

Chapitre III

**Modélisation et Commande vectorielle de la
machine asynchrone**

III.1 Modélisation et simulation de la MAS

III.1.1 Introduction

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

Cette modélisation permet de 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 palier aux différents effets contraignant qui peuvent accompagner généralement les opérations, de démarrage, de variation de vitesse ... etc.[33]

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

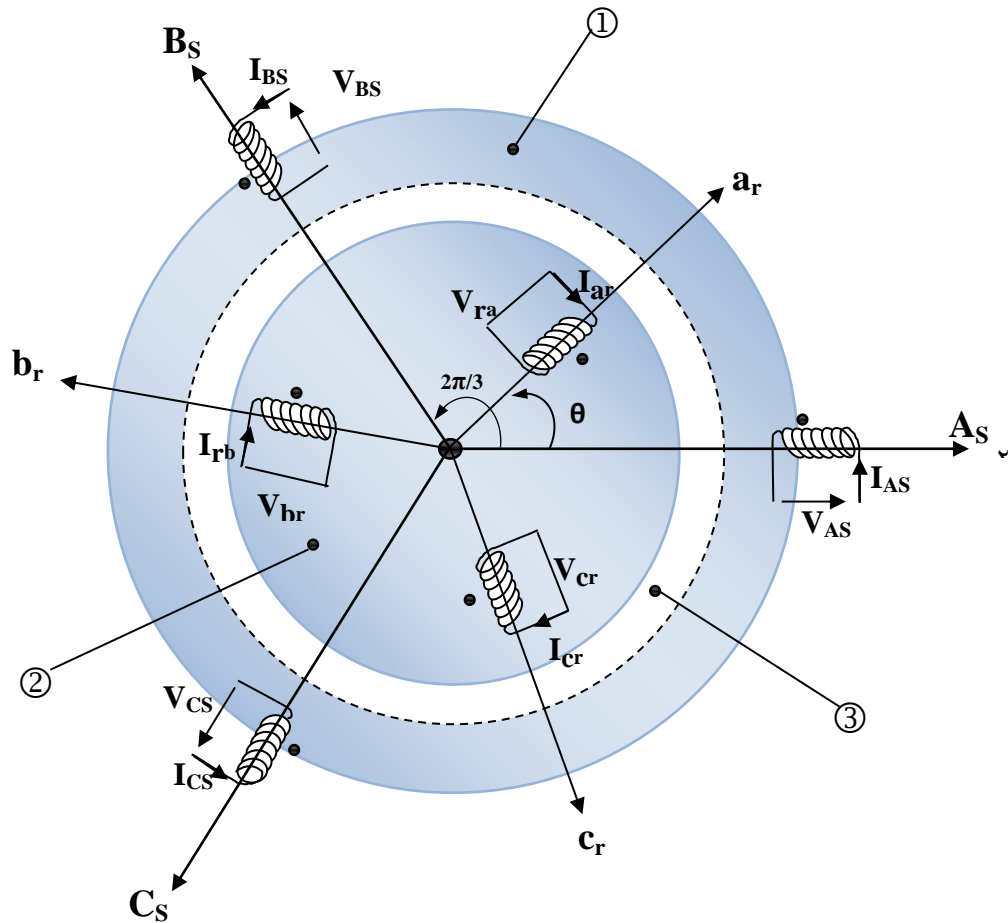
- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et enfin vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, le modèle de Park de la machine asynchrone sera présenté, suivi d'une simulation numérique en utilisant le logiciel SIMULINK sous MATLAB pour le valider. Les paramètres du modèle de la machine ainsi choisie sont donnés en annexe.

III.1.2 Description de la MAS triphasée

La machine asynchrone triphasée est munie de six enroulements, divisées comme suite [34]:

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.



① Partie fixe : Stator. ② Partie mobile : Rotor. ③ Entrefer constant.

Figure III.1 Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

III.1.3 Hypothèses simplificatrices

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétique dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [35]:

- Parfaite symétrie.
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phase que le bobinage statorique.
- Répartition sinusoïdale le long de l'entrefer du champ magnétique de chaque bobinage.
- Absence de saturation dans le circuit.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique.

III.1.4 Equations générales de la MAS triphasée

III.1.4.1 Equations électriques

Les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasé s'écrivent respectivement [34,36]:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (\text{III.1})$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (\text{III.2})$$

NB: Les tensions des phases rotoriques sont nulles, par ce qu'elles sont court-circuitées.

Avec:

$$[V_s] = [V_A \ V_B \ V_C]^T : \text{Vecteur de tension statorique.}$$

$$[V_r] = [V_a \ V_b \ V_c]^T : \text{Vecteur de tension rotorique.}$$

$$[I_s] = [I_A \ I_B \ I_C]^T : \text{Vecteur de courant statorique.}$$

$$[I_r] = [I_a \ I_b \ I_c]^T : \text{Vecteur de courant rotorique.}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_A \ \Phi_B \ \Phi_C]^T : \text{Vecteur de flux statorique.}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T : \text{Vecteur de flux rotorique.}$$

Les deux matrices des résistances statoriques et rotoriques sont:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

R_s : Résistance d'une phase du stator.

R_r : Résistance d'une phase du rotor.

III.1.4.2 Equations magnétiques

Les relations linéaires entre le flux et le courant sont exprimées sous forme matricielle comme suit [34,36]:

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (\text{III.4})$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \quad (\text{III.5})$$

Tel que:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Ainsi:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Où:

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice de l'inductance mutuelle du couplage entre stator-rotor.

$[M_{rs}]$: Matrice de l'inductance mutuelle du couplage entre rotor - stator.

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.

III.1.4.3 Equations 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) [37]:

$$C_e = P [I_{S\ ABC}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [I_{r\ abc}] \quad (\text{III.8})$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (\text{III.9})$$

Avec:

J : Moment d'inertie de la partie tournante.

Ω : vitesse mécanique du moteur.

C_e : Couple électromagnétique.

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

f_v : Coefficient de frottement visqueux.

On obtient finalement la modèle asynchrone triphasé [34,36]:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} \{[I_s]\} + \frac{d}{dt} \{[M_{sr}][I_r]\} \quad (\text{III.10})$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} \{[I_r]\} + \frac{d}{dt} \{[M_{rs}][I_s]\} \quad (\text{III.11})$$

III.1.5 Transformation de Park (modèle biphasé d'une machine asynchrone triphasée)

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 [38].

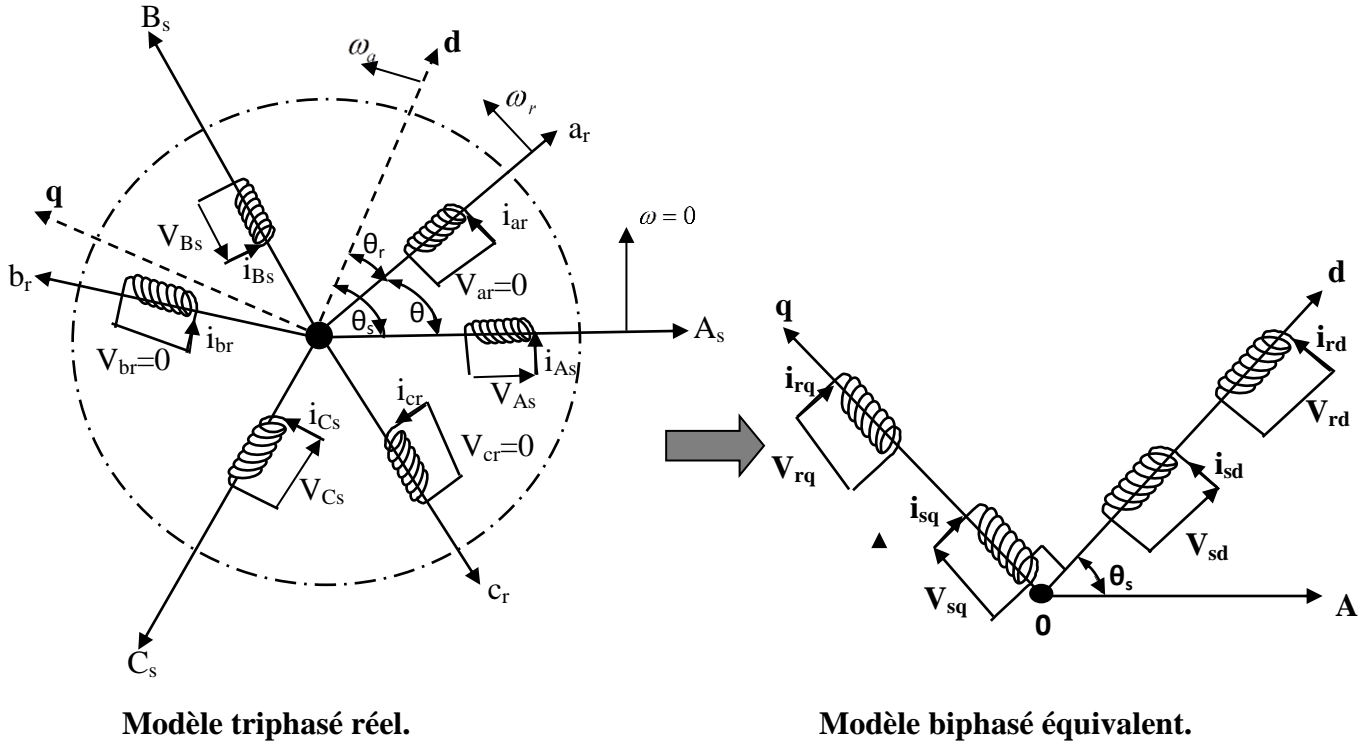


Figure III.2 Représentation de la transformation de Park.

Avec :

θ : L'angle entre l'axe (a) du rotor et l'axe (A) du stator.

θ_r : L'angle entre l'axe (a) du rotor et l'axe (d) direct.

