

Commande des machines asynchrones

1.1 Introduction

1.2 Modélisation du moteur (machine) asynchrone triphasée (MAS)

1.3 Transformation de Park appliquée à la MAS triphasée

1.4 Transformation de Laplace appliquée au modèle de Park de la MAS triphasée

1.5 Techniques de commande de la MAS

a) Commande vectorielle

b) Commande DTC

1.1 Introduction

La machine asynchrone (MAS), malgré son rendement pas très élevé, est la machine la plus répandue dans les applications à vitesse constante ou à vitesse variable. Cela est dû à ces avantages de :

- simple construction ou de fabrication (rotor à cage d'écureuil simple non alimenté et sans aimant permanent, stator alimenté à travers des anneaux liés aux extrémités des bobines statoriques au lieu du collecteur comme dans la machine à courant continu),
- faible coût de maintenance,
- Gamme de puissance importante de quelques kilowatts à quelques mégawatts.

L'étude du comportement de la machine asynchrone pour différents points de fonctionnement et dans des régimes statiques et variables (dynamiques) est indispensable pour le dimensionnement ou le choix de la machine à utiliser avec ces accessoires, ainsi que la conception de la commande adoptée. Cette étude peut se faire en utilisant physiquement la MAS elle-même ou en utilisant son modèle mathématique équivalent. La modélisation d'un système physique (la MAS) signifie la définition d'un modèle mathématique équivalent au système physique. La simulation est définie comme l'utilisation du modèle mathématique équivalent d'un système physique pour étudier le comportement de ce système physique, à travers son modèle mathématique équivalent. Cela permet de réduire le coût, les risques et le temps de l'étude du système physique.

Dans le présent chapitre, la modélisation de la MAS est développée à partir d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices dans son repère réel triphasé, suivi de la transformation de PARK des équations réel triphasée au repère fictif de Park, à titre de simplification de ces équations, et en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée par une machine biphasée fictive équivalente. La plupart des commandes de la MAS nécessitent son modèle présenté sous forme d'équation commandé en tension sachant que celle-ci est alimentée par un onduleur de tension.

1.2 Modélisation du moteur asynchrone triphasé

1.2.1 Description

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone sera faite sous les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Entrefer constant (pas de saillance ou MAS à pôles lisses).
- Effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.

- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante (inductances propres constantes).
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau sur les caractéristiques est négligeable.
- Influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les paramètres de la MAS est négligeable (les résistances statoriques et rotoriques sont constantes).
- Additivité des flux.

La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la figure (1.1), elle comporte six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle ($2\pi/3$), ainsi que les axes rotoriques. L'angle (θ) représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence (R_a) et l'axe fixe de la phase statorique de référence (S_a). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la machine asynchrone.

1.2.2 Equations électriques

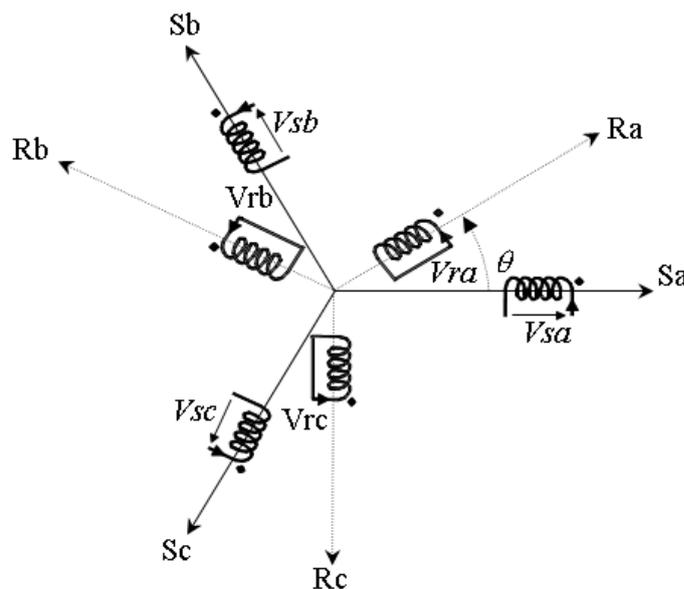


Figure 1.1 Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

En considérant la figure (1.1), les équations électriques statoriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement comme suit (l'indice (s) indique le stator)

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

et les équations électriques rotoriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement comme suit (l'indice (r) indique le stator) :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Avec V , i et Φ sont respectivement la tension, le courant et le flux.

R_s et R_r sont respectivement la résistance d'une phase statorique et la résistance d'une phase du rotor.

1.2.3 Equations magnétiques

Les hypothèses présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{ss} & M_{ss} & M_{ss} & M_{1sr} & M_{3sr} & M_{2sr} \\ M_{ss} & l_{ss} & M_{ss} & M_{2sr} & M_{1sr} & M_{3sr} \\ M_{ss} & M_{ss} & l_{ss} & M_{3sr} & M_{2sr} & M_{1sr} \\ M_{1sr} & M_{2sr} & M_{3sr} & l_{rr} & M_{rr} & M_{rr} \\ M_{3sr} & M_{1sr} & M_{2sr} & M_{rr} & l_{rr} & M_{rr} \\ M_{2sr} & M_{3sr} & M_{1sr} & M_{rr} & M_{rr} & l_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Avec :

l_{ss} , l_{rr} : Inductance propre d'une phase statorique et Inductance propre d'une phase rotorique.

M_{ss} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_{rr} : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$M_{1sr,2sr,3sr}$: Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$\begin{bmatrix} M_{1sr} \\ M_{2sr} \\ M_{3sr} \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice des flux réels fait apparaître deux sous matrices d'inductances :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (1.5)$$

$$[\Phi_{rabc}] = [M_{rs}] [i_{sabc}] + [L_{rr}] [i_{rabc}] \quad (1.6)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Deux remarques important sont observées :

- On note que le flux (Φ_{sa}) de la phase statorique (Sa) est composée de **6** flux, un flux propre ($I_{ss} \cdot i_{sa}$) et **5** flux mutuels (**2** flux mutuel entre les 2 phases statoriques (Sb) et (Sc) et la phase statorique (Sa) exprimés par ($M_{ss} \cdot i_{sb}$) et ($M_{ss} \cdot i_{sc}$), et **3** flux mutuel entre les 3 phases rotoriques (Ra), (Rb) et (Rc) et la phase statorique (Sa) exprimés par ($M_{Isr} \cdot i_{ra}$), ($M_{3sr} \cdot i_{rb}$) et ($M_{2sr} \cdot i_{rc}$). Même remarque est observée pour les autres flux statoriques et rotoriques. Cela signifie l'existence d'un couplage magnétique fort entre les phases statoriques.
- Les inductances mutuelles stator/stator (M_{ss}) sont constantes mais les inductances mutuelles stator/rotor (M_{Isr} , M_{2sr} , M_{3sr}) sont variables et fonction de la position rotorique (θ). Dont, les flux mutuels rotor/stator ($M_{Isr} \cdot i_{ra}$), ($M_{3sr} \cdot i_{rb}$) et ($M_{2sr} \cdot i_{rc}$) varient en fonction de la position rotorique (θ).

Les deux remarque précédentes implique que le système d'équations magnétiques et par conséquence le système d'équations électriques est un système fortement couplé et non linéaire. Cela implique que sa résolution (définition des inconnues (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{ra} , i_{rb} , i_{rc} et θ) en fonction des connue (V_{sa} , V_{sb} , V_{sc}) et le paramètre de la MAS (R_s , R_r , l_{ss} , l_{rr} et $M_{Isr,2sr,3sr}$) est difficile et très compliqué. Cela peut se faire en utilisant les méthodes numériques mais analytiquement il est compliqué. Vue cela, il est indispensable de faire un changement de repère qui permet transformer le modèle triphasé de la MAS en un modèle simple, moins couplé est moins compliqué à résoudre. Ce changement de repère est dite ' transformation de Park '.

1.3 Transformation de Park appliquée à la MAS triphasée

1.3.1 Présentation de la transformation de Park appliquée

La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé. Elle s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature.

La figure 1.2 présente la machine asynchrone triphasée dont les phases statoriques sont présentées par ses axes (**As**, **Bs** et **Cs** ou **Sa**, **Sb** et **Sc** (figure 1.1)) et les bobines rotoriques sont présentées par ses axes (**ar**, **br** et **cr** ou **Ra**, **Rb** et **Rc** (figure 1.1)). Le passage du repère réel triphasé (abc) au repère fictif biphasé orthogonal est d'axes (**uv**) s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles statoriques et rotoriques leurs composantes directe, en quadrature et homopolaire, tout en faisant intervenir les angles entre les axes des enroulements statorique (**As**, **Bs** et **Cs**), les axes rotoriques (**ar**, **br** et **cr**) et les axes du repère fictif (**u,v**) (les angle θ_a pour les grandeur statorique et θ_b pour les grandeurs rotoriques tout en considérant les déphasages de $2\pi/3$ et $4\pi/3$).

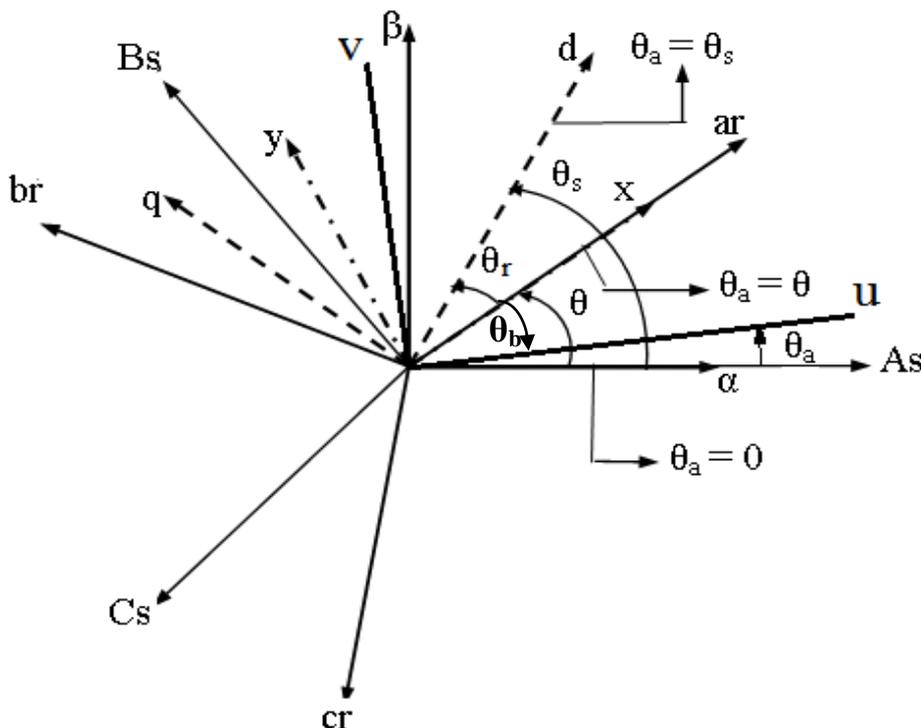


Figure 1.2 : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement pour une MAS

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe statorique x_{As} et l'axe **u**.

θ_b : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe rotorique x_{ar} et l'axe **u**. ($\theta_b = \theta - \theta_a$)

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation de l'axe (**u**) du repère d'axes biphasés (**uv**) par rapport à l'axe (**As**) du repère d'axes triphasés statoriques (**ABC**).

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation de l'axe (**ar**) du rotor par rapport à l'axe (**As**) du repère d'axes triphasés statoriques (**ABC**).

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du champ tournant (statorique) par rapport à l'axe (**As**) du repère d'axes triphasés statoriques (**ABC**).

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du champ tournant (statorique) par rapport à l'axe (**ar**) du rotor.

Le passage du système triphasé de tension statorique (**abc**) au système triphasé statorique (**uvo**) s'obtient à partir de la matrice de transformation de PARK [$P_i(\theta_a)$] (avec $i = 1$ ou 2), sachant que la composante homopolaire V_{so} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés, comme indiqué ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P_i(\theta_a)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{avec } i = 1 \text{ ou } 2 \quad (1.10)$$

Le passage du système statorique triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice de transformation de PARK [$P_1(\theta_a)$] ou [$P_2(\theta_a)$].

$$[P_1(\theta_a)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.10.a)$$

$$[P_2(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (1.10.b)$$

Les variables triphasées statoriques réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (V_{su}, V_{sv}) par la transformation inverse comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P_i(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad \text{avec } i = 1 \text{ ou } 2 \quad (1.11)$$

La matrice inverse de Park est donnée par :

$$[P_1(\theta_a)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.11.a)$$

$$[P_2(\theta_a)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (1.11.b)$$

De même pour les grandeurs rotoriques, le passage du système triphasé de tension rotorique (**abc**) au système triphasé rotorique (**uvo**) s'obtient à partir de la matrice de transformation de PARK $[P_i(\theta_b)]$ (avec $i = 1$ ou 2), sachant que la composante homopolaire V_{ro} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés, comme indiqué ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = [P_i(\theta_b)] \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{avec } i = 1 \text{ ou } 2 \quad (1.12)$$

Le passage du système rotorique triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice de transformation de PARK $[P_1(\theta_b)]$ ou $[P_2(\theta_b)]$.

$$[P_1(\theta_b)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_b) & \cos(\theta_b - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_b - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_b) & -\sin(\theta_b - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_b - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.12.a)$$

$$[P_2(\theta_b)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_b) & \cos(\theta_b - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_b - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_b) & -\sin(\theta_b - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_b - \frac{4\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (1.12.b)$$

Les variables triphasées rotoriques réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (V_{ru}, V_{rv}) par la transformation inverse comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = [P_i(\theta_b)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \\ V_{ro} \end{bmatrix} \quad \text{avec } i = 1 \text{ ou } 2 \quad (1.13)$$

La matrice inverse de Park est donnée par :

$$[P_1(\theta_b)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_b) & -\sin(\theta_b) & 1 \\ \cos(\theta_b - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_b - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_b - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_b - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.13.a)$$

$$[P_2(\theta_b)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_b) & -\sin(\theta_b) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta_b - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_b - \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta_b - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_b - \frac{4\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (1.13.b)$$

Le passage du repère **(abc)** au repère **(uv)** est applicable pour les tensions, les courants et les flux statoriques et rotoriques.

