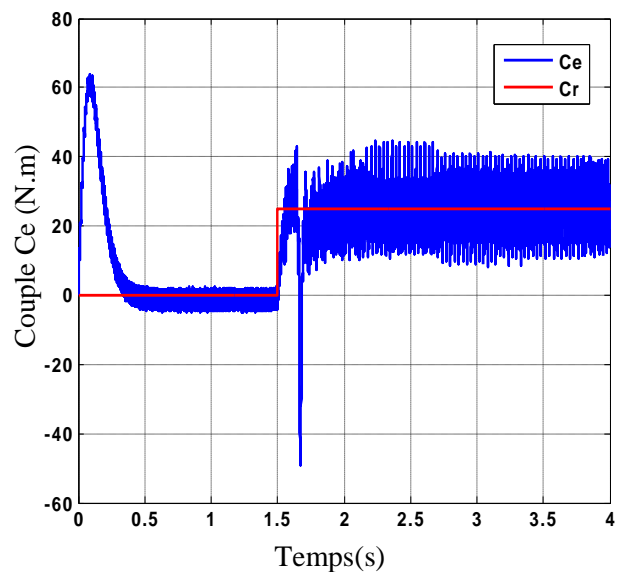
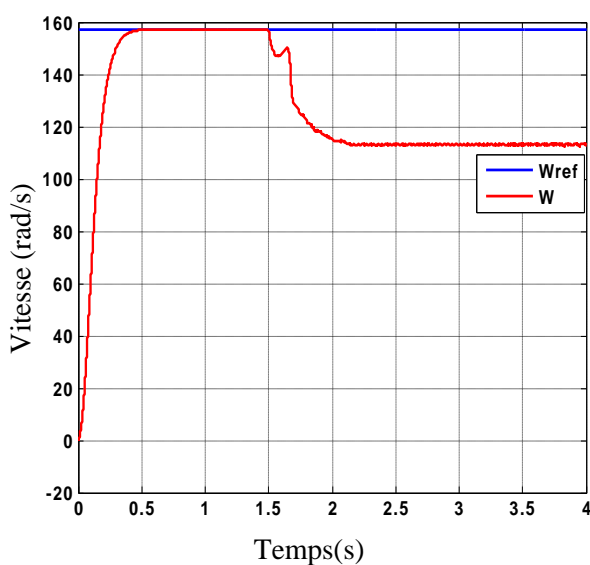
Fig-III-15 : Essai avec inversion du sens de rotation

Nous remarquons d'après les réponses montrées que la vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux. Ce qui montre par la suite que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureuse.

Lors du démarrage, nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux.

On constate que le système répond avec succès à ce type de test et le découplage entre le flux et le couple est vérifié. Donc, on peut dire que notre commande est robuste vis-à-vis des variations de charge et du sens de rotation.

III.9.5. Test Avec Variation De La Résistance Rotorique :