θ_s : L'angle entre l'axe (A) du stator et l'axe (d) direct.

ω_a : La vitesse angulaire du système d'axe (d, q).

ω_r : La vitesse angulaire électrique rotorique.

L'équation qui traduit ce passage est donnée par:

- Pour les grandeurs statoriques :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

- Pour les grandeurs rotoriques :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Telle que X est une grandeur qui peut être une tension, un courant, ou un flux.

NB : La composante homopolaire du système est de valeur nulle pour un système équilibré.

Où $[P(\theta)]$ est la matrice de Park, elle définit par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

La matrice $[P(\theta)]$ est choisie orthogonale, ce qui facilite le calcul de la matrice inverse, et aussi pour conserver la puissance électrique instantanée. Alors la matrice inverse devient comme suit:

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

III.1.6 Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe diphasé qui dépend de la vitesse de rotation du référentiel choisi. Selon le choix de (W_a) on distingue [34,36] :

- Repère lié au stator (α, β) : $W_a = 0$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances.

- Repère lié au rotor $(x, y) : W_a = W$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

- Repère lié au champ tournant $(d, q) : W_a = W_s$

Ce dernier est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent constantes.

III.1.7 Application de la transformation de Park au modèle de la MAS

III.1.7.1 Equations électriques

On applique la transformation de Park aux équations (III.1) et (III.2) dans un repère lié au champ tournant (d, q) . On obtient le modèle électrique dynamique pour la machine biphasé [34,36]:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ +\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

III.1.7.2 Equations magnétiques

De même, En appliquant la transformation de Park aux équations (III.4) et (III.5), et en développant les expressions des flux elles deviennent [34,36]:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

Avec:

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique propre du stator.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique propre du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

En remplaçant les équations des flux dans les équations des tensions. On obtient le modèle de la machine asynchrone biphasé équivalent [39]:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -L_s \omega_s & M \frac{d}{dt} & -M \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & L_s \omega_s & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & -M \omega_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -L_r \omega_r \\ M \omega_r & M \frac{d}{dt} & L_r \omega_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} ; (\omega_s - \omega_r) = \frac{d\theta}{dt}$$

III.1.7.3 Equations mécaniques

Le couple électromécanique représenté dans l'équation(III.8) devient :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{III.21})$$

III.1.8 Représentation d'état du modèle de la MAS

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

Avec:

$\begin{bmatrix} A \end{bmatrix}$: Matrice fondamentale qui caractérise le système.

$\begin{bmatrix} X \end{bmatrix}$: Vecteur d'état.

$\begin{bmatrix} B \end{bmatrix}$: Matrice d'application de la commande.

$\begin{bmatrix} U \end{bmatrix}$: Vecteur de commande.

Tel que :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sd} & I_{sq} & \phi_{rd} & \phi_{rq} \end{bmatrix}^T \\ \begin{bmatrix} U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd} & V_{sq} \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

On utilisant les relations (III.4), (III.5), (III.10), (III.11), et après arrangement le système prend la forme générale suivant [34,38]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{sd}}{dt} = -R_t I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -R_t I_{sq} - \omega_s I_{sd} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega \phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + \omega \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} - \omega \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{III.24})$$

Avec:

$\omega_r = p\Omega$: Pulsation mécanique.

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion de Blondel.

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps statorique.

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

Donc la représentation d'état est donnée sous la forme matricielle suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_t & \omega_s & \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} & \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \\ -\omega_s & -R_t & -\frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r & \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

Avec:

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion total.

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

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps statorique.

$$R_t = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} : \text{Résistance totale ramenée au stator.}$$

III.1.9 Simulation du modèle de la MAS 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 effectuées par le logiciel «**SIMULINK**» sous «**MATLAB**», il offre également plusieurs méthodes de résolution numérique des équations différentielles (la méthode d'EULER simple, la méthode 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. [40]

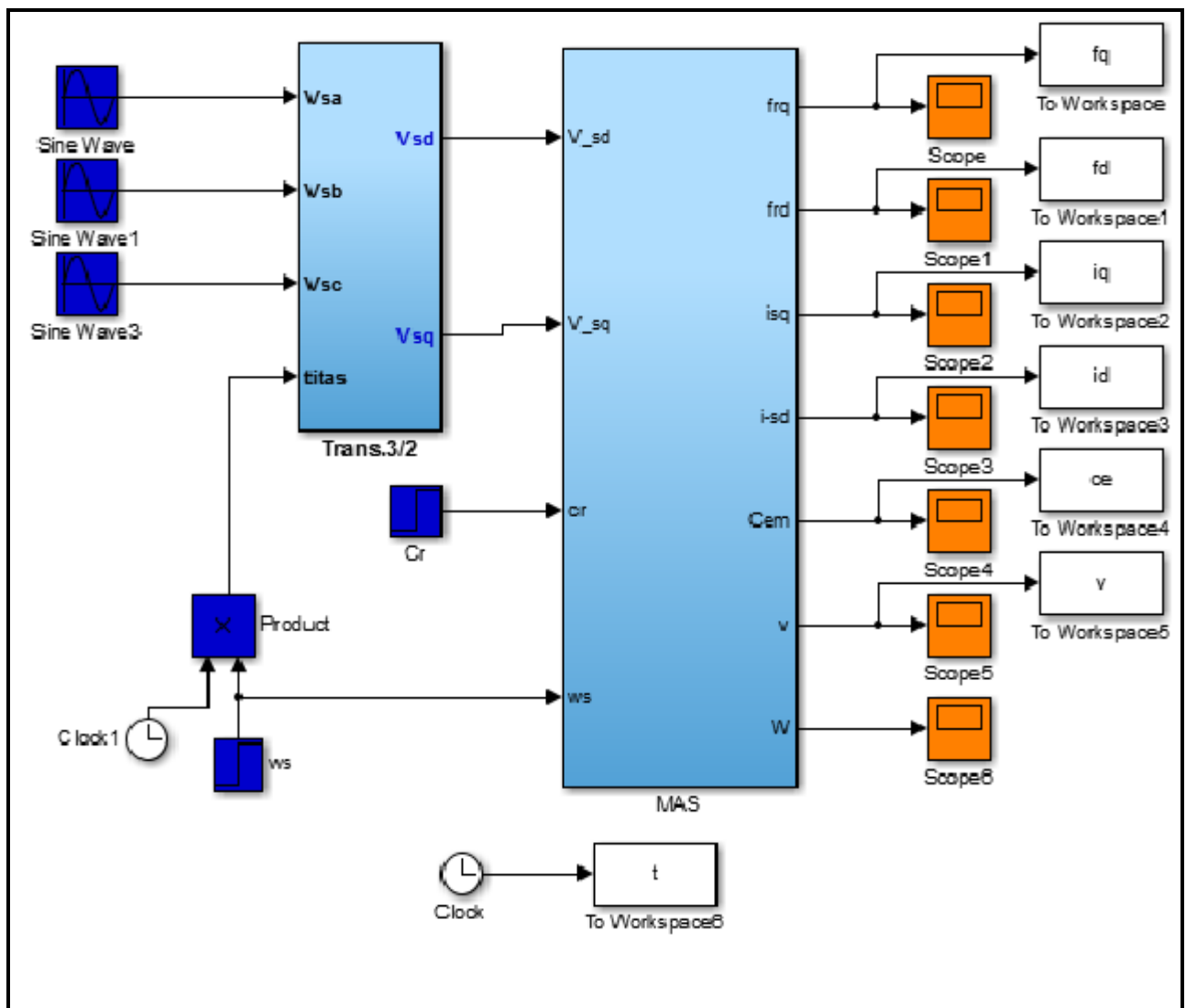


Figure III.3 Le schéma bloc Simulink sous MATLAB du moteur asynchrone.

III.1.10 Résultats de la simulation

Nous avons simulé le modèle de la machine asynchrone alimenté directement par un réseau triphasé de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ.

Les résultats de simulation sont donnés en Figure III.4. Notre machine démarre à vide, et après deux secondes de démarrage, on a insert un couple résistant de valeur nominale (10 N.m).