1.3.1 Transformation de Park appliquée aux équations électriques et magnétiques de la MAS avec un repère diphasé orthogonal quelconque (u,v)

Après l'application de la transformation de Park au système d'équations statoriques et rotoriques, et après développement du calcul, le modèle électrique et magnétique équivalent de la machine dans le repère quelconque **(uv)** sera comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{ru} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sv} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Avec :

$L_s = l_{ss} - M_{ss}$: Inductance propre cyclique du stator à pôles lisses.

$L_r = l_{rr} - M_{rr}$: Inductance propre cyclique du rotor à pôles lisses.

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

Φ_{su} : flux magnétique statorique dans le repère UV selon l'axe U.

Φ_{sv} : flux magnétique statorique dans le repère UV selon l'axe V.

Φ_{ru} : flux magnétique rotorique dans le repère UV selon l'axe U.

Φ_{rv} : flux magnétique rotorique dans le repère UV selon l'axe V.

A partir du modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère (uv), on peut déduire le modèle équivalent de la machine dans chacun des différents repères indiqués dans la figure 1.2.

a- Référence (α, β) (référence fixe lié au stator)

b- Référence (x, y) (référence tournant lié au rotor)

c- Référence (d, q) (référence tournant lié au champ tournant)

a- Référence (α, β) (référence fixe lié au stator)

Il se traduit par les conditions:

$$\theta_a = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = 0 \quad (\theta_b = \theta - \theta_a)$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Avec

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{r\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{r\alpha} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s\beta} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\beta} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

b- Référence (x, y) (référence tournant lié au rotor)

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega = \omega_a \quad (\theta_b = \theta - \theta_a = 0)$$

Les équations électriques prennent la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Avec

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{rx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{rx} \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sy} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sy} \\ i_{ry} \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

c- Référence (d, q) (référence tournant lié au champ tournant)

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \quad \text{et} \quad \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a \quad \text{Avec} \quad \omega_s - \omega = \omega_r \quad (\theta_b = \theta - \theta_a = \theta - \theta_s)$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

Avec

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sq} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

Le champ tournant peut être :

- Champ statorique Φ_s
- Champ rotorique Φ_r
- Champ d'entrefer Φ_g

Le modèle (1.26 et 1.27) peut être aussi donné en fonction des courants en remplaçant les flux par leurs expressions (1.28 et 1.29) dans les équations des tensions (1.26 et 1.27) :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + M \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_s L_s i_{sq} - \omega_s M i_{rq} \quad (1.29)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + M \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_s L_s i_{sd} + \omega_s M i_{rd} \quad (1.30)$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + M \frac{di_{sd}}{dt} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_r M i_{sq} - \omega_r L_r i_{rq} = 0 \quad (1.31)$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + M \frac{di_{sq}}{dt} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_r M i_{sd} + \omega_r L_r i_{rd} = 0 \quad (1.32)$$

On remarque que le flux (Φ_{sd}) est composé d'un flux propre ($L_s \cdot i_{sd}$) et d'un seul flux mutuel rotor /stator ($M \cdot i_{rd}$). Même remarque est observée pour les autres flux. Donc les flux de la MAS dans ce modèle (**uv** ou **dq**) sont moins couplés en comparaison avec les flux dans le modèle réel triphasé (**abc**) de la MAS. Donc les équations magnétiques et par conséquence électriques de la MAS sont moins couplées et relativement faciles à résoudre en comparaison avec ceux de la MAS dans le repère réel triphasé.

En plus, on remarque aussi que la dernière représentation électrique et magnétique fait apparaître des grandeurs électriques et magnétiques statoriques et rotoriques continues. La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux. La conception de la commande directe du couple nécessite le modèle dans le repère fixe lié au stator (α, β) où les grandeurs électriques et magnétiques sont des grandeurs alternatives.

1.3.2 Equation électromagnétique

Les différentes expressions du couple électromagnétique dans le repère tournant lié au champ tournant, sont exprimées par les équations suivantes en fonction des flux et des courants statoriques et rotoriques, lorsqu'on utilise la matrice de Park (P_2), la puissance et donc le couple électromagnétique sont conservés :

$$C_e = p_p \left[\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd} \right] \quad (1.33)$$

$$C_e = p_p \left[\Phi_{rq} i_{rd} - \Phi_{rd} i_{rq} \right] \quad (1.34)$$

$$C_e = \frac{p_p M}{L_s} [\Phi_{sd} i_{rq} - \Phi_{sq} i_{rd}] \quad (1.35)$$

$$C_e = \frac{p_p M}{L_r} [\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}] \quad (1.36)$$

$$C_e = p_p M (i_{sq} i_{dr} - i_{sd} i_{rq}) \quad (1.37)$$

Avec :

p_p : Nombre de paires de pôles.

En utilisant la matrice de Park (P_1), la puissance et donc le couple électromagnétique ne sont pas conservés, et le couple devient :

$$C_e = \frac{3}{2} p_p M (i_{sq} i_{dr} - i_{sd} i_{rq}) \quad (1.37)$$

1.3.3 Equation mécanique

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant C_r , est décrite par l'expression suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega = C_e - C_r \quad \text{et} \quad \omega = p_p \Omega \quad (1.38)$$

Avec

J : Moment d'inertie.

f : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant imposé par la charge mécanique.

C_e : Couple électromagnétique.

Ω : Vitesse mécanique de rotation du rotor.

ω : Vitesse électrique de rotation du rotor.

1.4 Transformation de Laplace appliquée au modèle de Park de la MAS triphasée

Cette transformation du domaine temporel au domaine fréquentiel de Laplace permet un changement de la variable temporelle (t) par une variable fréquentielle ($p = j\omega$). Ce changement rend le modèle mathématique de la MAS plus facile à résoudre, et par suite définir analytiquement la relation entre les inconnues du modèle et les connues du modèle.

En appliquant la transformation de Park aux équations électriques et mécanique (1.29), (1.30), (1.31), (1.32), (1.37), (1.38), et en mettant ($\frac{d}{dt} = p$, variable de Laplace), obtient le modèle équivalent de la MAS dans le repère de Park lié au champ tournant dans le domaine fréquentiel de Laplace :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s p i_{sd} + M p i_{rd} - \omega_s L_s i_{sq} - \omega_s M i_{rq} \quad (1.39)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s p i_{sq} + M p i_{rq} + \omega_s L_s i_{sd} + \omega_s M i_{rd} \quad (1.40)$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + M p i_{sd} + L_r p i_{rd} - \omega_r M i_{sq} - \omega_r L_r i_{rq} = 0 \quad (1.41)$$

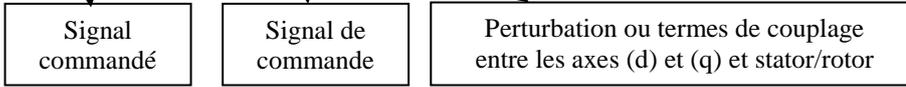
$$V_{rq} = R_r i_{rq} + M p i_{sq} + L_r p i_{rq} + \omega_r M i_{sd} + \omega_r L_r i_{rd} = 0 \quad (1.42)$$

$$C_e = p_p M (i_{sq} i_{dr} - i_{sd} i_{rq}) \quad (1.43)$$

$$J p \Omega + f \Omega = C_e - C_r \quad \text{et} \quad \omega = p_p \Omega \quad (1.44)$$

On peut résoudre ces équations en exprimant les inconnues (i_{sd} , i_{sq} , i_{rd} , i_{rq} , Ω) en fonction des connues et des paramètres de la MAS et la charge mécanique (V_{sd} , V_{sq} , R_s , L_s , R_r , L_r , J , f et C_r), comme suit :

$$i_{sd} = \frac{1}{(R_s + p L_s)} (V_{sd} - M p i_{rd} + \omega_s L_s i_{sq} + \omega_s M i_{rq}) \quad (1.45)$$



De la même manière, on trouve :

$$i_{sq} = \frac{1}{(R_s + p L_s)} (V_{sq} - M p i_{rq} - \omega_s L_s i_{sd} - \omega_s M i_{rd}) \quad (1.46)$$

$$i_{rd} = \frac{1}{(R_r + p L_r)} (V_{rd} - M p i_{sd} + \omega_r M i_{sq} + \omega_r L_r i_{rq}) \quad (1.47)$$

$$= \frac{1}{(R_r + p L_r)} (0 - M p i_{sd} + \omega_r M i_{sq} + \omega_r L_r i_{rq})$$

$$i_{rq} = \frac{1}{(R_r + p L_r)} (V_{rq} - M p i_{sq} - \omega_r M i_{sd} - \omega_r L_r i_{rd}) \quad (1.48)$$

$$= \frac{1}{(R_r + p L_r)} (0 - M p i_{sq} - \omega_r M i_{sd} - \omega_r L_r i_{rd})$$

$$\Omega = \frac{1}{f + J p} (C_e - C_r) \quad \text{et} \quad \omega = p_p \Omega \quad (1.49)$$

L'équation (1.45) peut être mise sous forme schéma fonctionnel fréquentiel (Laplace), comme indiqué par la figure suivante :

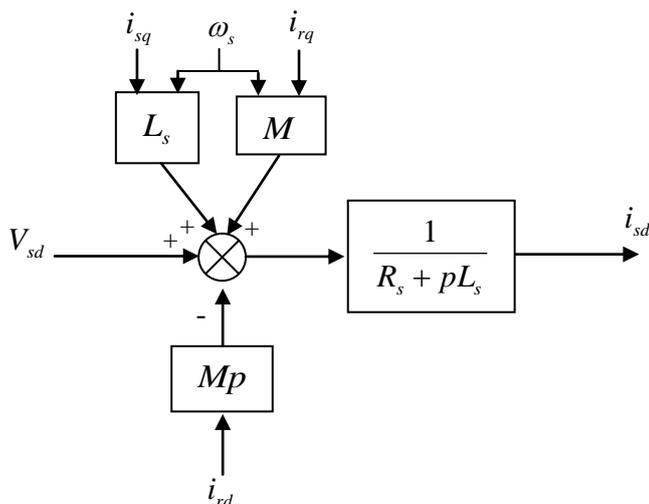


Figure 1.3 Schéma fonctionnel fréquentiel du modèle électrique statorique de la MAS selon l'axe (d) ($i_{sd} = f(V_{sd}, i_{rd}, i_{sq}, i_{rq}, \omega_s)$)

La perturbation ou les termes de couplage entre les axes (d) et (q) et stator/rotor dans l'équation électrique statorique selon l'axe (d) ($-Mp i_{rd}$, $+\omega_s L_s i_{sq}$, $+\omega_s M i_{rq}$) existent naturellement dans la machine asynchrone et ne peuvent pas être éliminés. Leur effet peut être éliminé ou compensé au niveau de la partie commande de la machine asynchrone comme l'indique la figure suivante. Le problème qui réside dans ce modèle est que certaines variables dans les termes de couplage sont difficilement mesurables ou accessibles tels que les courants rotoriques (i_{rd} , i_{rq}) notamment dans le cas de MAS à cage d'écureuil. Un deuxième modèle sera présenté présentant des termes de couplage compensables avec des variables accessibles et mesurables.

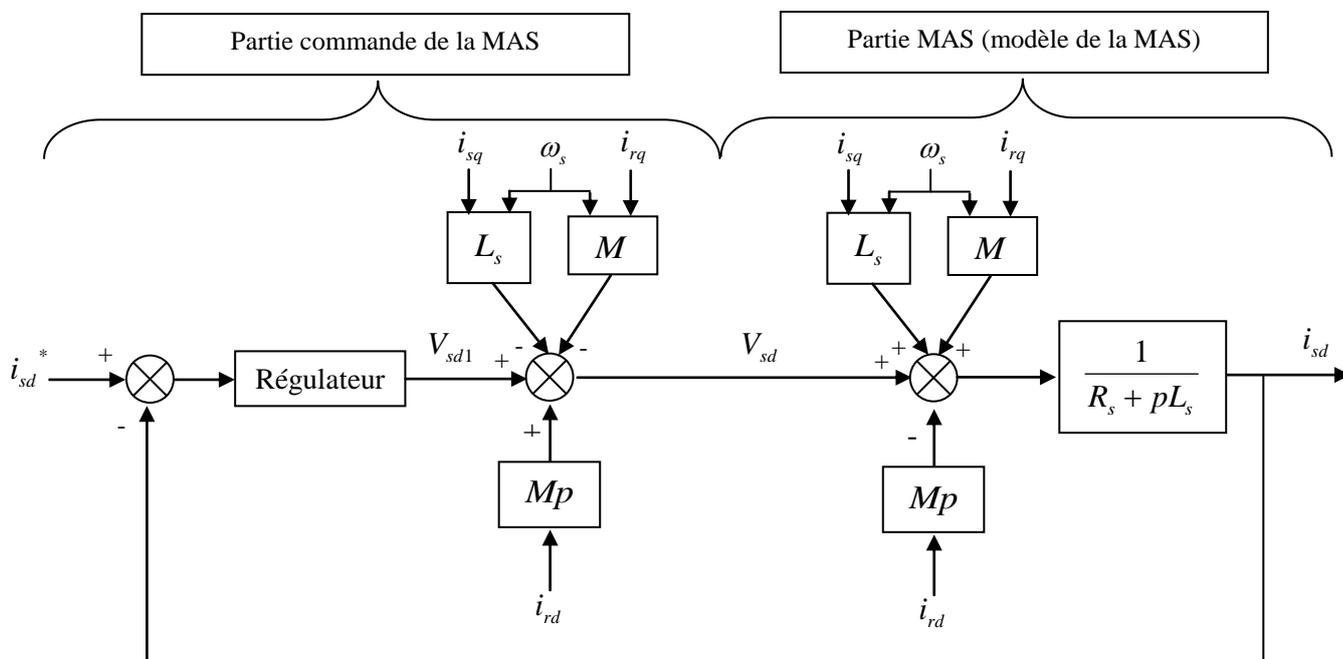


Figure 1.4 Principe de compensation de l'effet des termes de couplage entre les axes (d) et (q) et stator/rotor dans l'équation électrique statorique selon l'axe (d) (certaines variables difficilement accessibles (i_{rd} , i_{rq}))

La même chose est applicable pour les autres équations électriques statorique et rotorique.