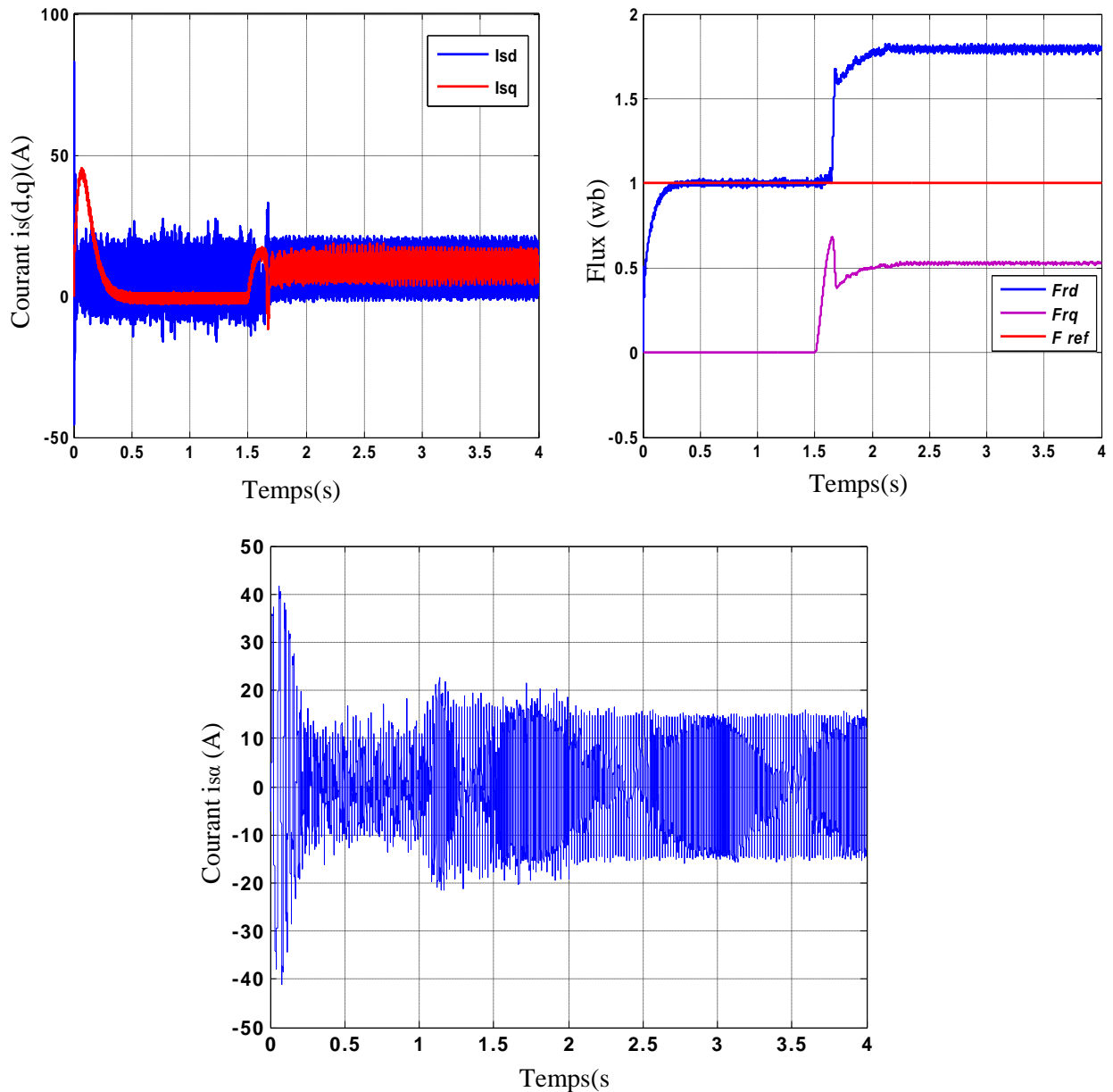


Fig-III-16: Essai avec variation de la résistance

Les performances du contrôle vectoriel direct de la machine asynchrone contre les dérives paramétriques sont testées pour une variation de la résistance rotorique. Cependant une augmentation de 50% de la résistance R_r fait engendrer des transitoires au niveau de toutes les grandeurs qui se stabilisent à leurs valeurs permanentes. Les allures de flux, sont divergent aux leurs valeurs désirées. La Figure.(III-16), ce qui confirme la dépendance de la loi de commande de la FOC de la résistance rotorique, donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes.

III.10.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié le modèle en tension de la machine asynchrone triphasée, et nous avons appliqué le découplage par orientation du flux rotorique sur ce modèle pour ses avantages par rapport aux autres (orientation du flux statorique, magnétisant).

Avec cette orientation du flux, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone, qui est limité en fonctionnement à des conditions bien précis, à cause de l'utilisation des régulateurs PI.

D'après l'étude de l'influence de la constante du temps rotorique nous avons montré la non robustesse de la commande vectorielle.

Conclusion générale

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'étude des performances d'une machine asynchrone triphasée commandée par la méthode du flux orienté alimentée par un onduleur MLI vectorielle (SVM).

Afin d'aborder cette étude, nous avons élaboré en premier lieu un modèle de l'association convertisseur statique – machine. Pour y parvenir, nous avons appliqué la transformation de PARK, il est à noter que nous avons utilisé un changement de variables de telle manière que le modèle n'introduit pas des constantes difficilement identifiables.

Nous avons utilisé la stratégie de commande de modélisation à largeur d'impulsion vectorielle pour commander l'onduleur. Nous avons montré d'après les résultats de simulation le fort couplage entre les variables internes de la machine asynchrone (flux et couple).