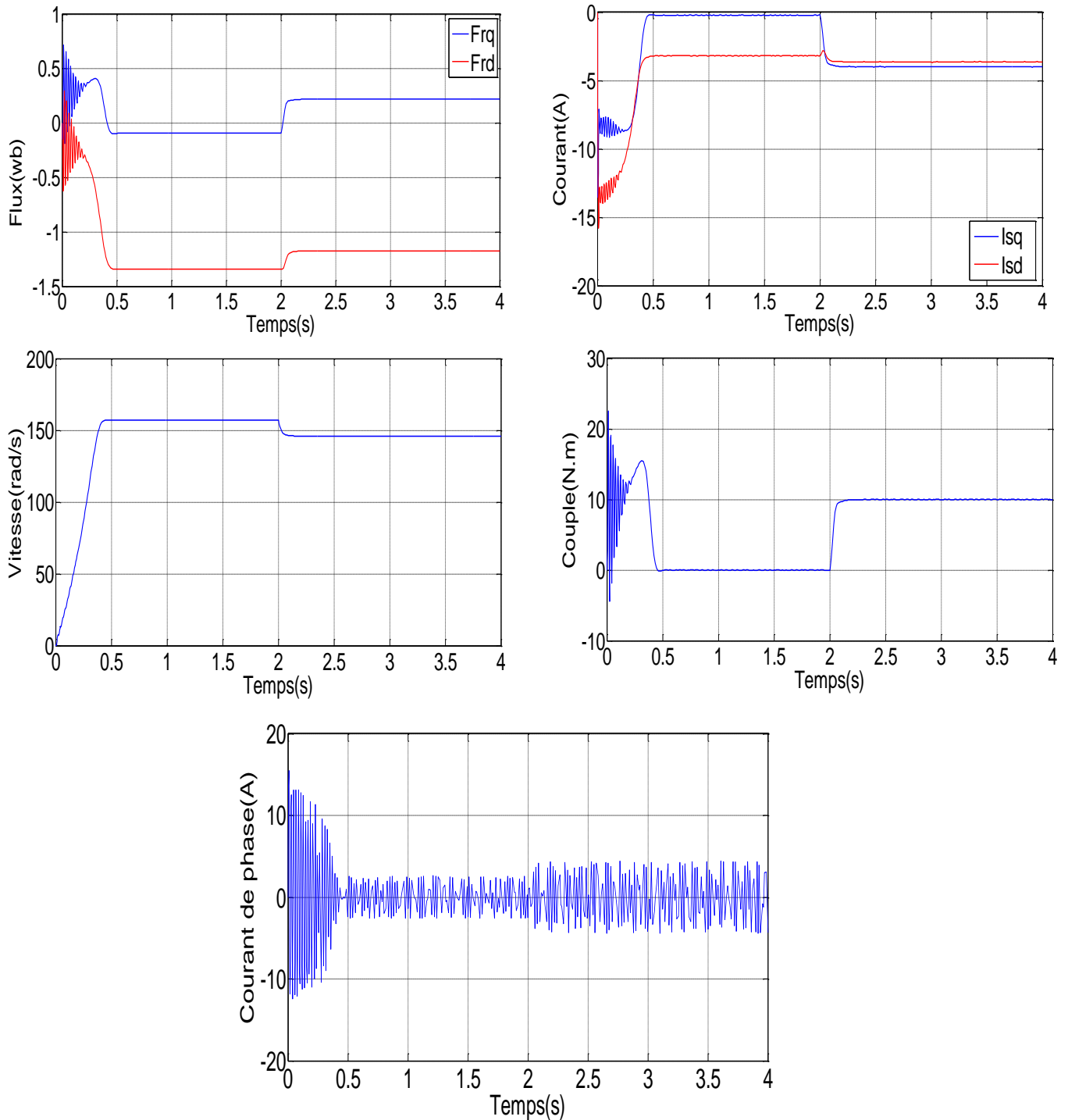


Figure III.4 Résultats de simulation de la machine asynchrone.

III.1.11 Interprétation des résultats

Lors de démarrage, un fort appel du courant apparaît et qui est nécessaire à développer un couple. Ce couple atteint donc une valeur puis se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle en régime permanent à vide.

La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant ($10N.m$) appliqué.

De même, l'introduction d'un couple de charge provoque une diminution de la vitesse de rotation de même pour le flux rotorique.

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

III.2 Commande vectorielle de la MAS

III.2.1 Introduction

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ou la position. Parmi les commandes scalaires proposées pour la commande de la machine on cite la commande $v/f=\text{constante}$ qui consiste à contrôler le couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence. Toutefois, ce type de commande ne peut pas donner des performances dynamiques appréciables à basse vitesse [41].

En 1972. Blaschke a proposé une nouvelle théorie de commande, dite par flux orienté, qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu.

Aujourd'hui grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des variateurs à machine asynchrone [42].

Dans ce chapitre nous aborderons le processus de la commande de la machine à induction avec une introduction au convertisseur statique dit « onduleur » et ces deux types de commandes en premier lieu, puis les principes de la commande vectorielle ainsi que les régulateurs du type PI en second lieu, en fin le tout sera l'objet d'une simulation qui montrera l'étude présentée.

III.2.2 Modélisation de l'association « onduleur – MAS »

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la Figure. (III.5). Sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Le convertisseur est constitué d'un redresseur triphasé et d'un filtre du côté de la source alternative et d'un onduleur de tension du côté de la machine [34,38].

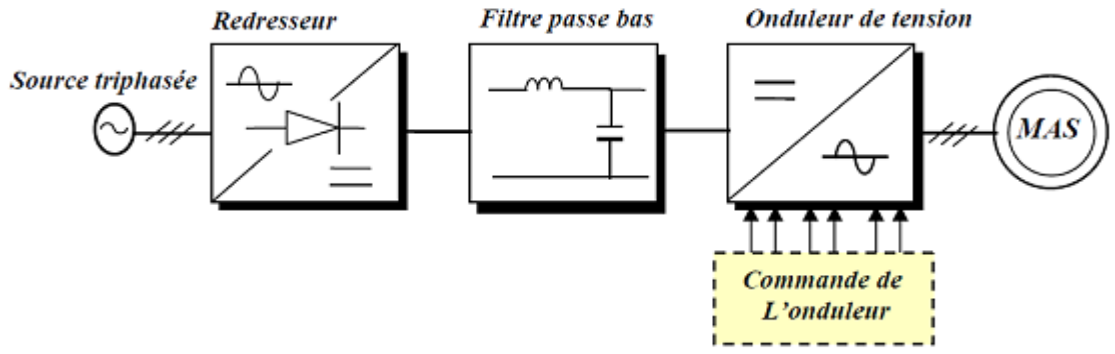


Figure III.5 Schéma de principe de l'association convertisseur – MAS.

III.2.2.1 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il est formé de trois bras indépendants portant chacun, deux interrupteurs. Un interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. Il permet d'imposer à la machine des tensions ou des courants à amplitude et fréquence variables. Pour modéliser l'onduleur, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $(U_0/2)$ connectés entre eux par un point noté (n_0) [38,39].

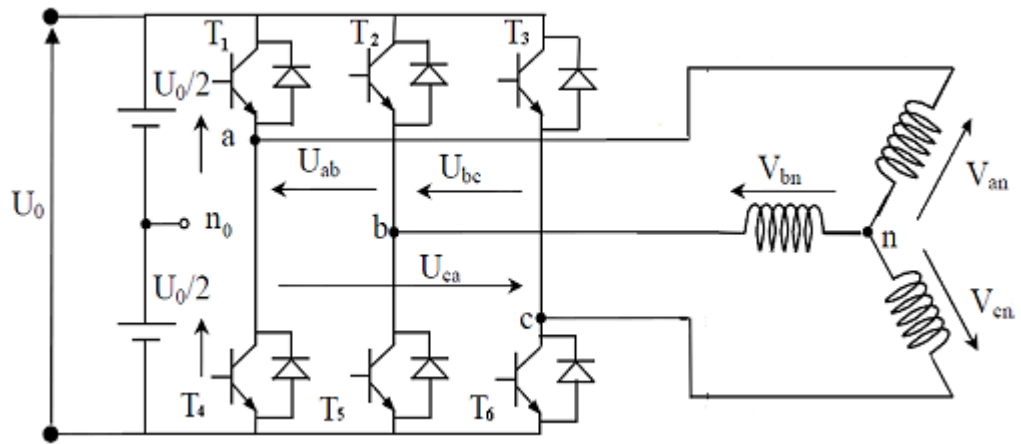


Figure III.6 Schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} , V_{cn} .

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence (n_0) :

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} + V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} + V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = \frac{1}{3}(V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}) \quad (\text{III.29})$$

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_{i+3} , les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{si } T_i \text{ est passant } T_{i+3} \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_{i+3} \text{ est passant } T_i \text{ est ouvert} \end{cases}$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits. On a donc:

$$\begin{cases} V_{an_0} = U_0 \left(S_1 - \frac{1}{2} \right) \\ V_{bn_0} = U_0 \left(S_2 - \frac{1}{2} \right) \\ V_{cn_0} = U_0 \left(S_3 - \frac{1}{2} \right) \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

En remplaçant (III.26) dans (III.27), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{an_0} - V_{bn_0} - V_{cn_0}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(-V_{an_0} + 2V_{bn_0} - V_{cn_0}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(-V_{an_0} - V_{bn_0} + 2V_{cn_0}) \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

En remplaçant (III.25) dans (III.26), on obtient les tensions simples en fonction des grandeurs logiques S_i des interrupteurs:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.32})$$

III.2.2.2 Contrôle des tensions par MLI

La MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) consiste à former chaque alternance de la tension de sortie de l'onduleur par un ensemble d'impulsions sous forme de créneaux rectangulaires de largeurs modulées de telle sorte à rapprocher cette tension vers la sinusoïde. En effet, la MLI permet de reconstituer ces tensions (ou courants) à partir d'une source à fréquence et à tension fixe (en général une tension continue). Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. Pour déterminer les instants de commutation, le principe consiste à comparer le signal de référence (modulatrice) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevé. Le signal modulé est au niveau haut (égal à 1) lorsque la modulante est supérieur à la porteuse et est au niveau bas (égal à 0) lorsque la modulante est inférieure à la porteuse [38,43].

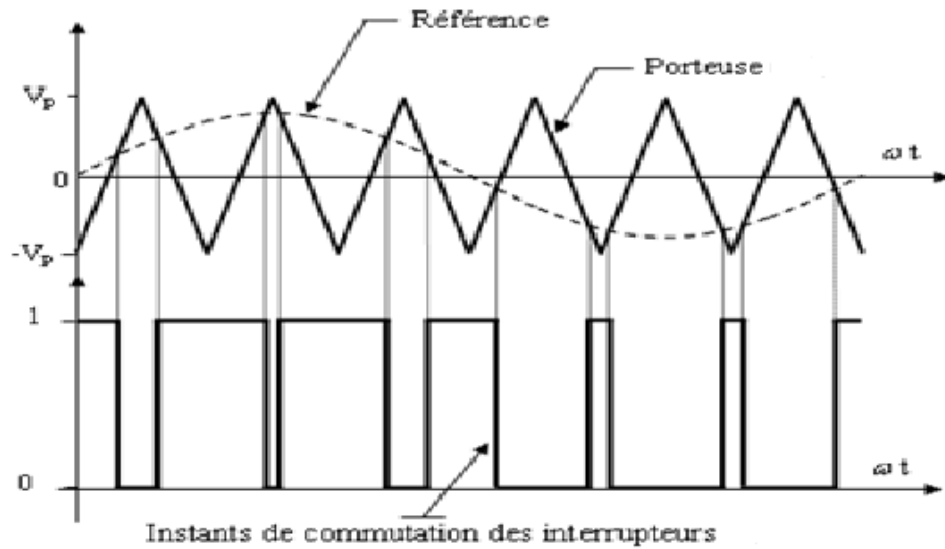


Figure III.7 Principe de la technique MLI.