1.5 Techniques de commande de la MAS

Dans cette section on s'intéresse à présenter quelques techniques de commande les plus utilisées pour les entraînements à vitesse variables des machines asynchrones. On cite la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et la commande directe du couple.

1.5.1 Commande vectorielle de la MAS par orientation du flux rotorique

L'idée de base est de rendre le comportement de la machine asynchrone identique à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. En effet, dans la machine à courant continu à excitation séparée, le découplage entre le flux d'excitation et le couple électromagnétique est naturellement réalisée, ce qui rend ces deux grandeurs indépendamment contrôlées. Ainsi, pour arriver à des situations de commande similaire à celle de la machine à courant continu, il faut par un système de commande extérieure à la MAS, réaliser un découplage du flux et du couple, ce qui évitera l'interférence des transitoires du flux avec ceux du couple. Cela est réalisé par la commande vectorielle à flux orienté qui consiste à travailler dans un repère biphasé dont l'axe tournant est porté par la direction du vecteur flux. Le modèle de la MAS est décrit par des grandeurs continues, et le couple électromagnétique s'écrira de façon similaire à celui d'une machine à courant continu. L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes, le flux rotorique et le courant statorique qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. Le référentiel de travail pour la commande est celui lié au champ tournant afin que l'axe «d» coïncide avec la direction désirée du flux, qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer. Ainsi, il est possible d'orienter les différents flux de la machine comme suit :

➤ Flux rotorique : $\Phi_{rd} = \Phi_r$; $\Phi_{rq} = 0$

➤ Flux statorique : $\Phi_{sd} = \Phi_s$; $\Phi_{sq} = 0$

➤ Flux d'entrefer : $\Phi_{gd} = \Phi_g$; $\Phi_{gq} = 0$

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone, il existe deux méthodes différentes, la commande vectorielle directe et celle indirecte. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux. La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position.

Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle ouverte. Ce type de contrôle est simple à implanter mais insensible aux variations paramétriques. La méthode directe nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doivent être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. La mesure directe du flux ou son estimation 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. Les inconvénients majeurs de cette méthode, sont La non fiabilité de la mesure du flux. Dans la partie qui suit, on considère la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (indirect rotor flux orientation (IRFO)).

Nous avons vu que le couple en régime transitoire s'exprime dans le repère dq comme un produit croisé de courants ou de flux. Si nous reprenons l'écriture :

$$C_e = p_p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \tag{1.50}$$

On s'aperçoit que si l'on élimine le 2^{ème} produit ($\Phi_{rq} i_{sd}$), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une MCC. 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 donc d'avoir, $\Phi_{rq} = 0$. Ainsi $\Phi_r = \Phi_{rd}$ uniquement.

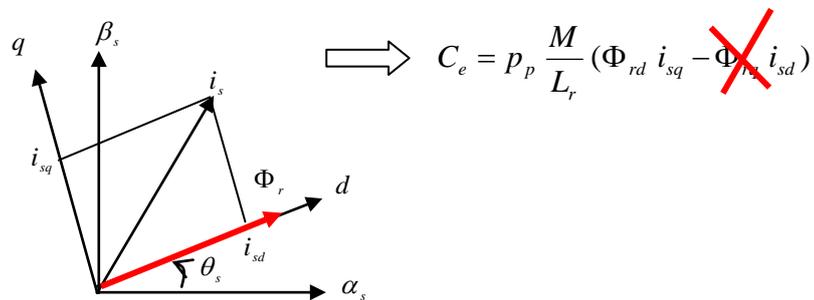


Figure 1.5 Principe du contrôle vectoriel

Le couple électromagnétique peut s'exprimer en fonction du flux rotorique et la composante, i_{sq}

$$C_e = p_p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq}) \tag{1.51}$$

La présente expression est analogue à celle de la machine à courant continu à excitation séparée donnée par :

$$C_e = K_t \cdot i_f \cdot i_a \tag{1.52}$$

La composante i_{sq} joue le rôle de courant induit qui, à flux d'excitation donné contrôle le couple. Désormais le contrôle du couple devient linéaire. Il convient de régler le flux en agissant sur la

composante i_{sd} du courant statorique et on régule le couple en agissant sur la composante i_{sq} . On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une MCC. Une stratégie consiste à laisser la composante, i_{sd} constante. C'est-à-dire de fixer sa référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine. Le régulateur du courant s'occupe de maintenir le courant, i_{sd} constant et égale à sa référence, i_{sd}^* . Le flux étant constant dans la machine, on peut imposer la variation de couple en agissant sur le courant, i_{sq} . Si on veut accélérer la machine, donc augmenter sa vitesse, on impose une référence courant, i_{sq}^* positive. Le régulateur du courant, i_{sq} va imposer ce courant de référence de la machine, D'où un couple positif. On peut également automatiser le pilotage de cette référence de courant, i_{sq}^* en la connectant à la sortie d'un régulateur externe de vitesse. On parle alors de régulation en cascade ; les boucles sont imbriquées l'une dans l'autre. Il est évident pour augmenter la vitesse, il faut imposer un couple positif, pour la diminuer il faut un couple négatif. Il apparaît alors clairement que la sortie du régulateur de vitesse doit être la consigne de couple et donc i_{sq}^* puisqu'il agira au mieux de manière à asservir la vitesse à une vitesse de consigne, Ω^* . La figure ci-dessous résume cette régulation via la commande vectorielle de la MAS avec trois boucles de régulation (la vitesse et les deux courants, i_{ds} et i_{sq}). Les sorties des boucles de courant sont V_{sd}^* et V_{sq}^* dans le repère, dq .

Dans ce document, on se limite à la technique du contrôle « PI » qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue stabilité, précision et rapidité.

1.5.1.1 Régulateur PI des courants statoriques (commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté)

Pour la conception de cette régulation, on exprime les tensions, v_{ds} et v_{qs} en fonction des courants, i_{sd} , i_{sq} et Φ_{rd} . A partir des équations (1.26)-(1.29) du modèle de la MAS on obtient :

$$\begin{aligned}\phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M(\Phi_{rd} - M i_{sd}) / L_r & (1.53) \\ &= (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rd}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M(\Phi_{rq} - M i_{sq}) / L_r & (1.54) \\ &= (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sq} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rq}\end{aligned}$$

$$V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sq} - \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rq} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \quad (1.76)$$

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sq} - \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rq} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \quad (1.77)$$

Partie linéaire

Partie non-linéaire (perturbation ou termes de couplage entre les axes (d) et (q)) et stator/rotor

De la même manière on trouve

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \quad (1.78)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \quad (1.79)$$

Partie linéaire

Partie non-linéaire (perturbation ou termes de couplage entre les axes (d) et (q)) et stator/rotor

Avec $\Phi_{rq} = 0$ et $\Phi_{rd} = \Phi_r^* = const$, on peut alors écrire :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sq} \quad (1.80)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^* \quad (1.81)$$

Remarque : dans ce modèle de la machine asynchrone les sommes des termes de couplage des

deux axes (d) et (q) sont $(-\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} - (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{di_{sq}}{dt} - \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{rq}}{dt})$ et

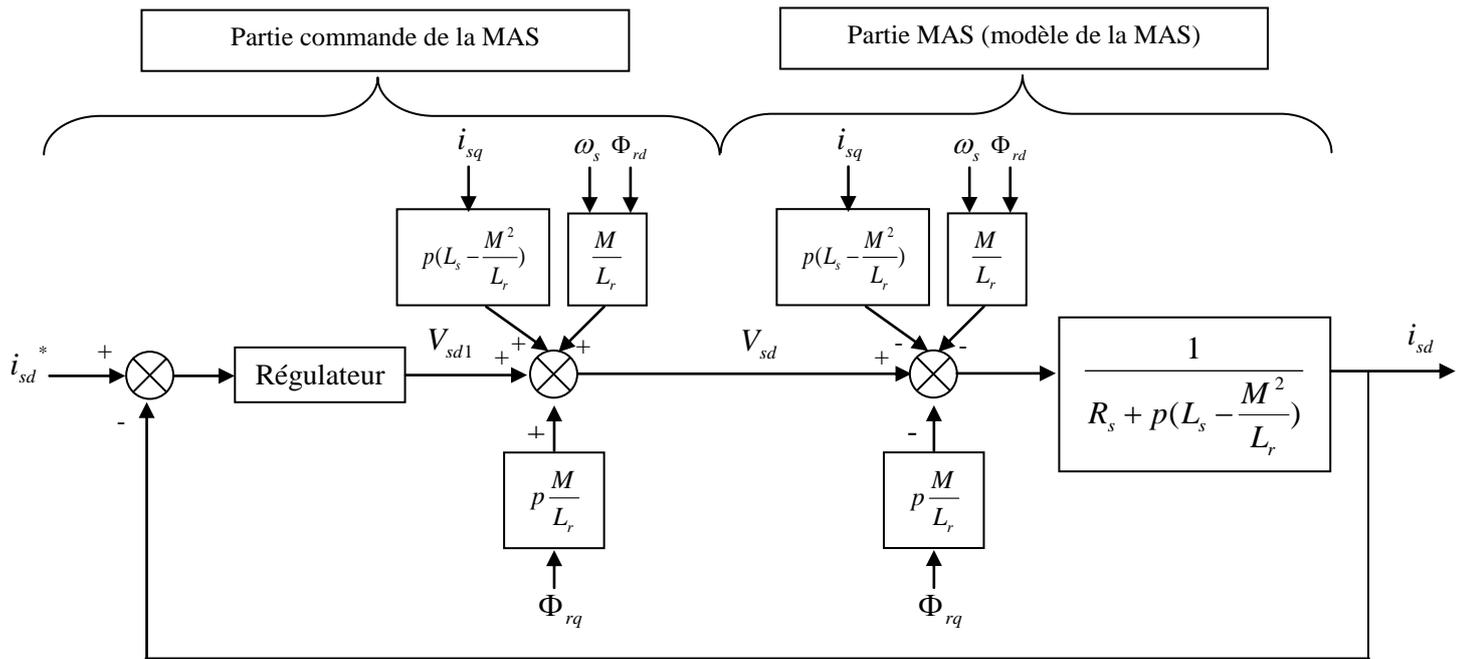
$(-\omega_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} - \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} - \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{rq}}{dt})$. On peut les compenser dans la partie commande en

ajoutant les mêmes termes avec des signes différents $(+\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{rq}}{dt})$ et

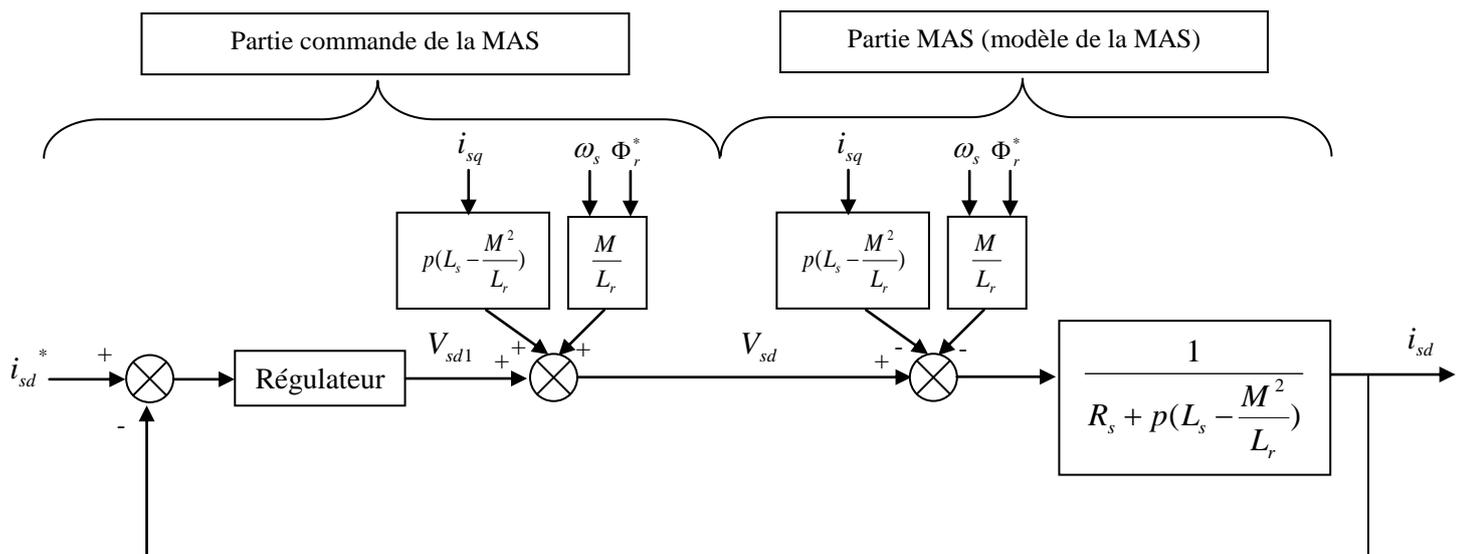
$(+\omega_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{rq}}{dt})$.