La commande vectorielle par orientation du flux est un outil de contrôle fort intéressant permettant de traiter la machine asynchrone de façon semblable à celle à courant continu.

La méthode de contrôle directe permet d'obtenir une commande du flux et du couple découplées comme pour une machine à courant continu à excitation séparée. Ce découplage permet d'obtenir de très bonnes réponses de l'entraînement en régime dynamique. Néanmoins, cette méthode est très sensible aux variations des paramètres de la machine.

L'étude de l'influence de la constante de temps rotorique sur la commande vectorielle, nous a permis de justifier la perte de l'orientation du flux suivant l'axe prévu. Les résultats de simulation montrent bien que l'on a réalisé une orientation au niveau du flux rotorique, mais cette orientation est perdue si la machine subit une saturation ou un échauffement.

Annexe

Annexe

Paramètres Et Caractéristiques De La MAS Utilisée

Paramètre:

R_s (Résistance du stator) = 1.2 Ω

R_r (Résistance du rotor) = 1.8 Ω

L_s (Inductance du stator) = 0.1554 H

L_r (Inductance de rotor) = 0.1564 H

M_{sr} (inductances mutuelles) = 0.15 H

Constantes mécaniques :

J (Inertie de rotor) = 0.0700 kg. M²

f (Coefficient de frottement) = 0.001 I.S

Caractéristiques :

Couple résistant= 25 N.m

Fréquence=50 HZ

Puissance = 4 kW

Fréquence = 50 Hz

Tension = 220/380 V

Vitesse = 1440 tr/min

Paire de pôle = 2

Facteur de puissance $\cos\Phi_n=0.8$

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] L. Barazane, « Commande vectorielle de la MAS alimentée en courant », Thèse de Magister ENP, 1993.
- [2] J. P. Caron, J. P. Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Editions Technique, Paris. 1995.
- [3] R. Abdessemed, M. Kadjoudj, « Modélisation des machines électriques », Presse de l'université de Batna, 1997.
- [4] C. C. De wit, « Modélisation et commande vectorielle et DTC », Hermès Science publication. 2000.
- [5] D. Swierczynski, M. Kazmierkowski, F. Blaabjerg, " DSP Based Direct Torque Control of a Permanent Magnet synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM) " .
- [6] Zhuqiang Lu, Honggang Sheng, Herbert L.Hess, Kevin M Buck, " The Modeling and Simulation of a Permanent Magnet Synchronous Motor with Direct Torque Control Based on Matlab/Simulink ", University of Idaho, Moscow, Idaho USA, 2005 IEEE, pp.7803-8987.
- [7] A. Bilal, " State Estimation Techniques For Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motor ". Thesis of doctoral the Middle East Technical University, August 2003
- [8] T. Hanene, " Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone " Mémoire de Magister, Université de Batna 2006.
- [9] B.P.Panigrahi, Dinkar Prasad, S. SenGuptu, " A simple hardware realization of switching table based direct torque control of induction motor ", Electric Power Systems Research 77 (2007) 181-190. April 2006.
- [10] K. Chaiche et M. Ben Halis, " Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone ", Mémoire d'ingénieur d'électronique, Option Contrôle, Université de M'sila, 2003.
- [11] A. Dechoucha et T. Djeddidi, " Commande par mode de glissement par imposition des pôles d'une machine à induction linéarisée par orientation du flux " », Mémoire d'ingénieur, Option : Electromécanique, Université de M'sila, 2005.
- [12] K. Hadjij et A. Seloune, " commande vectorielle de la machine asynchrone ", Mémoire d'ingénieur, Option : Electromécanique, Université de M'sila, 2004.
- [13] C. Canudas de Wit, « Commande des moteurs asynchrones 2, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC. » Edition Hermes Science Europe 2000.
- [14] K. Jelassi, « Positionnement d'une Machine Asynchrone par la Méthode du flux Orienté. » Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse, 1991.

BIBLIOGRAFIE

- [15] L. Baghli, « contribution a la commande de la machine asynchrone, utilisation de LF, RN, AG », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1. 1999.
- [16] Laieb Fadila.Gerrouche Hakima, « Etude comparative de la commande vectorielle d'une machine asynchrone », Univ. M'Sila 2004.
- [17]I. Al rouh, « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, NANCY-1. 1999.