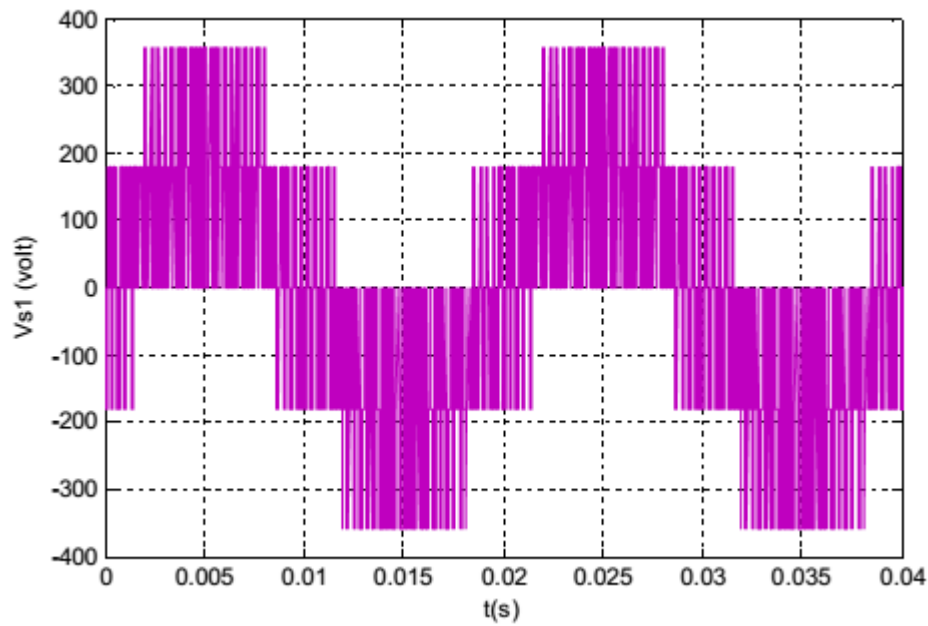


Figure III.8 Tension d'une phase de sortie de l'onduleur.

III.2.3 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage entre les grandeurs générant le couple et le flux. Pour cela, on peut régler le flux par une composante du courant statorique ou rotorique (I_{sd} ou I_{rd}), et le couple par l'autre composante (I_{sq} ou I_{rq}). Alors, la dynamique de la machine asynchrone sera ramenée à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée [43].

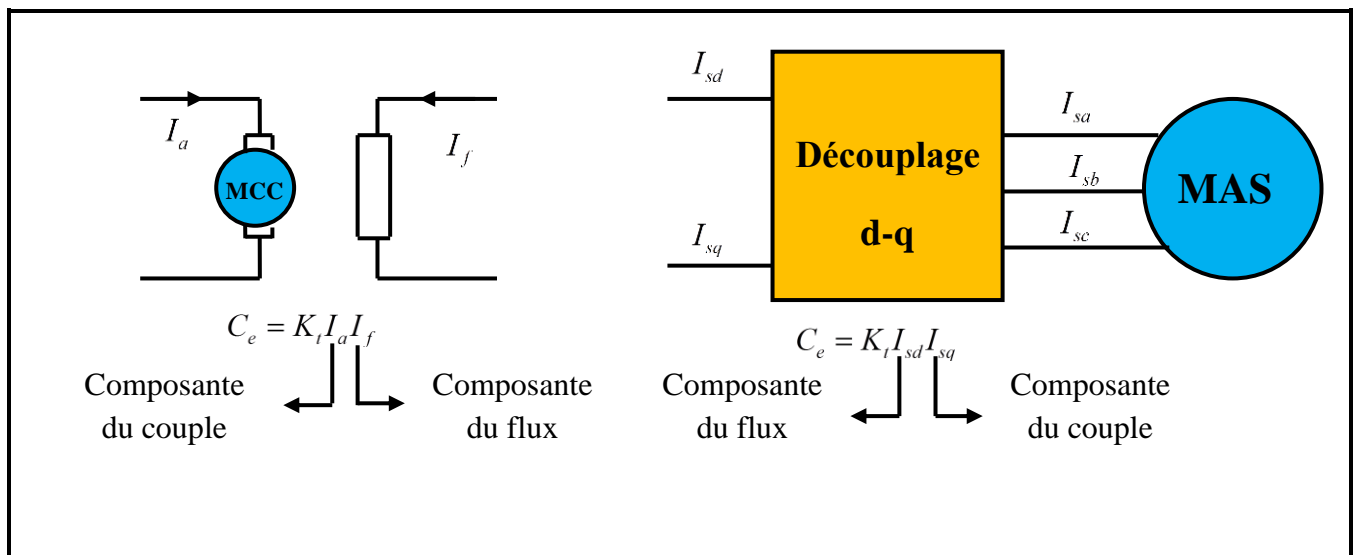


Figure III.9 Equivalence entre une commande d'une MCC et la commande vectorielle d'une MAS [44].

III.2.4 La commande vectorielle par orientation du flux

Le contrôle vectoriel permet d'imposer à la machine asynchrone un mode de fonctionnement analogue à une machine à courant continu à excitation séparée pour laquelle le couple électromagnétique est proportionnel à deux grandeurs indépendantes (le flux inducteur et le courant d'induit). La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante.[45]

Pour cela, il faut choisir un système d'axes (dq) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

Trois choix d'orientation du flux sont possibles:

- Orientation du flux rotorique à condition que : $\phi_{rd} = \phi_r$ et $\phi_{rq} = 0$;
- Orientation du flux statorique à condition que : $\phi_{sd} = \phi_s$ et $\phi_{sq} = 0$;
- Orientation du flux d'entrefer à condition que : $\phi_{d\text{ ent}} = \phi_{\text{ent}}$ et $\phi_{q\text{ ent}} = 0$;

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle permet d'obtenir un couple de démarrage important, ainsi elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [45].

Dans ce mémoire, nous nous limitons exposer le principe de base décrit avec orientation du repère (dq) suivant le flux rotorique $\phi_{rd} = \phi_r$ et $\phi_{rq} = 0$. c'est à dire:

L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que $\phi_{rd} = \phi_r$. Donc La composante $I_{rd} = 0$ du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est maintenu constant [13,14]. En effet, on a :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r = \text{cste} \text{ et } \phi_{rq} = 0 \\ V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + \dot{\phi}_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \end{cases} \text{ donc : } R_r I_{rd} = 0 \Leftrightarrow I_{rd} = 0 \text{ puisque } R_r \neq 0.$$

III.2.4.1 Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou de même de la position. La formule du couple (III.21) est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu ou le découplage est naturel entre le réglage du flux et celui du couple ce qui rend sa commande aisée. On se retrouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique vient régler ce problème de découplage [45,47]. On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit (ϕ_{rq}, I_{sd}) , alors le couple

ressemblerait fort à celui d'une machine à courant continu $C_e = (K_{Mcc} \cdot I_{ind} \cdot I_{exc})$. Il suffit, pour ce faire d'orienter le repère (dq) de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et d'avoir $(\phi_{rq} = 0)$.

Le rotor de la machine asynchrone n'ayant pas technologiquement un axe privilégié pour le flux rotorique, nous allons placer l'axe de façon à simplifier les équations différentielles régissant son fonctionnement [45].

La figure(III.8) indique la méthode d'orienter du flux rotorique sur le repère (dq) .

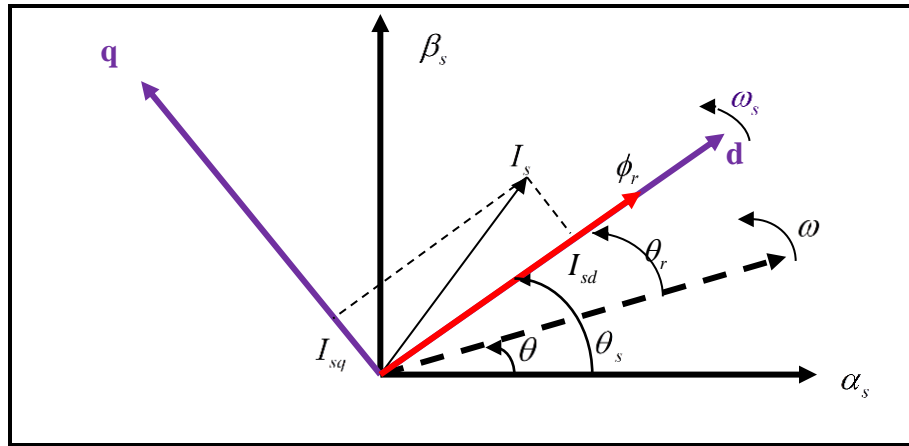


Figure III.10 Flux rotorique orienté sur l'axe (d) .

Alors, la forme du couple électromagnétique de la machine asynchrone sera :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (\phi_r I_{sq}) \quad (III.33)$$

Il existe, essentiellement, deux méthodes de commande à flux orienté, la première appelée méthode directe qui a été développée par F.Blaschke, repose sur la connaissance du flux (position et norme). La seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse, basée sur la connaissance de la position du flux seulement.

III.2.5 Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

1) Le non fiabilité de la mesure du flux :

- problème de filtrage du signal mesuré.
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

2) Le coût de production élevé (capteurs+filtre) [44,48].