Avec $\Phi_{rq} = 0$ et $\Phi_{rd} = \Phi_r^* = const$, ces termes de compensation deviennent :

$(+\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^* + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{di_{sq}}{dt})$ et $(+\omega_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^*)$.



a. Sans application de la commande vectorielle par à flux rotorique orienté



b. Avec application de la commande vectorielle par à flux rotorique orienté
 ($\Phi_{rq} = 0$ et $\Phi_{rd} = \Phi_r^* = const$)

Figure 1.6 Principe de compensation de l'effet des termes de couplage entre les axes (d) et (q) et stator/rotor dans l'équation électrique statorique selon l'axe (d) (sans et avec application de la commande vectorielle par à flux rotorique orienté)

La même chose est applicable pour les autres équations électriques statorique et rotorique.

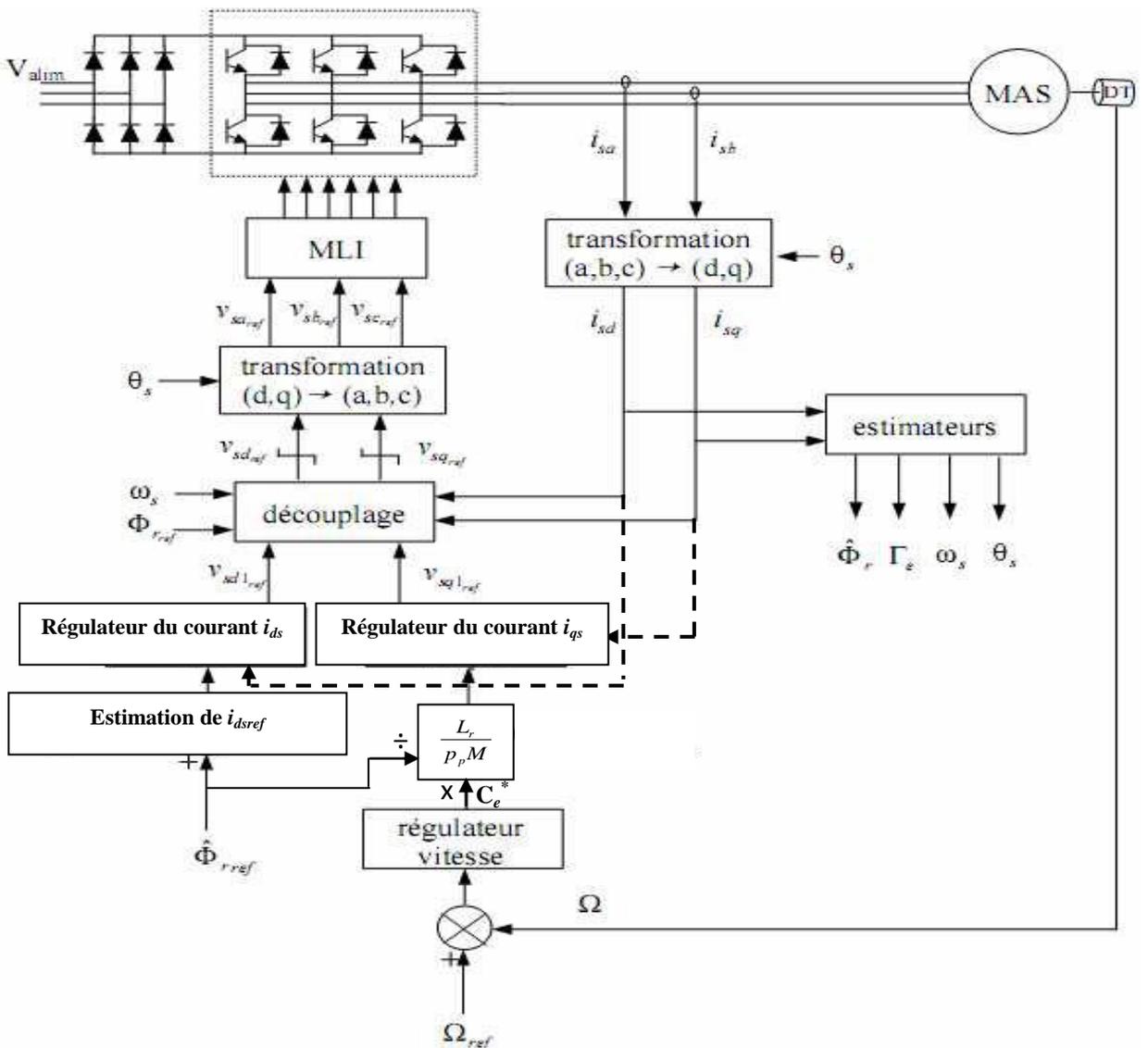
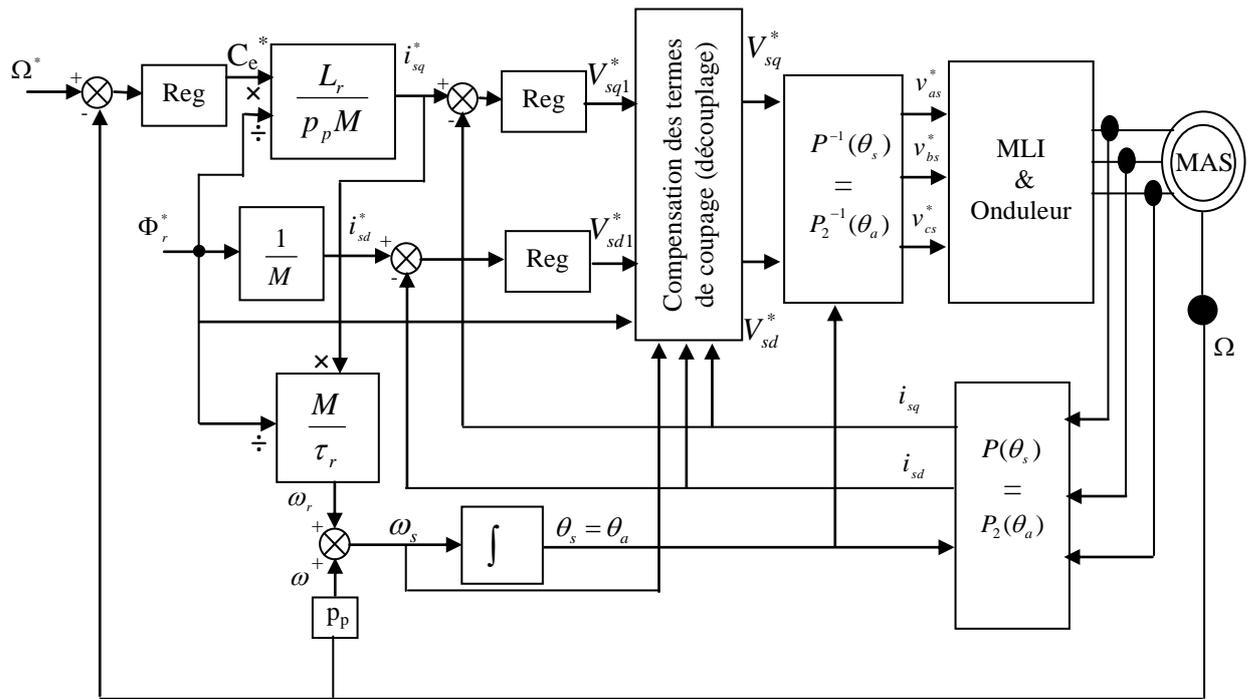


Figure 1.7 Régulation de vitesse via la commande vectorielle indirecte par orientation à flux rotorique (Φ_r) de la MAS

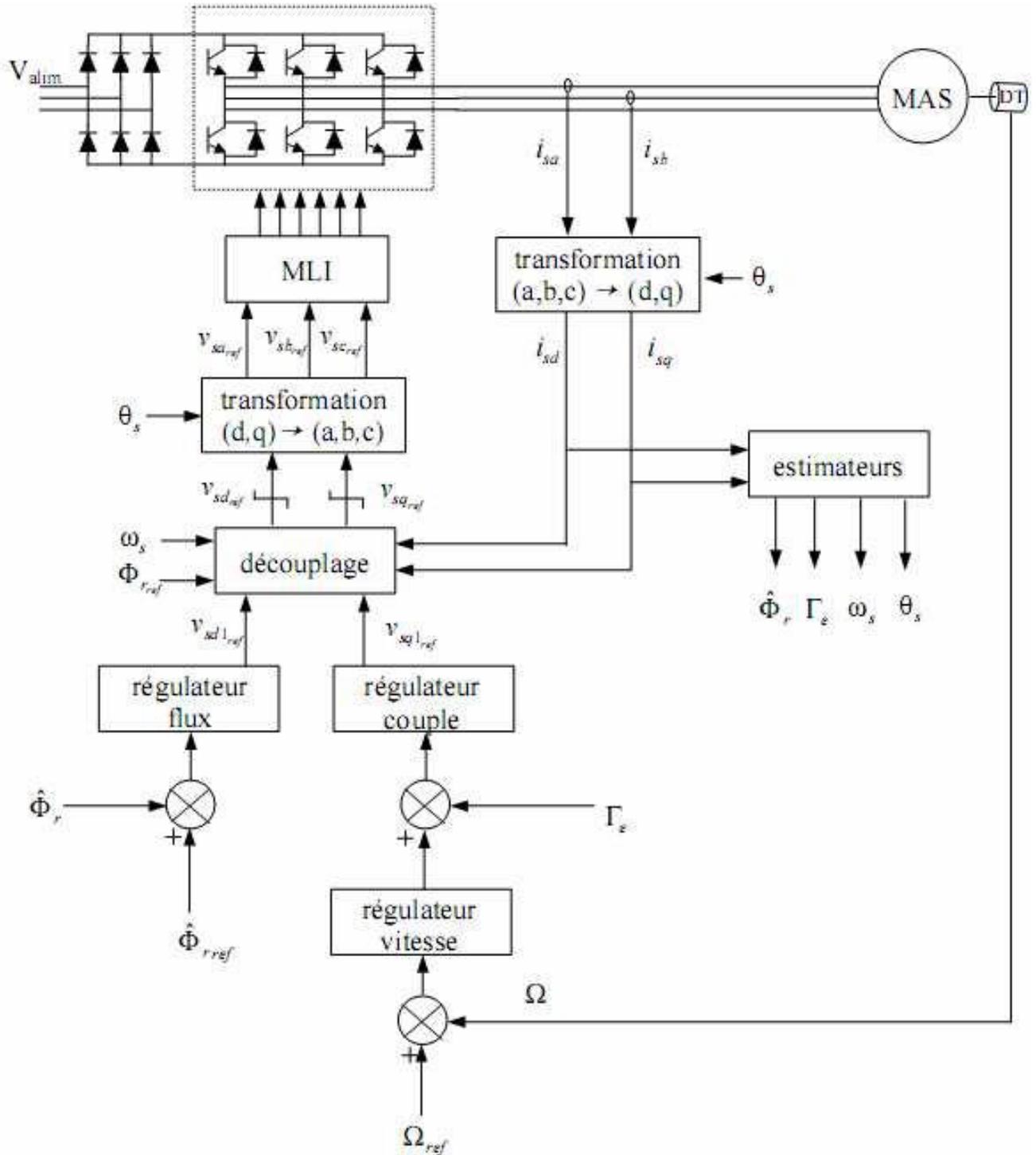


Figure 1.8 Régulation de vitesse via la commande vectorielle directe par orientation à flux rotorique (Φ_r) de la MAS

Pour l'analyse, les deux schémas de régulation PI des courants, i_{ds} et i_{qs} sont approximées par le schéma de la figure suivante :

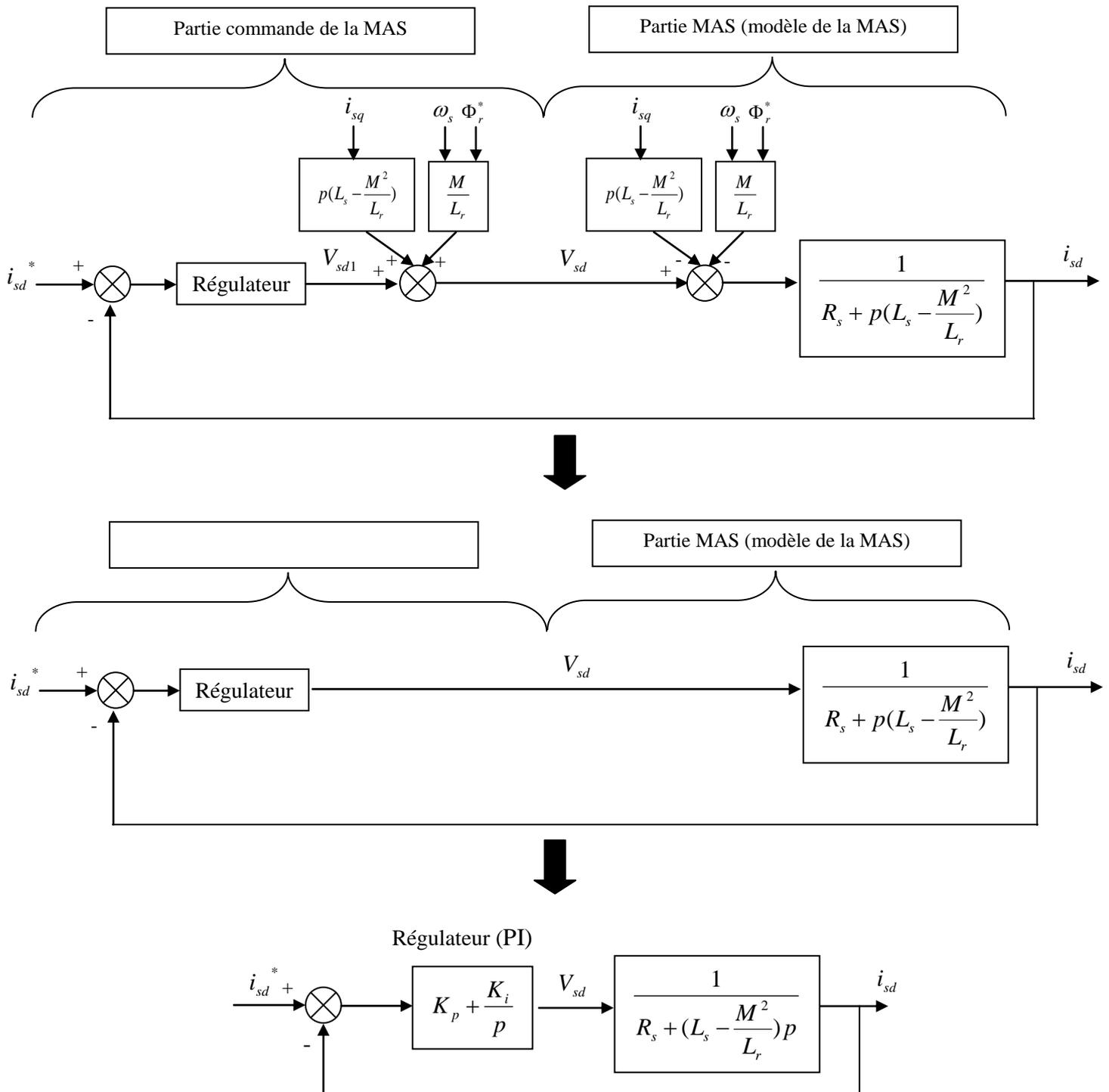


Figure 1.9 Régulation PI du courant i_{sd}
 (Après compensation des termes de couplage et avec application de la commande vectorielle par à flux rotorique orienté) ($\Phi_{rq} = 0$ et $\Phi_{rd} = \Phi_r^* = const$)