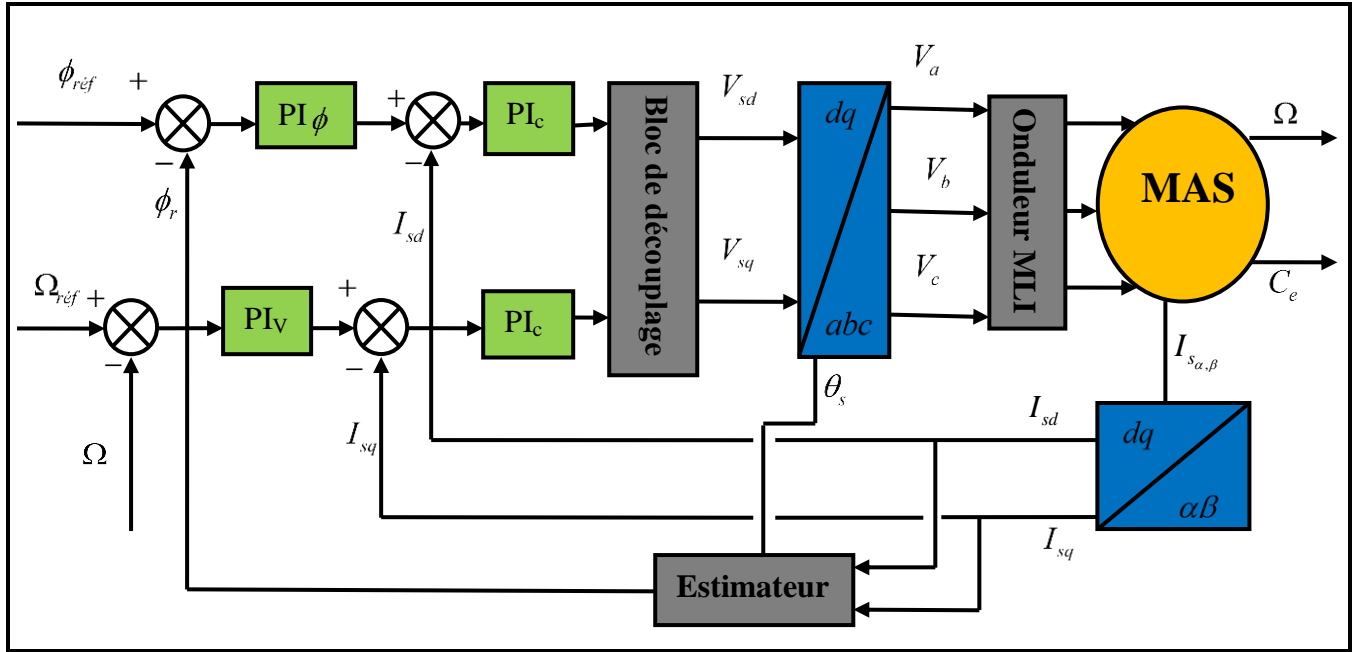


Figure III.11 Commande vectorielle directe de la MAS.

Le bloc d'estimation dans la CV directe :

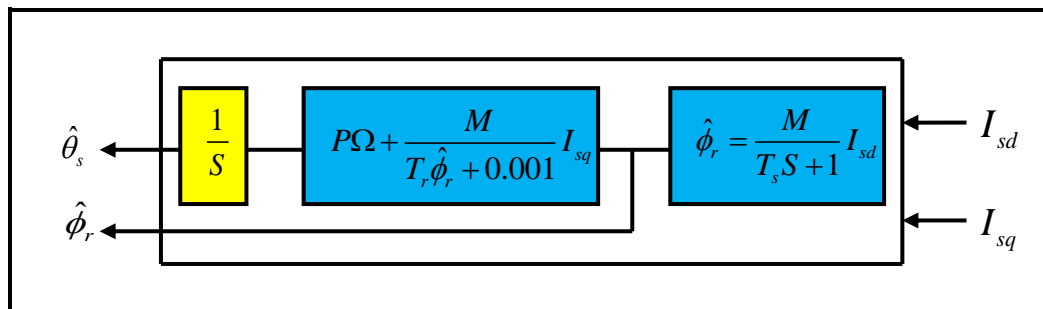


Figure III.12 Bloc d'estimation dans la CV directe.

III.2.6 Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un

estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [49].

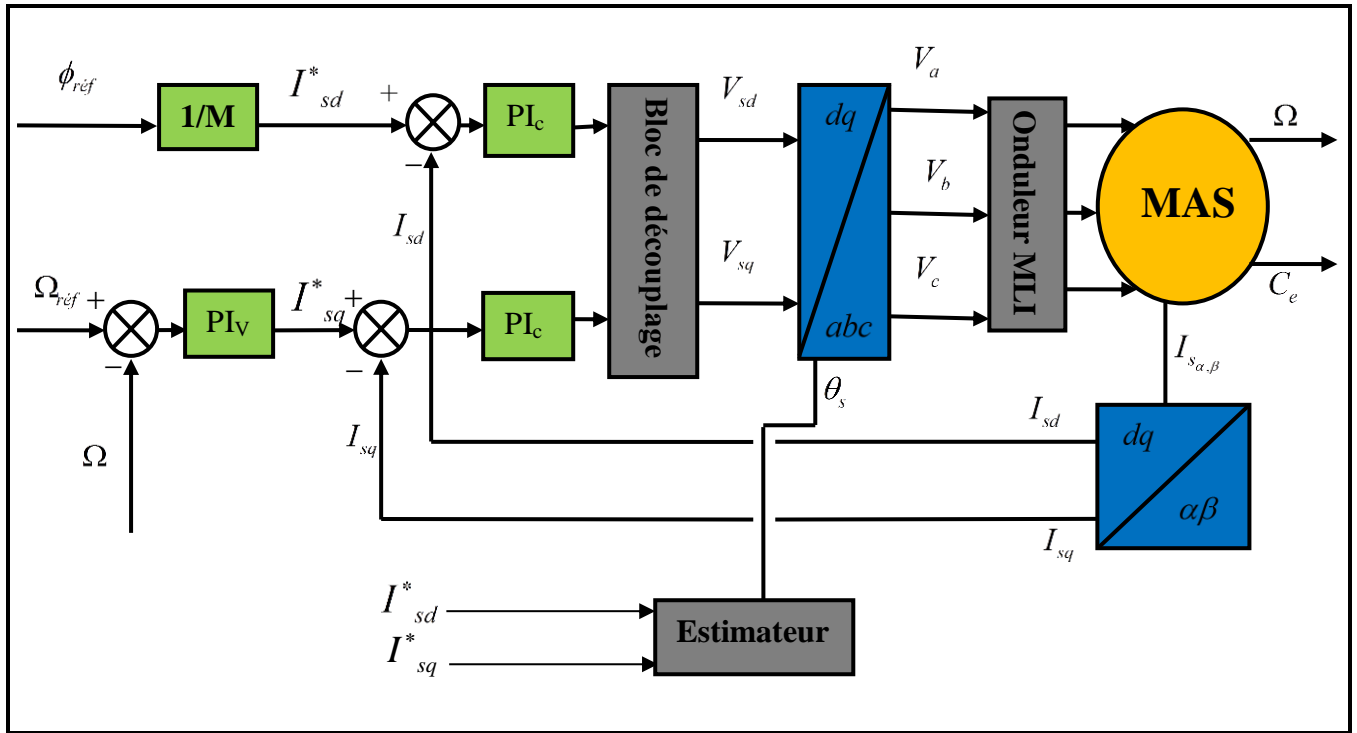


Figure III.13 Commande vectorielle indirecte de la MAS.

Le bloc d'estimation dans la CV indirecte :

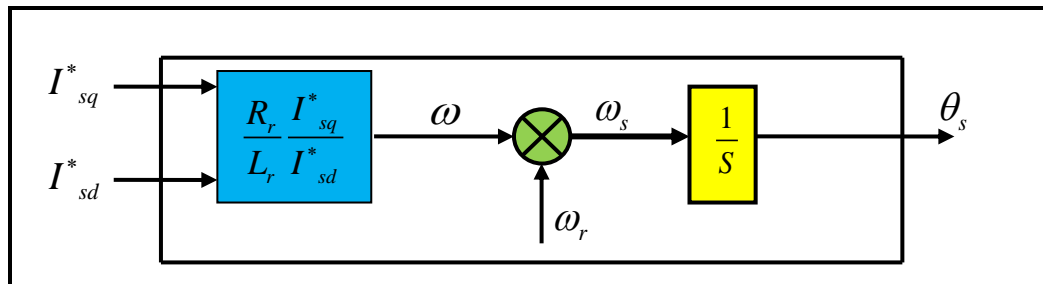


Figure III.14 Bloc d'estimation dans la CV indirecte.

III.2.7 Système d'équations liées au flux rotorique

Le modèle de la machine asynchrone dans le repère $(d-q)$ lié au champ tournant est donné par le système d'équations suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{sd}}{dt} = -R_r I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -R_r I_{sq} - \omega_s I_{sd} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + \omega \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} - \omega \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{III.34})$$

Dans les conditions nécessaires de la commande par orientation du flux rotorique ($\phi_{rq} = 0$ et $\phi_{rd} = \phi_r$), le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension s'écrit donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + R_k I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + R_k I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_r \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M I_{sd} \\ \omega = \frac{M}{\phi_r T_r} I_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{III.35})$$

Avec :

$$R_k = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}$$

$$\omega = (\omega_s - \omega_r)$$

Les expressions du système d'équations (III.35) peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser cette commande, mais elles ont un gros inconvénient :

✚ (V_{sd}) et (V_{sq}), influent à la fois sur (I_{sd}) et (I_{sq}) donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage pour commander séparément les courants. Nous utilisons dans notre travail le découplage par compensation [34].

III.2.8 Découplage par compensation

Afin de s'affranchir du couplage nature entre les axes d et q il faut faire apparaître des termes de découplage qui transformeront ce système multivariable en deux systèmes en deux systèmes monovariables [45]. Pour découpler l'évolution des courants (I_{sd}, I_{sq}) , il faut trouver deux nouvelles entrées (V_{sd1}, V_{sq1}) où :

$$\begin{cases} V_{sd1} : \text{en fonction } (I_{sd}) \\ V_{sq1} : \text{en fonction } (I_{sq}) \end{cases}$$

Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients de régulateurs. Il existe plusieurs manières d'opérer pour satisfaire au découplage des axes $d-q$: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation [45,50]. nous présenteront ici le dernier type de découplage.

Définitions de deux variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que:

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} + e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} + e_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{sd} = -\sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \\ e_{sq} = \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_r \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

On obtient un nouveau système d'équations linéaire parfaitement découplé :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + R_k I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + R_k I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

On peut, donc, représenter le modèle de la machine par le bloc suivant :

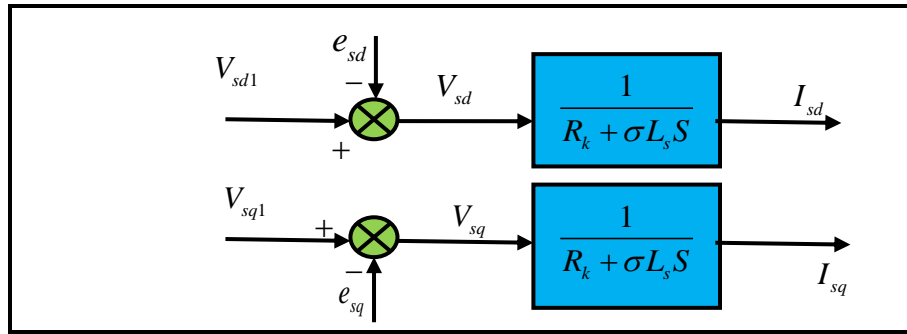


Figure III.15 Modèle de la machine avec découplage.

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de manière à séparer les boucles de régulation d'axe (d) et (q) comme le montre la figure suivante [36]:

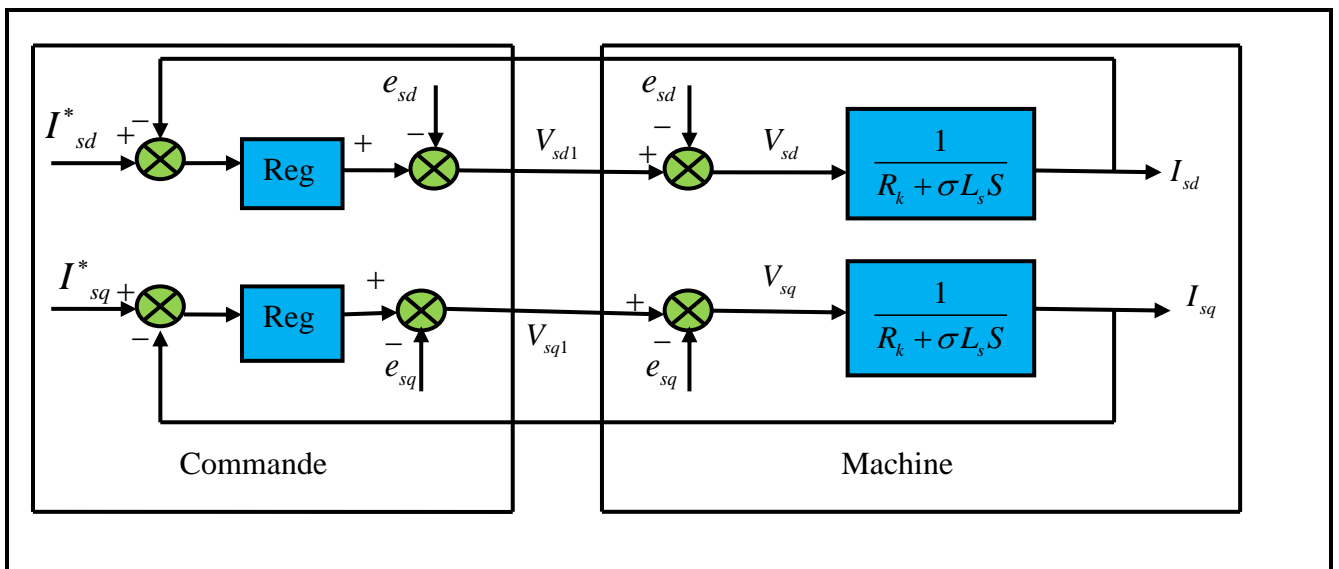


Figure III.16 Découplage par addition des termes de compensation.

Le découplage permet d'écrire les équations de la machine sous une forme simple ce qui facilite considérablement le dimensionnement des coefficients des régulateurs. Donc, après orientation du flux rotorique et découplage par compensation, on aboutit alors à un schéma bloc simple et identique pour les deux composantes du courant statorique, le flux, et le couple [51].

III.2.9 Dimensionnement des régulateurs

III.2.9.1 Régulation de courant

Le schéma bloc de la régulation du courant est représenté par la figure (III.17) :

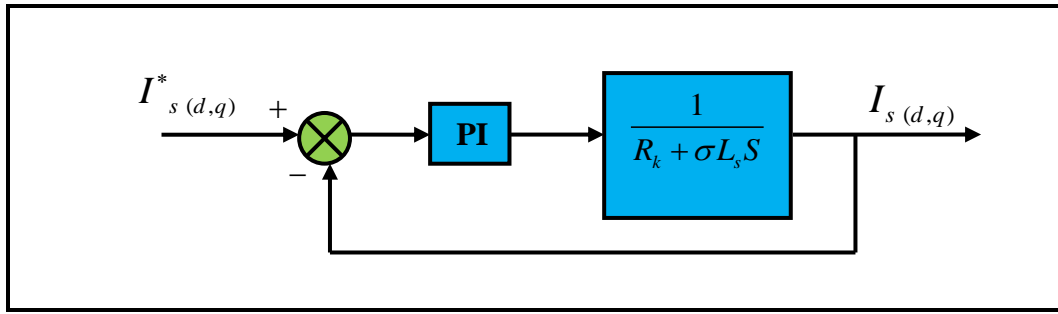


Figure III.17 Régulateurs de courant I_s (d, q).

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est de la forme :

$$PI(S) = K_i + \frac{K_p}{S} \quad (\text{III.39})$$

On peut l'écrire comme suit :

$$PI(S) = \frac{K_i}{S} \left(\frac{K_p}{K_i} S + 1 \right) \quad (\text{III.40})$$

La fonction de transfert en boucle ouvert de la figure (III.17) sera :

$$FTBO = \frac{K_i}{S} \left(\frac{K_p}{K_i} S + 1 \right) \left(\frac{1}{R_k + \sigma L_s S} \right) \quad (\text{III.41})$$

Par compensation de pôle on aura:

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{\sigma L_s}{R_k} \quad (\text{III.42})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$FTBO = \frac{K_i}{R_k S} \quad (\text{III.43})$$

La fonction transfert en boucle fermée est :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (\text{III.44})$$

$$FTBF = \frac{\frac{K_i}{R_k S}}{1 + \frac{K_i}{R_k S}} = \frac{1}{1 + \tau S} \quad (\text{III.45})$$

Avec :

$$\tau = \frac{R_k}{K_i} \quad (\text{III.46})$$

Par analogie de l'expression (III.42) par l'expression (III.46) on trouve :

$$\begin{cases} K_i = \frac{R_k}{\tau} \\ K_p = \frac{\sigma L_s}{\tau} \end{cases} \quad (\text{III.47})$$

III.2.9.2 Régulation de vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est illustré sur la figure (III.18) :

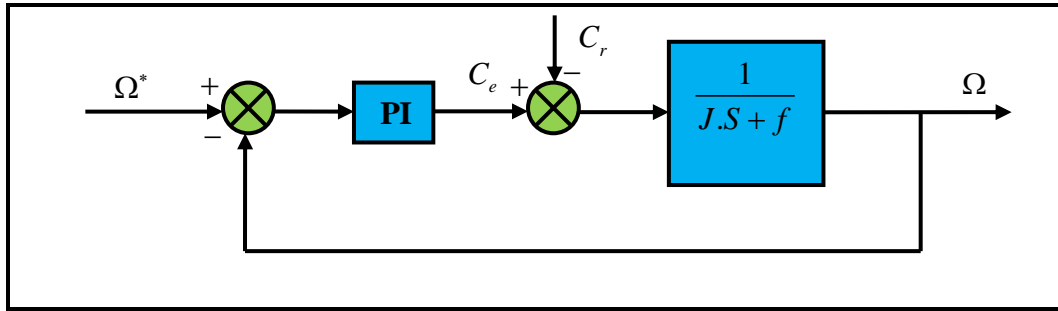


Figure III.18 Régulateurs de vitesse de rotation.

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul ($C_r = 0$) est donnée par :

$$FTBO = \frac{K_p \cdot S + K_i}{S \cdot (J \cdot S + f)} \quad (\text{III.48})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (\text{III.49})$$

$$FTBF = \frac{K_p.S + K_i}{JS^2 + (K_p + f).S + K_i} \quad (\text{III.50})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2^{ème} ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique:

$$F(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} = \frac{1}{\frac{S^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n} S + 1} \quad (\text{III.51})$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{III.52})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p + f}{K_i} \quad (\text{III.53})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient:

$$\begin{cases} K_i = J\omega_n^2 \\ K_p = 2J\omega_n - f \end{cases} \quad (\text{III.54})$$

III.2.9.3 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, et aussi permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante :

Sous - vitesse : $\phi_r = \phi_{nom}$ pour $|\Omega_r| \leq \Omega_{nom}$

Sur - vitesse : $\Phi_r = \frac{\Omega_{r \text{ nom}}}{|\Omega_r|} \Phi_{r \text{ nom}}$ pour $|\Omega_r| \geq \Omega_{nom}$

Avec :

$\Omega_{r\ nom}$: vitesse de rotation nominale.