Si on néglige le régime transitoire des courants statoriques, la fonction de transfert du système en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{BO} = \frac{K_p \cdot p + K_i}{p \cdot (R_s + \sigma \cdot p)} = \frac{K_i \cdot (1 + \frac{K_p}{K_i} p)}{R_s \cdot p \cdot (1 + \frac{\sigma}{R_s} \cdot p)} = \frac{K_i \cdot (1 + \tau_v p)}{R_s \cdot p \cdot (1 + \frac{\sigma}{R_s} \cdot p)} \quad (1.82)$$

Alors que la fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$F_{BF} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{F_{BO}}{1 + F_{BO}} = \frac{\frac{K_i \cdot (1 + \tau_v p)}{R_s \cdot p \cdot (1 + \frac{\sigma}{R_s} \cdot p)}}{1 + \frac{K_i \cdot (1 + \tau_v p)}{R_s \cdot p \cdot (1 + \frac{\sigma}{R_s} \cdot p)}} = \frac{\frac{K_i \cdot (1 + \tau_v p)}{R_s \cdot p \cdot (1 + \frac{\sigma}{R_s} \cdot p)}}{\frac{R_s \cdot p \cdot (1 + \frac{\sigma}{R_s} \cdot p) + K_i \cdot (1 + \tau_v p)}{R_s \cdot p \cdot (1 + \frac{\sigma}{R_s} \cdot p)}}$$

$$F_{BF} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{F_{BO}}{1 + F_{BO}} = \frac{K_i \cdot (1 + \tau_v p)}{R_s \cdot p \cdot (1 + \frac{\sigma}{R_s} \cdot p) + K_i \cdot (1 + \tau_v p)}$$

Avec : $\tau_v = \frac{K_p}{K_i}$

Etant donné que la fonction de transfert en boucle fermée présente un zéro $(1 + \tau_v p)$ du numérateur, et pour annuler l'effet de la constante de temps dominant $\frac{\sigma}{R_s}$, on impose :

$$\tau_v = \frac{K_p}{K_i} = \frac{\sigma}{R_s}$$

Ainsi, on élimine le zéro, et la fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$F_{BF} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{F_{BO}}{1 + F_{BO}} = \frac{K_i}{R_s \cdot p + K_i} = \frac{1}{\frac{R_s}{K_i} \cdot p + 1} \quad (1.83)$$

En imposant une constante de temps, τ_v , on trouve $K_i = \frac{R_s}{\tau_v}$ et $K_p = \frac{\sigma}{\tau_v}$

Dans le schéma de de figure 1.7 :

- Le courant de référence, i_{sq}^* est obtenu à partir de l'expression du couple, d'où

$$C_e = \frac{p_p M}{L_r} \Phi_r i_{sq}^* \rightarrow i_{sq}^* = \frac{L_r}{p_p M} \frac{1}{\Phi_r} C_e \quad (1.84)$$

- Le courant de référence, i_{sd}^* est obtenu à partir de l'expression du flux rotorique par

$$\Phi_r = \frac{M}{1 + \tau_r p} i_{sd}^* \text{ avec } \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ c'est la constante de temps rotorique}$$

$$\text{On voit qu'en régime permanent } \Phi_r^* = M i_{sd}^* \rightarrow i_{sd}^* = \frac{1}{M} \Phi_r^* \quad (1.85)$$

Remarque : de la même manière, les paramètres du régulateur PI (K_p et K_i) du courant (i_{sq}) sont déterminés.

1.5.1.2 Régulateur PI de la vitesse rotoïque

Le schéma bloc de la régulation de vitesse est représenté par la figure suivante

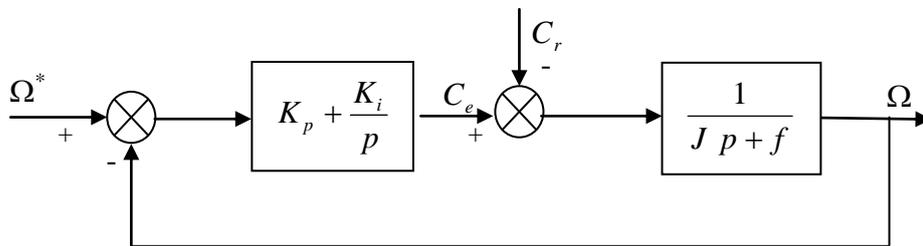


Figure 1.10 Régulation de la vitesse rotoïque

Si on néglige le régime transitoire des courants statoriques, la fonction de transfert du système en boucle ouverte avec un couple résistant nul ($C_r = 0$) est donnée par :

$$F_{BO} = \frac{K_p \cdot p + K_i}{p \cdot (f + J \cdot p)} = \frac{K_i \cdot (1 + \frac{K_p}{K_i} p)}{f \cdot p \cdot (1 + \frac{J}{f} \cdot p)} = \frac{K_i \cdot (1 + \tau_v p)}{f \cdot p \cdot (1 + \frac{J}{f} \cdot p)} \quad (1.86)$$

Alors que la fonction de transfert du système en boucle fermée avec un couple résistant nul ($C_r = 0$) est donnée par :

$$F_{BF} = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{F_{BO}}{1 + F_{BO}} = \frac{\frac{K_i \cdot (1 + \tau_v p)}{f \cdot p \cdot (1 + \frac{J}{f} \cdot p)}}{1 + \frac{K_i \cdot (1 + \tau_v p)}{f \cdot p \cdot (1 + \frac{J}{f} \cdot p)}} = \frac{\frac{K_i \cdot (1 + \tau_v p)}{f \cdot p \cdot (1 + \frac{J}{f} \cdot p)}}{\frac{f \cdot p \cdot (1 + \frac{J}{f} \cdot p) + K_i \cdot (1 + \tau_v p)}{f \cdot p \cdot (1 + \frac{J}{f} \cdot p)}}$$

$$F_{BF} = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{F_{BO}}{1 + F_{BO}} = \frac{K_i \cdot (1 + \tau_v p)}{f \cdot p \cdot (1 + \frac{J}{f} \cdot p) + K_i \cdot (1 + \tau_v p)}$$

$$\text{Avec : } \tau_v = \frac{K_p}{K_i}$$

Etant donné que la fonction de transfert en boucle fermée présente un zéro $(1 + \tau_v p)$ du numérateur, et pour annuler l'effet de la constante de temps dominant $\frac{J}{f}$, on impose :

$$\tau_v = \frac{K_p}{K_i} = \frac{J}{f}$$

Ainsi, on élimine le zéro, et la fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$F_{BF} = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{F_{BO}}{1 + F_{BO}} = \frac{K_i}{f \cdot p + K_i} = \frac{1}{\frac{f}{K_i} \cdot p + 1} \quad (1.87)$$

En imposant une constante de temps, τ_v , on trouve $K_i = \frac{f}{\tau_v}$ et $K_p = \frac{J}{\tau_v}$

Deux transformations sont considérées dans cette technique de commande. L'une permet à partir des tensions biphasées générées (v_{sd}^* et v_{sq}^*) dans le repère dq , de calculer les tensions triphasées de référence (v_{as}^* , v_{bs}^* et v_{cs}^*) à imposer à la MAS via l'onduleur à MLI. La 2^{ème} transformation calcule à partir des trois courants de ligne, (i_a , i_b et i_c) mesurés, les courants biphasés (i_{ds} et i_{qs}). C'est deux transformation nécessitent le calcul de, ω_s qui est obtenu à partir de la pulsation de glissement, ω_r et la vitesse mesurée, $\omega = p\Omega$. D'où

$$\omega_r = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{ds}} = \frac{M i_{qs}^*}{\tau_r \Phi_r^*} \quad (1.88)$$

En utilisant les références au lieu des mesures, le calcul direct de θ_s est obtenu par

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(p\Omega + \frac{i_{qs}^*}{\tau_r i_{ds}^*} \right) dt. \quad (1.89)$$

1.5.2 Commande directe du couple (DTC)

Une autre technique de commande de la machine asynchrone est appelée commande directe de couple. A l'opposé de la commande vectorielle, cette technique ne reproduit pas le comportement électromécanique de la machine à courant continu, mais a pour but d'exploiter les performances de flux et de couple moteur de la machine asynchrone en utilisant une certaine stratégie de commutation de l'onduleur de puissance. Cette méthode nécessite uniquement la connaissance de la résistance statorique.

Le contrôle direct de couple se démarque donc par une structure simplifiée, minimisant l'influence des paramètres de la machine. Ce type de commande est basé sur la détermination de e_C . Le choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux stator et du couple électromagnétique. A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le " sens physique " et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutation).

1.5.2.1 Modèle de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux

Un onduleur triphasé de tension classique à 2 niveaux permet d'avoir trois tensions alternatives simples à sa sortie dans le plan réel (**abc**), tels que :

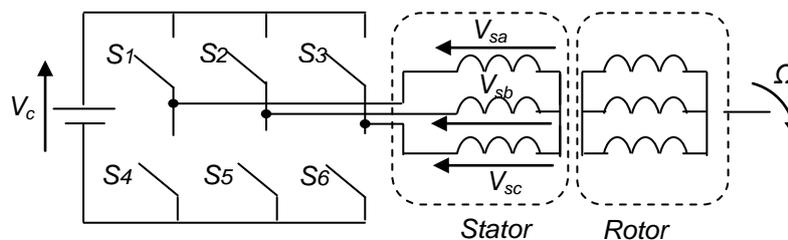


Figure 1.11 Représentation schématique de l'association d'un onduleur triphasé de tension à 2 niveaux-moteur asynchrone triphasé

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{V_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \tag{1.90}$$

Avec :

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : tensions simples à la sortie de l'onduleur.

V_c : tension continue à l'entrée de l'onduleur.

S_1, S_2, S_3 : état logique des interrupteurs, supposés parfaits, du haut des trois bras de l'onduleur triphasé. L'état des interrupteurs peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande $S_j (j=1, 2, 3)$ telle que :

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

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

L'application de la transformation de Concordia, qui n'est que la transformation de PARK $[P_i(\theta_a)]$ avec $\theta_a = 0$, au système triphasé des tensions simples de sortie de l'onduleur permet d'obtenir les composantes de tension dans le repère orthogonal de Concordia fixe lié au stator ($\alpha\beta 0$) tels que :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{s0} \end{bmatrix} = [P_i(\theta_a)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{avec } i = 1 \text{ ou } 2 \quad \text{et } \theta_a = 0 \quad (1.91)$$

Le passage du système statorique triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice de Concordia qui n'est que la transformation de PARK $[P_1(\theta_a)]$ ou $[P_2(\theta_a)]$ avec $\theta_a = 0$.

$$[P_1(\theta_a)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.91.a)$$

$$[P_2(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (1.91.b)$$

Pour un système de tension triphasée équilibrée :

$$V_{s0} = \frac{1}{3}(V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) = 0 \quad (\text{ou } V_{s0} = \sqrt{\frac{1}{3}}(V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) = 0)$$

Ainsi, la tension de sortie de l'onduleur de tension peut être présentée vectoriellement dans le repère (plan de phase (α, β)) de Concordia par :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} \quad (1.92)$$

Le vecteur de tension de sortie de l'onduleur de tension triphasé à 2 niveaux possède 8 positions (8 séquences) distinctes dans le plan de phase (α, β) , correspondant aux différentes combinaisons des

états logiques des interrupteurs d'électronique de puissance du haut (S_1 , S_2 et S_3) de cet onduleur, comme indiqué dans le tableau et la figure ci-dessous (la matrice de Concordia utilisée est $[P_2(\theta_a)]$):