$\phi_{r\ nom}$: Flux rotorique nominale.

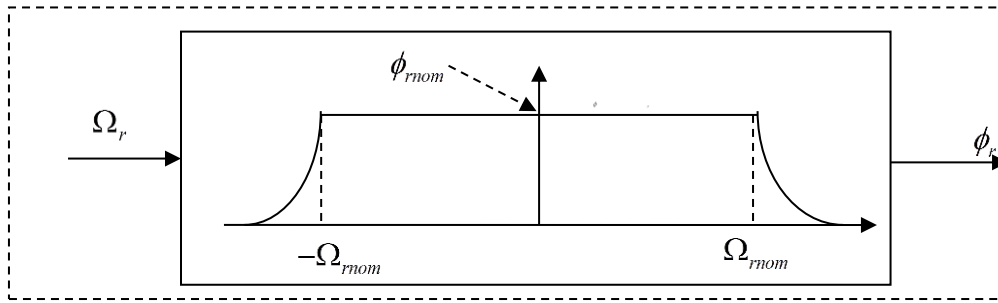


Figure III.19 Bloc de défluxage.

III.2.10 Résultats de simulation

Les résultats de simulations que nous donnons sont faits en MATLAB, les paramètres de la machine sont présenter en annexe. Cette machine est alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par la technique MLI. Les simulations présentées vont nous permettre d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle en utilisant un régulateur classique de type PI. Les paramètres du régulateur de vitesse sont déterminés par un placement de pôles avec $\rho = 35$, ce qui donne $K_p = 1.081$ et $K_i = 37.975$.

Pour démontrer les performances statique et dynamique de commande vectorielle avec un régulateur PI, on a simulé les cas suivants :

- Démarrage à vide suivi d'application d'une couple nominal de charge.
- Test d'inversion de vitesse avec charge.
- Robustesse vis à vis la variation de la résistance rotorique R_r .
- **Démarrage à vide suivi d'application d'une charge nominale**

Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 1000 (tr/min), suivi d'application d'une charge nominale $C_r = 10 Nm$ à l'instant $t = 0.5 sec$. D'après les résultats de simulation obtenus à la figure (III.20), nous constatons que la vitesse suit avec de bonnes performances dynamiques et statiques sa référence même.

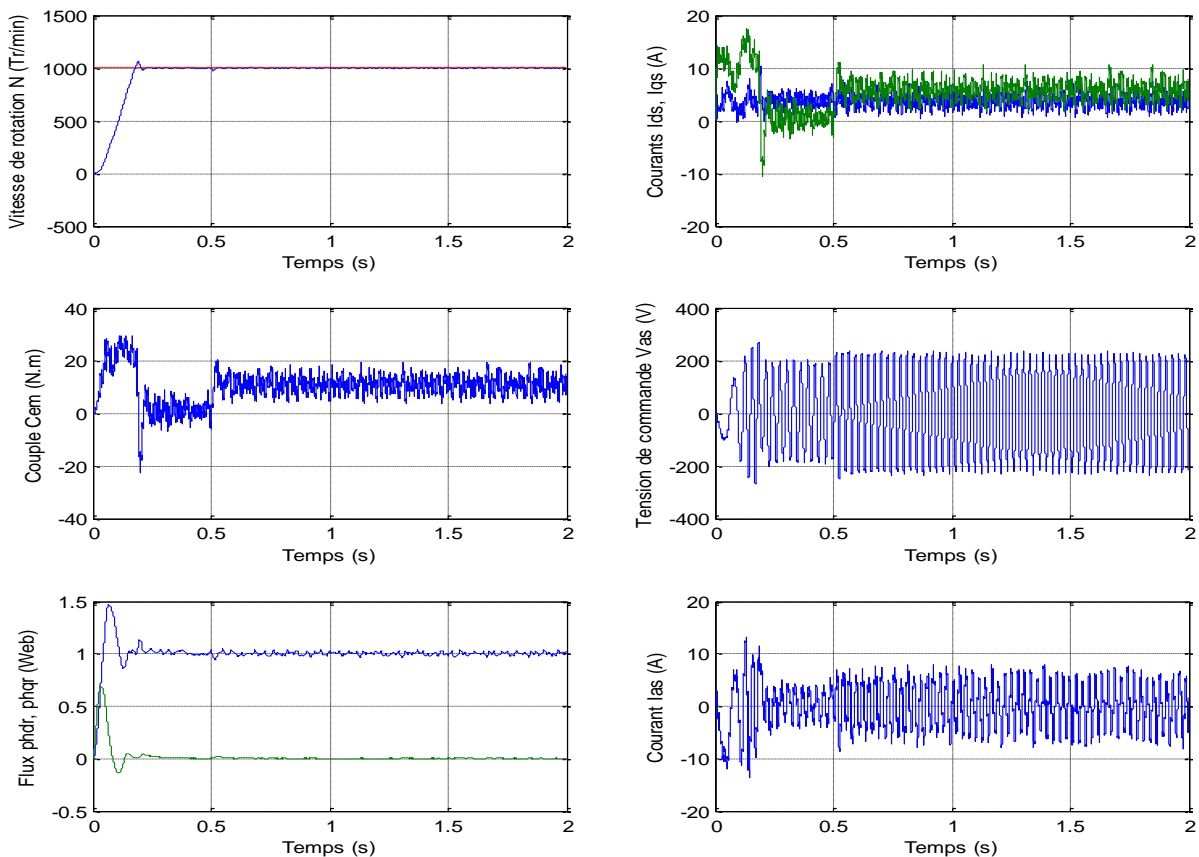


Figure III.20 Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'application d'un couple de charge $C_r = 10 Nm$

- **Test en charge et avec inversion de vitesse**

Après 1s du démarrage à vide du moteur à 1000 tr/mn, une charge de 10Nm est appliquée pendant toute la durée de la simulation. Un test d'inversion du sens de rotation est réalisé à 2s à (-1000 tr/mn).

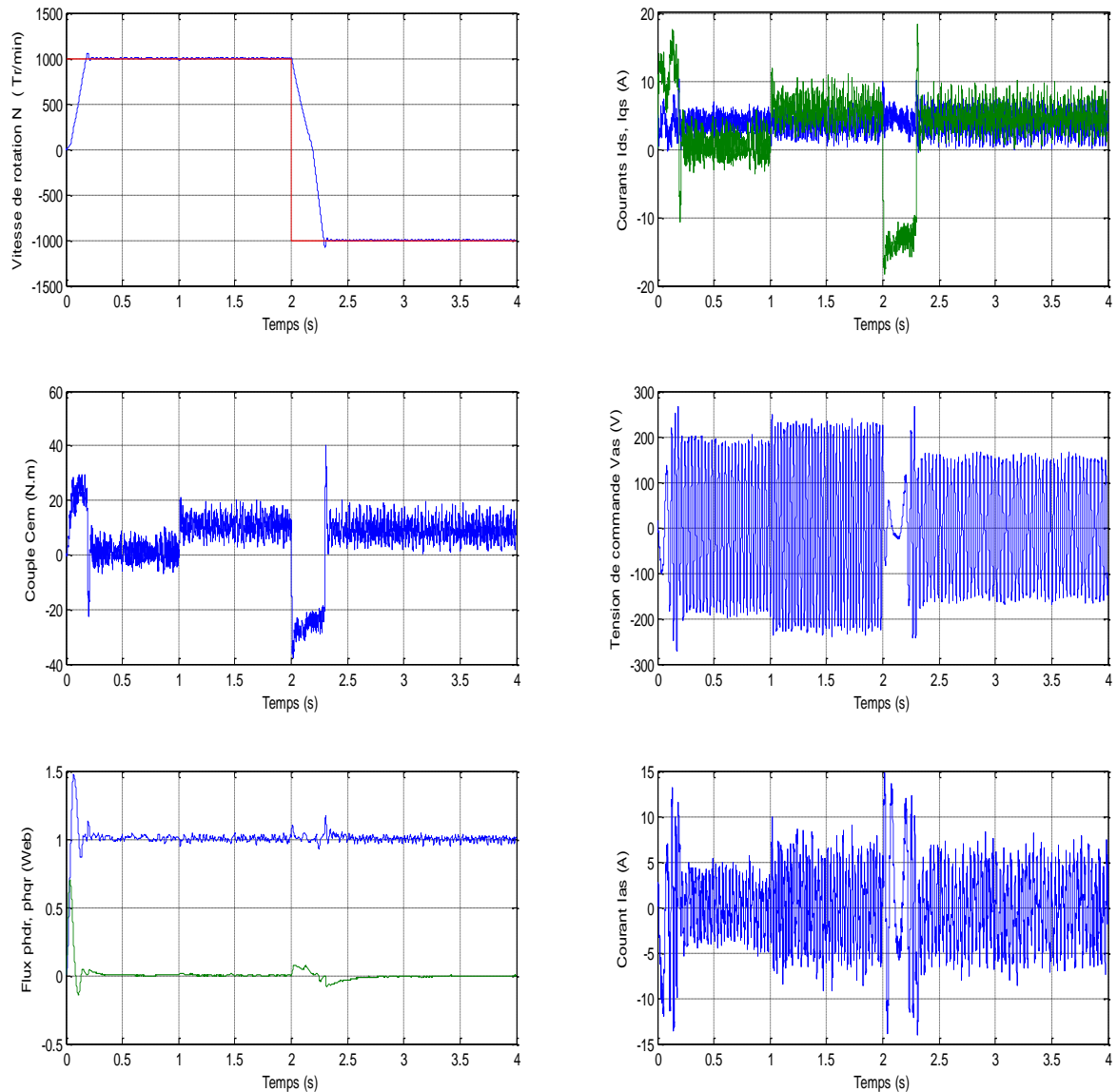


Figure III.21 Résultats de simulation lors du démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse avec charge.

- **Test de robustesse vis à vis la variation de la résistance rotorique R_r**

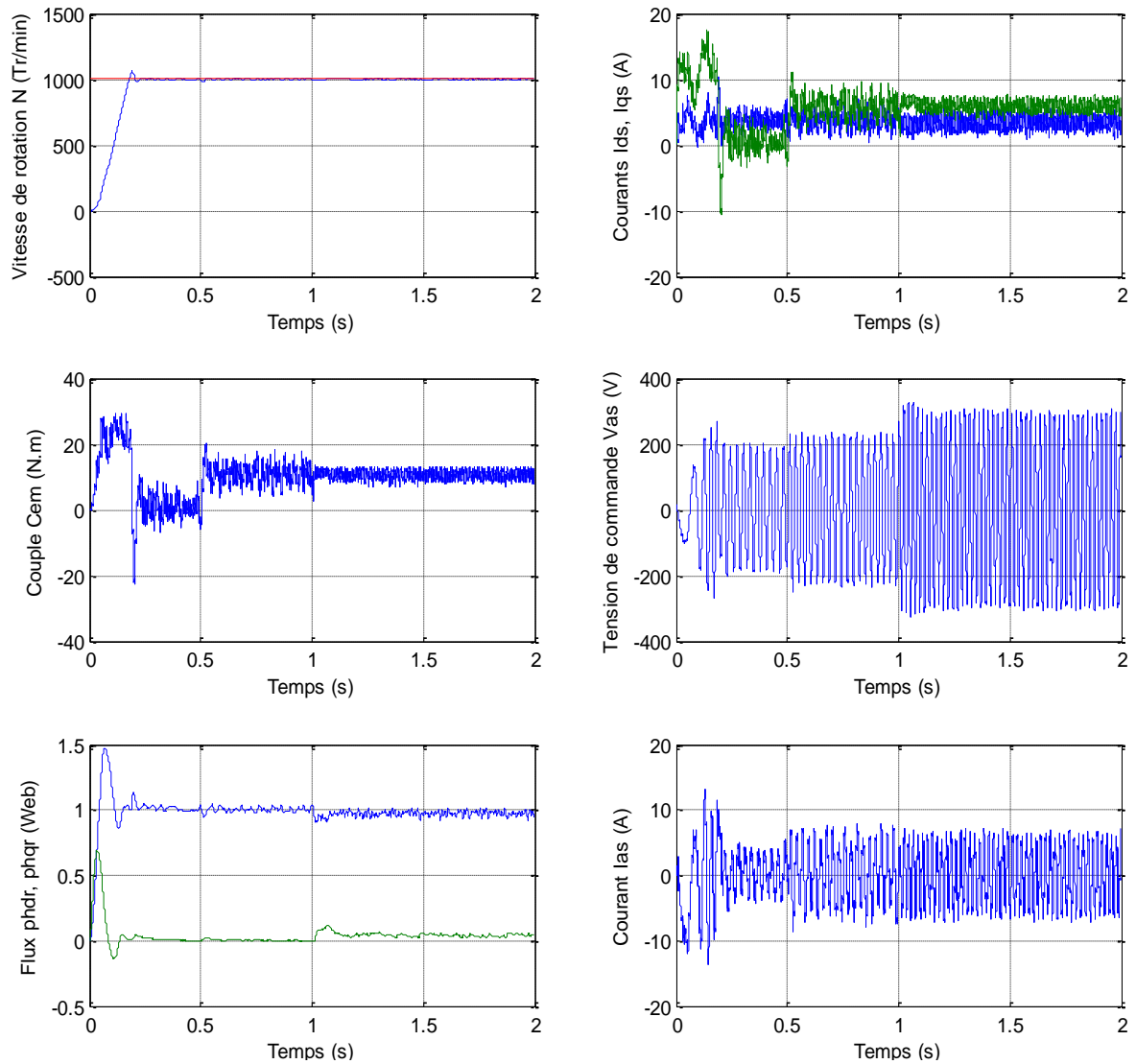


Figure III.22 Résultats de simulation en charge avec variation de la résistance rotorique.

- **Test lors de fonctionnement à basse vitesse**

Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (20 Tr/min) et de flux (1 Wb). Un test d'inversion du sens de rotation est réalisé à 1s (-20 Tr/min). Les résultats de simulation sont représentés par la figure (III.23) suivante:

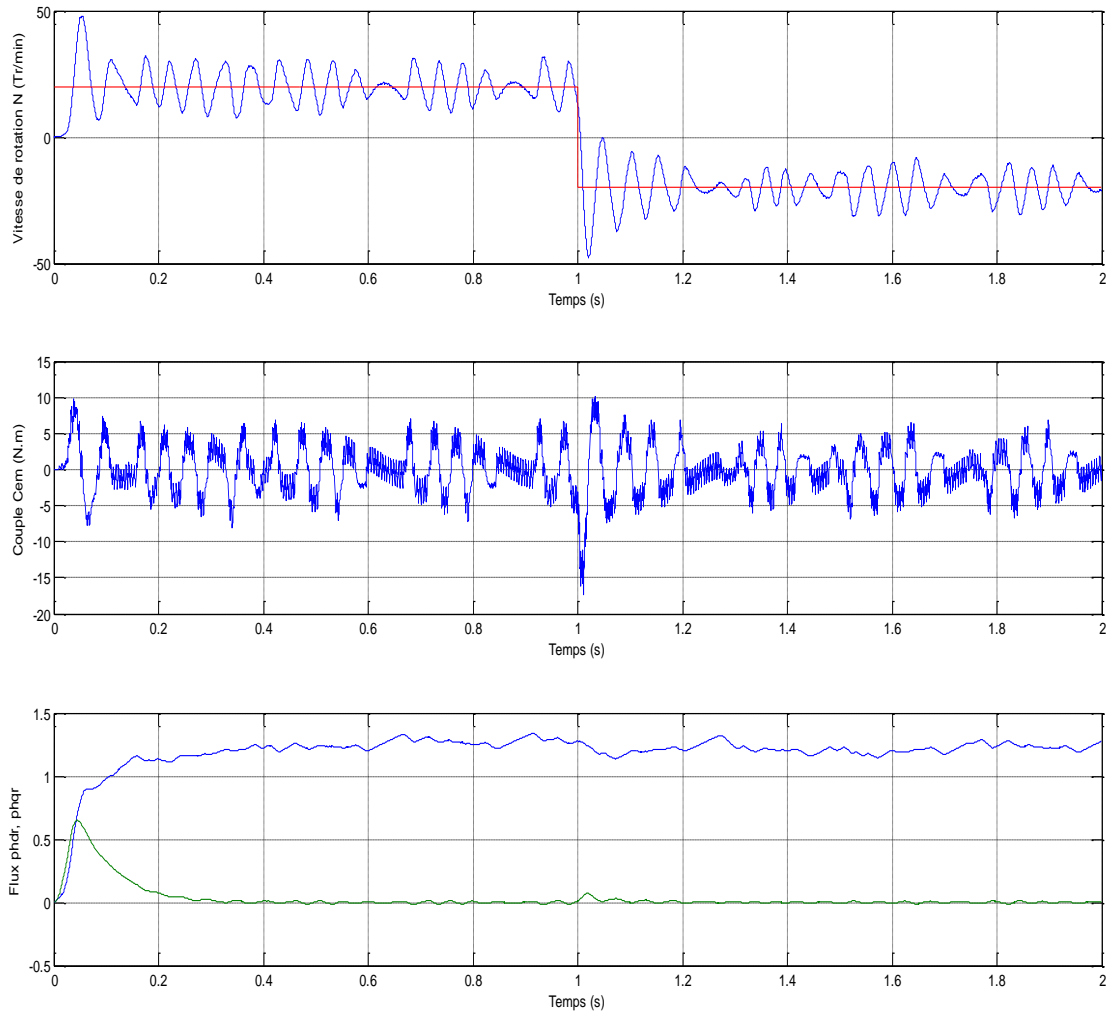


Figure III.23 Résultats de simulation lors du fonctionnement à basse vitesse en charge et avec inversion de vitesse.

Le flux rotorique s'est installé à partir de l'instant initial et orienté sur l'axe d puisque la composante sur l'axe q est nulle. La vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action de régulateur. La composante de courant I_{sd} image du flux rotorique est très peu perturbée pendant la phase d'inversion de sens de rotation ce qui montre l'efficacité de découplage. La composante de courant I_{sq} est une image du couple.

D'après les résultats de simulation on remarque que la sensibilité est très grande par rapport à ce paramètre le flux rotorique n'est pas vraiment orienté sur l'axe d (pertes de découplage entre le flux et le couple).

Le flux n'est plus maintenu constant avec un couplage entre le flux et le couple qui diffère alors temporairement de la valeur de référence. Une adaptation de ce paramètre est nécessaire pour éviter une dégradation du contrôle vectoriel.

III.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traité la complexité du modèle de la machine asynchrone triphasée qui a été réduit grâce aux hypothèses simplificatrices et la transformation de Park en une machine biphasée équivalente. A partir de ces résultats, on remarque que les performances ne sont pas bonnes suite à l'application de la charge, malgré l'apport de la transformation de Park dans le sens où le modèle devient plus simple et les non linéarités réduites. Ensuite, nous avons établi la commande vectorielle ayant pour but le découplage entre le flux et le couple. L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Les résultats de simulation montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, le réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur (PI) donne des résultats acceptables sauf lors de changement dans les paramètres de la machine. En effet, ces changements influent d'une manière directe sur les paramètres du régulateur PI et sur le découplage ce qui provoque l'instabilité de la machine. En outre, le fonctionnement de la machine à basse vitesse, nous montre aussi que la poursuite n'est pas très bonne vu la présence de fortes oscillations.

Pour palier à ces problèmes, des régulateurs à base de techniques intelligentes sont recommandés ce qui fera l'objet du chapitre suivant.