S_1	S_2	S_3	V_{sa}	V_{sb}	V_{sc}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	$\ V_s\ $	φ_{vs} (°)	\bar{V}_s
0	0	0	0	0	0	0	0	0	-	V_{S0}
0	0	1	$-V_c/3$	$-V_c/3$	$2V_c/3$	$\sqrt{(2/3)}(-V_c/2)$ $= -\sqrt{(1/6)}V_c$	$\sqrt{(2/3)}(-\sqrt{3}V_c/2)$ $= -\sqrt{(1/2)}V_c$	$\sqrt{(2/3)}(V_c)$	-120°	V_{S5}
0	1	0	$-V_c/3$	$2V_c/3$	$-V_c/3$	$\sqrt{(2/3)}(-V_c/2)$ $= -\sqrt{(1/6)}V_c$	$\sqrt{(2/3)}(\sqrt{3}V_c/2)$ $= \sqrt{(1/2)}V_c$	$\sqrt{(2/3)}(V_c)$	120°	V_{S3}
0	1	1	$-2V_c/3$	$V_c/3$	$V_c/3$	$\sqrt{(2/3)}(-V_c)$ $= -\sqrt{(2/3)}(V_c)$	0	$\sqrt{(2/3)}(V_c)$	180°	V_{S4}
1	0	0	$2V_c/3$	$-V_c/3$	$-V_c/3$	$\sqrt{(2/3)}(V_c)$	0	$\sqrt{(2/3)}(V_c)$	0°	V_{S1}
1	0	1	$V_c/3$	$-2V_c/3$	$V_c/3$	$\sqrt{(2/3)}(V_c/2)$ $= \sqrt{(1/6)}V_c$	$\sqrt{(2/3)}(-\sqrt{3}V_c/2)$ $= -\sqrt{(1/2)}V_c$	$\sqrt{(2/3)}(V_c)$	-60°	V_{S6}
1	1	0	$V_c/3$	$V_c/3$	$-2V_c/3$	$\sqrt{(2/3)}(V_c/2)$ $= \sqrt{(1/6)}V_c$	$\sqrt{(2/3)}(\sqrt{3}V_c/2)$ $= \sqrt{(1/2)}V_c$	$\sqrt{(2/3)}(V_c)$	60°	V_{S2}
1	1	1	0	0	0	0	0	0	-	V_{S7}

Tableau 1.1 Tension de sortie de l'onduleur triphasé de tension à 2 niveaux sous forme vectorielle

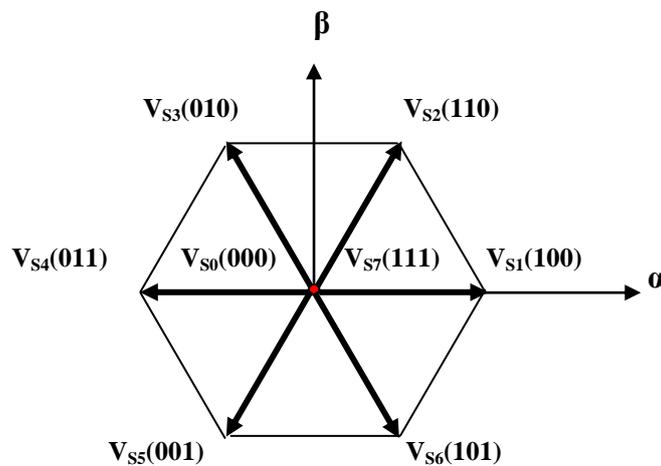


Figure 1.12 Présentation du vecteur tension de sortie de l'onduleur triphasé de tension à 2 niveaux dans le plan biphasé orthogonal de Concordia

1.5.2.2 Modèle de la machine asynchrone triphasée dédiée au contrôle direct du couple

Pour mettre en évidence le principe de la commande DTC de la MAS triphasée, il est indispensable de présenter le modèle vectorielle de la MAS triphasée dans le repère diphasé orthogonale fixe de Concordia lié au stator. Ce modèle est défini par les équations suivantes

- Sous forme complexe :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s \\ \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r \pm j\omega \bar{\Phi}_r = 0 \\ \bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (1.93)$$

Avec

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} \quad \text{et} \quad \bar{V}_r = V_{r\alpha} + j V_{r\beta}$$

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + j I_{s\beta} \quad \text{et} \quad \bar{I}_r = I_{r\alpha} + j I_{r\beta}$$

$$\bar{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j \Phi_{s\beta} \quad \text{et} \quad \bar{\Phi}_r = \Phi_{r\alpha} + j \Phi_{r\beta}$$

$$j^2 = -1$$

- Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.94)$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.95)$$

Avec

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{r\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{r\alpha} \end{bmatrix} \quad (1.96)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s\beta} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\beta} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.97)$$

A partir de la 3^{ème}, et la 4^{ème} équation du système (1.93), on peut écrire :

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_s L_r} \bar{\Phi}_s \right) \quad (1.98)$$

avec

$$\sigma' = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{coefficient de dispersion}$$

D'où la 1^{ère}, et la 2^{ème} équation du système (1.93) deviennent :

$$\begin{aligned} \bar{V}_s &= R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma' \tau_r} \pm j \omega \right) \bar{\Phi}_r &= \frac{\mu}{L_s \sigma' \tau_r} \bar{\Phi}_s \end{aligned} \quad (1.99)$$

avec $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$: est la constante de temps rotorique de la machine

Ces relations montrent que :

- On peut contrôler le vecteur $\bar{\Phi}_s$ à partir du vecteur \bar{V}_s , à la chute de tension $R_s \bar{I}_s$ près.
- Le flux $\bar{\Phi}_r$ suit la variation de $\bar{\Phi}_s$ avec une constante de temps $\sigma' \tau_r$.
- Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux stator et rotor comme indiqué par la relation suivante :

$$C_e = K(\bar{\Phi}_s \times \bar{\Phi}_r) = K \|\bar{\Phi}_s\| \|\bar{\Phi}_r\| \sin(\lambda) \quad (1.100)$$

tel que :

$$K = \frac{p_p M}{L_r L_s} = p_p \left(\frac{1 - \sigma'}{\sigma' M} \right) \quad (1.101)$$

Où :

$\|\bar{\Phi}_s\|$: Module du vecteur flux stator

$\|\bar{\Phi}_r\|$: Module du vecteur flux rotor

λ : Angle entre les vecteurs flux stator et rotor

p_p : Nombre de paires de pôles.

- Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$ et de leur position relative λ .
- Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\Phi}_s$ (à partir de \bar{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$, donc le couple.
- Si en négligeant la chute de tension aux bornes de la résistance statorique ($R_s \bar{I}_s$), la 1^{ère} équation du système (1.99) (équation statorique) devient :

$$\bar{V}_s \cong \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (1.102)$$

En intégrant cette équation pendant la période Δt de fonctionnement de l'onduleur, on obtient :

$$\Delta \bar{\Phi}_s = \bar{V}_s \Delta t = \bar{\Phi}_{sm+1} - \bar{\Phi}_{sm} \quad (1.103)$$

Cette équation montre que la variation du vecteur flux statorique $\Delta\bar{\Phi}_s = \bar{V}_s \Delta t$ évolue dans la même direction que le vecteur d'espace de tension appliquée \bar{V}_s , son module $\|\bar{\Phi}_s\|$ étant proportionnel au produit entre le vecteur tension appliquée \bar{V}_s et la durée Δt pendant laquelle ce vecteur est appliqué. Autrement dit, le vecteur flux statorique $\bar{\Phi}_{sm+1}$ à $t=m+1$ est constituée de la somme vectorielle du vecteur flux statorique $\bar{\Phi}_{sm}$ à $t=m$ et le vecteur tension appliquée \bar{V}_s produit par la durée Δt pendant laquelle ce vecteur est appliqué.

1.5.2.3 Principe du contrôle direct du couple de la MAS triphasée alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux

Comme expliqué précédemment, il est donc possible selon l'équation (1.103), en choisissant les vecteurs convenables de tension, de mener le flux statorique sur une trajectoire voulue. Ce contrôle permet de maintenir le module du flux statorique constant. En maintenant le module du flux statorique constant, et en considérant le module flux rotorique constant (sa variation est très lente devant la variation de celui du flux statorique) et selon l'équation (1.100), le couple électromagnétique C_e augmente en augmentant l'angle λ entre les deux flux $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$ et vice-versa.

Pour maintenir le module flux statorique constant, sachant que ce flux est un flux tournant il suffit de définir une trajectoire de référence circulaire concentrique avec deux cercles concentriques de rayant très proches et d'essayer de piéger le flux statorique de telle sorte qu'il reste dans les limites de ces deux cercles. Le couple dans ce cas sera contrôlé en augmentant ou en diminuant l'angle entre le flux statorique et le flux rotorique. Tout cela peut se faire en choisissant convenablement le vecteur tension de l'onduleur à appliquer au stator de la MAS (Figure 1.13). Selon cette figure, le vecteur flux statorique $\bar{\Phi}_{sm}$ à $t=m$ tend à dépasser la limite supérieure tolérée $\bar{\Phi}_s^* + H\Phi_s$. On applique le vecteur tension \bar{V}_s pendant une période Δt pour produire un $\Delta\bar{\Phi}_s = \bar{V}_s \Delta t$ qui s'ajoute vectoriellement à $\bar{\Phi}_{sm}$ et le force à passer au-dessous de $\bar{\Phi}_s^* + H\Phi_s$ et rejoindre de nouveau la zone tolérée, sachant que le vecteur tension \bar{V}_s possède 8 possibilités V_{Si} ($i = 1$ à 7 ou V_{K-2} à V_{K+3}). L'angle λ entre les deux flux $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$ va changer de λ_m à λ_{m+1} ; et par suite le couple change en augmentant ou en diminuant, selon le vecteur tension \bar{V}_s appliqué parmi les 8 vecteurs possibles V_{Si} ($i = 1$ à 7 ou V_{K-2} à V_{K+3}), sachant qu'il faut choisir le vecteur \bar{V}_s qui force le couple de rejoindre sa zone tolérée. Un nouveau vecteur flux statorique $\bar{\Phi}_{sm+1}$ se produit à $t=m+1$, qui va cette fois-ci

passer au-dessous de la limite inférieure tolérée $\overline{\Phi}_s^* - H\Phi_s$. Un autre vecteur \overline{V}_s doit être appliqué pour forcer le vecteur $\overline{\Phi}_{sm+1}$ à rejoindre la zone tolérée et faire changer l'angle λ entre les deux flux $\overline{\Phi}_s$ et $\overline{\Phi}_r$, de telle manière à augmenter ou diminuer le couple pour qu'il rejoigne la zone tolérée du couple.

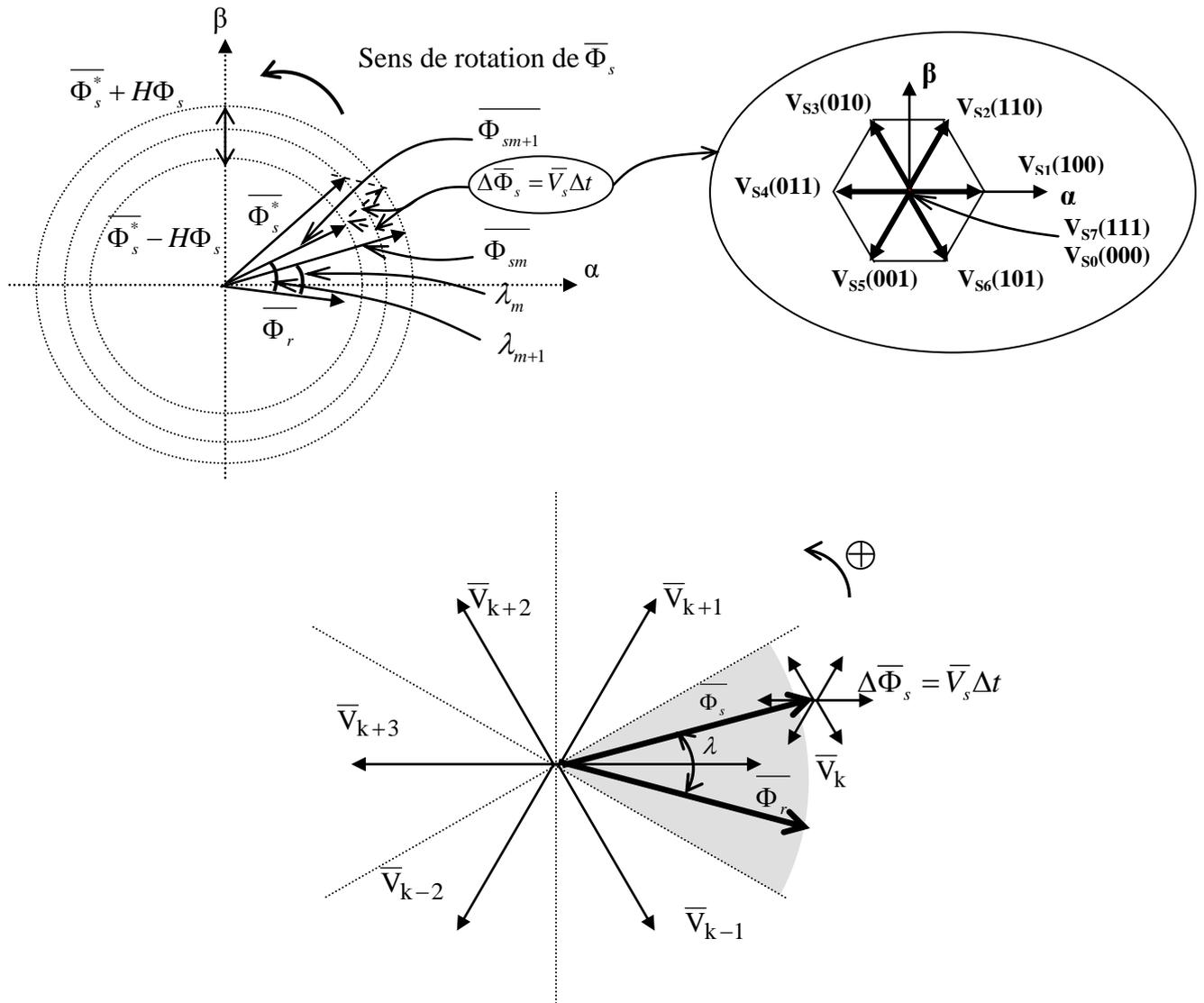


Figure 1.13 Vecteurs d'espace de l'onduleur et les variations correspondantes du vecteur du flux statorique de la MAS

D'après la figure 1.13, on voit que l'application des vecteurs d'espace \bar{V}_k, \bar{V}_{k+1} et \bar{V}_{k-1} (ou $\bar{V}_{s1}, \bar{V}_{s2}$ et \bar{V}_{s6} pour le secteur S_1) font augmenter le module du flux statorique situé dans le secteur S_k (dans ce cas S_1) alors que les vecteurs $\bar{V}_{k+2}, \bar{V}_{k+3}$ et \bar{V}_{k-2} (ou $\bar{V}_{s3}, \bar{V}_{s4}$ et \bar{V}_{s5} pour le secteur S_1) le font diminuer.

D'autre part, les vecteurs qui tendent à augmenter l'angle λ font augmenter le couple électromagnétique. Par conséquent, l'application des vecteurs V_{k+1}, V_{k+2} (ou \bar{V}_{s2} et \bar{V}_{s3} pour le secteur S_1) aura pour effet d'augmenter ce dernier. Le vecteur \bar{V}_k (ou \bar{V}_{s1} pour le secteur S_1) fait augmenter légèrement l'angle λ et le couple. Les vecteurs V_{k-1}, V_{k-2} (ou \bar{V}_{s6} et \bar{V}_{s5} pour le secteur S_1) auront pour action de le diminuer. Le vecteur \bar{V}_{k+3} (ou \bar{V}_{s4} pour le secteur S_1) fait diminuer légèrement l'angle λ et le couple.

Pour agir sur les deux grandeurs (flux et couple) en même temps, il suffit de faire l'intersection des ensembles des solutions dictant l'action voulue sur l'une ou l'autre des grandeurs à contrôler. D'où une table générale (table 1.2) qui permet de choisir les vecteurs d'espace de l'onduleur en fonction de l'évolution voulue sur les deux grandeurs contrôlées, i. e, le flux statorique et le couple électromagnétique :

	$C_e \uparrow \Phi_s \uparrow$	$C_e \uparrow \Phi_s \downarrow$	$C_e \downarrow \Phi_s \uparrow$	$C_e \downarrow \Phi_s \downarrow$
Secteur	V_{k+1}	V_{k+2}	V_{k-1}	V_{k-2}
S_1	\bar{V}_{s2}	\bar{V}_{s3}	\bar{V}_{s6}	\bar{V}_{s5}
S_2	\bar{V}_{s3}	\bar{V}_{s4}	\bar{V}_{s1}	\bar{V}_{s6}
S_3	\bar{V}_{s4}	\bar{V}_{s5}	\bar{V}_{s2}	\bar{V}_{s1}
S_4	\bar{V}_{s5}	\bar{V}_{s6}	\bar{V}_{s3}	\bar{V}_{s2}
S_5	\bar{V}_{s6}	\bar{V}_{s1}	\bar{V}_{s4}	\bar{V}_{s3}
S_6	\bar{V}_{s1}	\bar{V}_{s2}	\bar{V}_{s5}	\bar{V}_{s4}

Tableau 1.2 Table générale de vérité pour un vecteur flux statorique situé dans un secteur S_k

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans le secteur S_k .

En effet, en début de zone, les vecteurs \bar{V}_{k+1} et \bar{V}_{k-2} sont perpendiculaire à $\bar{\Phi}_s$, d'où une évolution rapide de l'angle λ et du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\Phi}_s$, alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse.

Les vecteurs \bar{V}_{k-1} et \bar{V}_{k+2} correspondent à une évolution lente de l'angle λ et du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\Phi}_s$ en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans le secteur S_k , les deux vecteurs \bar{V}_k , et \bar{V}_{k+3} ne sont jamais utilisés. En effet ceux-ci ont la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de $\bar{\Phi}_s$), mais l'effet sur le couple lui dépend de $\bar{\Phi}_s$ dans le secteur, avec un effet nul en milieu de zone .

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur \bar{V}_s est déduit des écarts de couple et de flux estimé par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur flux statorique $\bar{\Phi}_s$ (secteur). Donc, un estimateur de flux statorique et un estimateur de couple sont nécessaires.

1.5.2.4 Elaboration du vecteur de commande

a) Correcteur de flux

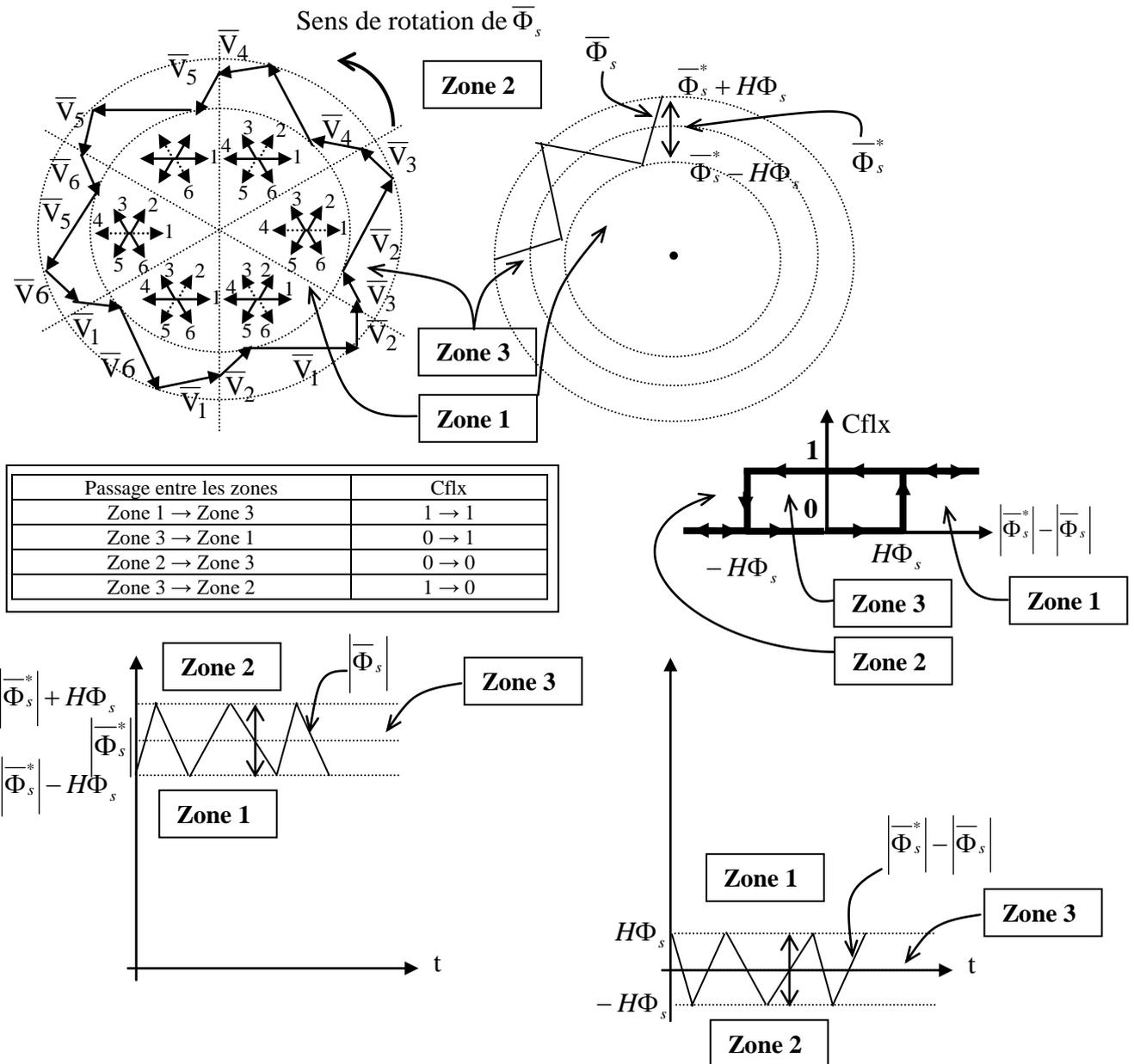
Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\bar{\Phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (1.13).

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\Phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représenté par une variable booléenne (Cflx) indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir :

$$\left| \Phi_s^* - \Phi_s \right| \leq 2H\Phi_s \tag{1.104}$$

Avec : Φ_s^* la consigne de flux et $H\Phi_s$ la largeur d'hystérésis du correcteur.



Zone 1 : $(|\bar{\Phi}_s| < |\bar{\Phi}_s^*| - H\Phi_s) \rightarrow (|\bar{\Phi}_s| - |\bar{\Phi}_s^*| < -H\Phi_s) \rightarrow (|\bar{\Phi}_s^*| - |\bar{\Phi}_s| > H\Phi_s) \rightarrow$ (il faut augmenter $|\bar{\Phi}_s|$)
 \rightarrow (Cflx = 1)

Zone 2 : $(|\bar{\Phi}_s| > |\bar{\Phi}_s^*| + H\Phi_s) \rightarrow (|\bar{\Phi}_s| - |\bar{\Phi}_s^*| > H\Phi_s) \rightarrow (|\bar{\Phi}_s^*| - |\bar{\Phi}_s| < -H\Phi_s) \rightarrow$ (il faut diminuer $|\bar{\Phi}_s|$)
 \rightarrow (Cflx = 0)

Zone 3 : $(|\bar{\Phi}_s^*| + H\Phi_s > |\bar{\Phi}_s| > |\bar{\Phi}_s^*| - H\Phi_s) \rightarrow (H\Phi_s > |\bar{\Phi}_s| - |\bar{\Phi}_s^*| > -H\Phi_s)$
 $\rightarrow (-H\Phi_s < |\bar{\Phi}_s^*| - |\bar{\Phi}_s| < H\Phi_s) \rightarrow$ (la commande de $|\bar{\Phi}_s|$ reste inchangée)
 \rightarrow (Cflx nouveau = Cflx précédent)

Figure 1.14 Correcteur de flux à Hystérésis et sélection des vecteurs tensions

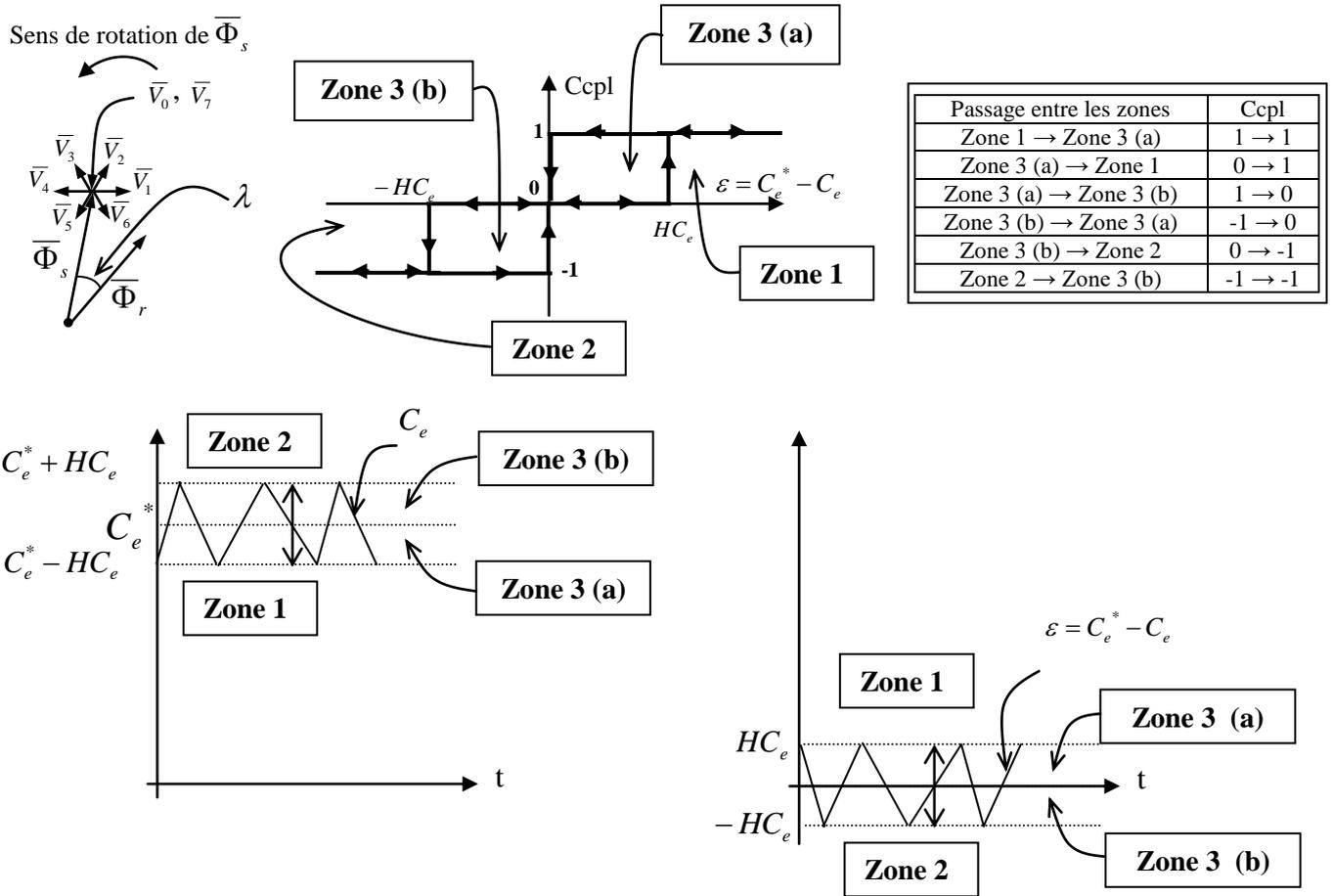
b) Correcteur de couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $|C_e^* - C_e| \leq HC_e$, avec C_e^* la référence de couple et HC_e la bande d'hystérésis du correcteur. Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Ils existent des correcteurs de couple à hystérésis à deux niveaux et des correcteurs de couple à hystérésis à trois niveaux. Ce dernier correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne Ccpl (figure 1.15) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée (Ccpl=1) ou diminuée (Ccpl=-1) ou inchangée (Ccpl=0) pour une consigne positive ou négative. Considérons l'exemple où le flux statorique est situé dans le secteur S_1 . On a deux cas :

- 1- Pour un (Cflx=1), l'amplitude du flux statorique doit être augmentée. Trois vecteurs sont possibles $\bar{V}_2, \bar{V}_6, \bar{V}_1$. Pour (Ccpl=1), l'amplitude du couple (donc l'angle λ) doit être augmentée ; dans ce cas un vecteur parmi les trois précédents ($\bar{V}_2, \bar{V}_6, \bar{V}_1$) est possible (\bar{V}_1). Pour (Ccpl=-1), l'amplitude du couple (donc l'angle λ) doit être diminuée ; dans ce cas un vecteur parmi les trois précédents ($\bar{V}_2, \bar{V}_6, \bar{V}_1$) est possibles (\bar{V}_6). L'effet du vecteur (\bar{V}_1) sur l'angle λ est faible ; où il fait légèrement augmenter cet angle lorsque le flux est situé dans la moitié inférieure du secteur S_1 ($\theta_s \in [-30^\circ, 0^\circ]$) et il fait légèrement diminuer cet angle lorsque le flux est situé dans la moitié supérieure du secteur S_1 ($\theta_s \in [0^\circ, 30^\circ]$) avec un effet nul lorsque ($\theta_s = 0^\circ$). Donc le vecteur (\bar{V}_1) ne sera pas utilisé dans le secteur S_1 pour contrôler l'amplitude du couple. Pour (Ccpl=0), l'amplitude du couple doit être inchangée. Donc, l'angle (λ) entre le flux statorique $\bar{\Phi}_s$ et le flux rotorique $\bar{\Phi}_r$ doit être inchangée. Pour se faire, il faut appliquer un des deux vecteurs nuls (\bar{V}_0 ou \bar{V}_7). Pour minimiser le nombre de commutations des interrupteurs d'électronique de puissance, on choisit le vecteur (\bar{V}_7).
- 2- Pour un (Cflx=0), l'amplitude du flux statorique doit être diminuée. Trois vecteurs sont possibles $\bar{V}_3, \bar{V}_5, \bar{V}_4$. Pour (Ccpl=1), l'amplitude du couple (donc l'angle λ) doit être augmentée; dans ce cas un vecteur parmi les trois précédents ($\bar{V}_3, \bar{V}_5, \bar{V}_4$) est possible (\bar{V}_3). Pour (Ccpl=-1), l'amplitude du couple (donc l'angle λ) doit être diminuée ; dans ce cas un

vecteur parmi les trois précédents ($\bar{V}_3, \bar{V}_5, \bar{V}_4$) est possibles (\bar{V}_5). L'effet du vecteur (\bar{V}_4) sur l'angle λ est faible ; où il fait légèrement diminuer cet angle lorsque le flux est situé dans la moitié inférieure du secteur S_1 ($\theta_s \in [-30^\circ, 0^\circ]$) et il fait légèrement augmenter cet angle lorsque le flux est situé dans la moitié supérieure du secteur S_1 ($\theta_s \in [0^\circ, 30^\circ]$) avec un effet nul lorsque ($\theta_s = 0^\circ$). Donc le vecteur (\bar{V}_4) ne sera pas utilisé dans le secteur S_1 pour contrôler l'amplitude du couple. Pour ($C_{cpl}=0$), l'amplitude du couple doit être inchangée. Donc, l'angle (λ) entre le flux statorique $\bar{\Phi}_s$ et le flux rotorique $\bar{\Phi}_r$ doit être inchangée. Pour se faire, il faut appliquer un des deux vecteurs nuls (\bar{V}_0 ou \bar{V}_7). Pour minimiser le nombre de commutations des interrupteurs d'électronique de puissance, on choisit le vecteur (\bar{V}_0).



Zone 1 : $(C_e < C_e^* - HC_e) \rightarrow (HC_e < C_e^* - C_e) \rightarrow (C_e^* - C_e > HC_e) \rightarrow$ (il faut augmenter C_e)
 \rightarrow (il faut augmenter λ) \rightarrow (Ccpl = 1)

Zone 2 : $(C_e > C_e^* + HC_e) \rightarrow (-HC_e > C_e^* - C_e) \rightarrow (C_e^* - C_e < -HC_e) \rightarrow$ (il faut diminuer C_e)
 \rightarrow (il faut diminuer λ) \rightarrow (Ccpl = -1)

Zone 3 (a) : $(C_e^* > C_e > C_e^* - HC_e) \rightarrow (C_e^* - C_e^* > C_e - C_e^* > C_e^* - HC_e - C_e^*)$
 $\rightarrow (0 > C_e - C_e^* > -HC_e) \rightarrow (0 < C_e^* - C_e < HC_e)$
 \rightarrow la commande de C_e (la commande de λ) reste inchangée
 \rightarrow (Ccpl nouveau = Ccpl précédent)

Zone 3 (b) : $(C_e^* < C_e < C_e^* + HC_e) \rightarrow (C_e^* - C_e^* < C_e - C_e^* < C_e^* + HC_e - C_e^*)$
 $\rightarrow (0 < C_e - C_e^* < HC_e) \rightarrow (0 > C_e^* - C_e > -HC_e)$
 \rightarrow la commande de C_e (la commande de λ) reste inchangée
 \rightarrow (Ccpl nouveau = Ccpl précédent)

Figure 1.15 Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux

La méthode de type DTC la plus classique (la méthode de I-Takahaski) est basée sur l’algorithme suivant :

- le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50\mu s$) ;
- à chaque coup d’horloge, on mesure les courants et les tensions par phase statoriques ;
- on calcule les composantes de Concordia des courants et des tensions statoriques;
- on **estime** les composantes de Concordia du vecteur flux statorique (**estimateur du flux statorique**) ;
- on **estime** le couple électromagnétique de la machine grâce aux composantes de Concordia du flux statorique et des courants statoriques (**estimateur du couple électromagnétique**) ;
- l’erreur entre le flux statorique de référence et le flux statorique estimé est introduite dans un régulateur hystéries qui génère à sa sortie la variable binaire Cflx;
- l’erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduit dans un régulateur hystéries qui génère à sa sortie une variable logique à trois niveaux Ccpl;
- Le choix du vecteur statorique (V_0 à V_7), et par conséquent, des états des interrupteurs de l’onduleur est effectué en utilisant le tableau de commutation (Tableau 1.2).

Cflx	Ccpl	Secteur 1		Secteur 2		Secteur 3		Secteur 4		Secteur 5		Secteur 6	
		-30°	30°	30°	90°	90°	150°	150°	210°	210°	270°	270°	330°
1	1		V_2		V_3		V_4		V_5		V_6		V_1
1	0		V_7		V_0		V_7		V_0		V_7		V_0
1	-1		V_6		V_1		V_2		V_3		V_4		V_5
0	1		V_3		V_4		V_5		V_6		V_1		V_2
0	0		V_0		V_7		V_0		V_7		V_0		V_7
0	-1		V_5		V_6		V_1		V_2		V_3		V_4

Tableau 1.2 Tableau de commutation de la DTC classique (I-Takahashi)

La structure du contrôle direct du couple est alors résumée ci-dessous sur la figure (1.16).

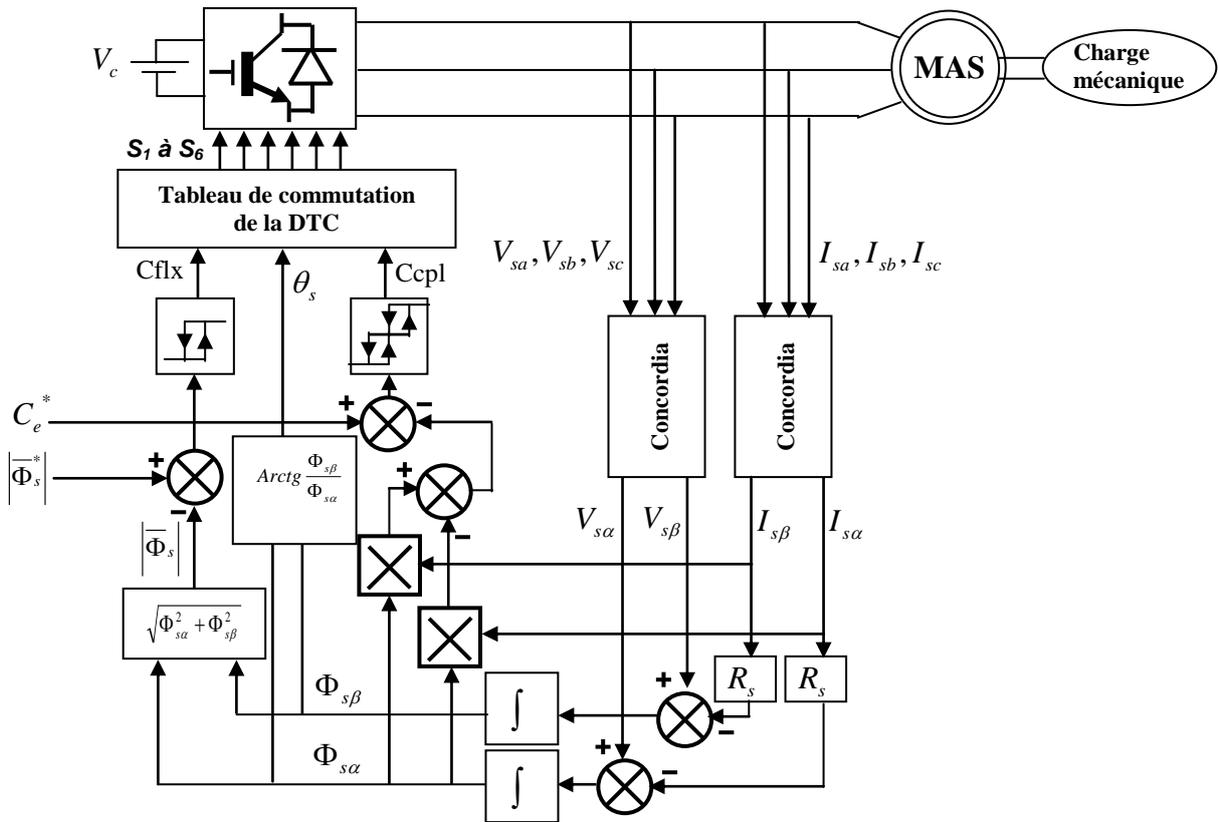


Figure 1.16 Structure de la commande directe du couple de la MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension à deux niveau

Le calcul du nouveau vecteur tension \bar{V}_k à appliquer est réalisé à chaque période d'échantillonnage T_e .

Le seul paramètre utilisé par la commande est la résistance statorique R_s . La commande est ainsi indépendante des autres paramètres de la machine, ce qui lui confère une meilleure robustesse

c) Estimateurs

c.1) Estimation du flux statorique

L'estimation des deux composantes (α, β) du vecteur flux statorique $\bar{\Phi}_s$ peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension, en utilisant l'équation (1.94) réarrangée comme suit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (1.105)$$

Avec :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} \quad \text{et} \quad \bar{I}_s = I_{s\alpha} + j I_{s\beta}$$

$$\bar{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j \Phi_{s\beta} \quad \text{et} \quad j^2 = -1$$

Le module du flux statorique s'écrit comme suit :

$$|\bar{\Phi}_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (1.106)$$

Le secteur S_k dans lequel se situe le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. L'angle (θ_s) entre le référentiel statorique ((As) aligné avec (α_s)) et le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est égal à :

$$\theta_s = \text{Arctg} \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (1.107)$$

on obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir de la transformée de Concordia appliquée aux tensions statoriques simples de la MAS :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{so} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{ou} \quad \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{so} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.108)$$

$$\text{Avec : } \bar{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta}$$

Les tensions statoriques simples V_{sa}, V_{sb} et V_{sc} sont estimées par deux méthodes :

1- à partir des commandes des interrupteurs (S_1, S_2, S_3) et de la mesure de la tension V_c du bus continu de l'onduleur alimentant le stator de la MAS, comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{V_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (1.109)$$

2- à partir des tensions statoriques composées mesurées, comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa} = \frac{1}{3}(V_{sab} - V_{sca}) = \frac{1}{3}(2V_{sab} + V_{sbc}) \\ V_{sb} = \frac{1}{3}(V_{sbc} - V_{sab}) = \frac{1}{3}(2V_{sbc} + V_{sca}) \\ V_{sc} = -(V_{sa} + V_{sb}) \end{cases} \quad (1.110)$$

on obtient les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ à partir de la transformée de Concordia appliquée aux courants statoriques simples de la MAS :

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{so} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{ou} \quad \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{so} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.111)$$

Avec : $\bar{I}_s = I_{s\alpha} + j I_{s\beta}$

c.2) Estimation du couple électromagnétique

On peut estimer le couple C_e uniquement à partir des grandeurs statoriques flux et courant. A partir de leur composantes (α, β), le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_e = p_p [\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad \text{ou} \quad C_e = \frac{3}{2} p_p [\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (1.112)$$