

Université de Jijel- Faculté des sciences et de la technologie

Département d'électrotechnique



Cours de :

Commande Electrique

Table des matières

Chapitre I	Modélisation de la Machine Asynchrone en vue de sa Commande	
I-1.	Introduction	1
I-2.	Système électromagnétique	1
I-3.	Théorème de Ferraris	1
I-4.	Transformations :	3
I-4-1.	Transformation de Fortescue	3
I-4-2.	Transformation de Clarke	4
I-4-3.	Transformation de Concordia	4
I-4-4.	Transformation de Park	5
I-4-4-1.	Conservation des courants	5
I-4-4-2.	Conservation de la puissance instantanée	6
I-4-5.	Equations des composantes de Park d'une machine électrique	6
I-4-6.	Expression du couple électromagnétique	8
I-5.	Présentation de la machine asynchrone	8
I-5-1.	Champ tournant statorique	9
I-5-2.	Champ tournant rotorique	9
I-5-3.	Principe de fonctionnement en moteur	10
I-5-4.	Fonctionnement en régime établi à vitesse constante	10
I-5-4-1.	Equations générales de la machine asynchrone	10
I-5-4-2.	Cas du régime sinusoïdal	11
I-5-5.	Modèles aux inductances couplées	13
I-5-6.	Modèle à fuites totalisées au rotor	14
I-5-7.	Modèle à fuites totalisées au stator	15
I-5-8.	Expression du couple électromagnétique	15
I-5-9.	Caractéristique couple-vitesse	15
I-6.	Modélisation de Park de la machine asynchrone	18
I-6-1.	Equations électriques triphasées	18
I-6-2.	Orientation du repère d'axes d, q	20
I-6-3.	Expressions du couple :	21
Chapitre II	Commande Scalaire de la Machine Asynchrone	22
II-1.	Introduction	22
II-2.	Commande scalaire	22
II-2-1.	Lois de Commande	22
II-2-1-1.	Expression du couple	23
II-2-2.	Machine asynchrone alimentée en tension	24
II-2-2-1.	Commande scalaire avec contrôle de la fréquence statorique	25
II-2-3.	Machine asynchrone alimentée en courant	25
II-3.	Onduleur de tension	28

II-4. Commande MLI sinus-triangle	29
Chapitre III	Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone
III-1. Introduction	31
III-2. Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté	31
III-3. Modèle de la MAS en vue de sa commande	32
III-3-1. Expressions du couple	33
III-4. Elaboration des lois de commande	34
III-4-1. Découplage entrée-sortie par compensation	35
III-4-2. Estimation de C_e , φ_r , ω_s et θ_s	35
III-4-3. Structure de la commande	36
III-5. Exemple de simulation	37
Chapitre IV	Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone
IV-1. Introduction	39
IV-2. Contrôle du couple	39
IV-3. Contrôle du vecteur flux statorique	40
IV-4. Choix du vecteur tension	41
IV-5. Estimateur du flux statorique	41
IV-6. Estimateur du couple électromagnétique	42
IV-7. Correcteur de flux	42
IV-8. Correcteur de couple	43
IV-8-1. Correcteur à hystérésis à trois niveaux	44
IV-9. Table de commutation	44
IV-10. Structure générale de contrôle direct du couple de la MAS	45
Références	46

I-1. Introduction :

Vouloir commander les moteurs électriques suppose non seulement une bonne connaissance de leurs caractéristiques, mais aussi une étude approfondie de la théorie expliquant leur fonctionnement. Les grandeurs physiques importantes que l'on trouve en électrotechnique dans tous les fonctionnements des machines électriques et toutes les commandes sont [1], [2] :

- Flux du champ magnétique relatifs à un ou plusieurs bobinages.
- Tensions aux bornes de Chacun des bobinages
- Courants circulant dans ces bobinages
- Moment du couple électromagnétique de la machine
- Moment du couple utile

I-2. Système électromagnétique :

Toute machine (moteur ou génératrice) associée à une charge mécanique peut être considérée comme un système où les grandeurs physiques d'entrée sont :

- 1- Vecteur tension comportant une ou plusieurs composantes (noté V en volt)
- 2- Couple résistant de la charge, noté C_r en N.m

La grandeur interne essentielle est le vecteur flux magnétique, ϕ en wb.

Les grandeurs physiques de sortie sont :

- 1- Un vecteur courant comportant un ou plusieurs composantes noté I en A
- 2- La vitesse de rotation de la machine, notée Ω en tr/min

La figure I.1 montre le schéma de principe d'une machine en conversion électromécanique.

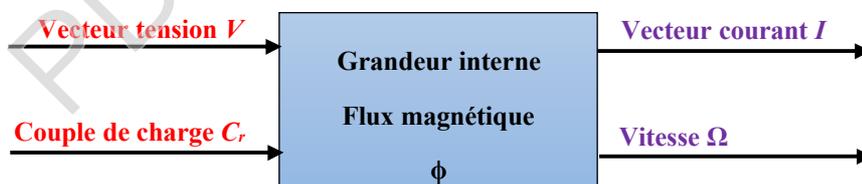


Fig. I- 1 Principe d'une machine en conversion électromagnétique.

I-3. Théorème de Ferraris :

Considérant un enroulement triphasé, formé de trois bobinages identiques décalés de $2\pi/3$. L'enroulement est parcouru par des courants triphasés équilibrés (courants identiques déphasés de $2\pi/3$), comme le montre la figure I.2.

On suppose que les courants sont sinusoïdaux et que chaque phase crée dans l'entrefer une f.m.m. à répartition sinusoïdale

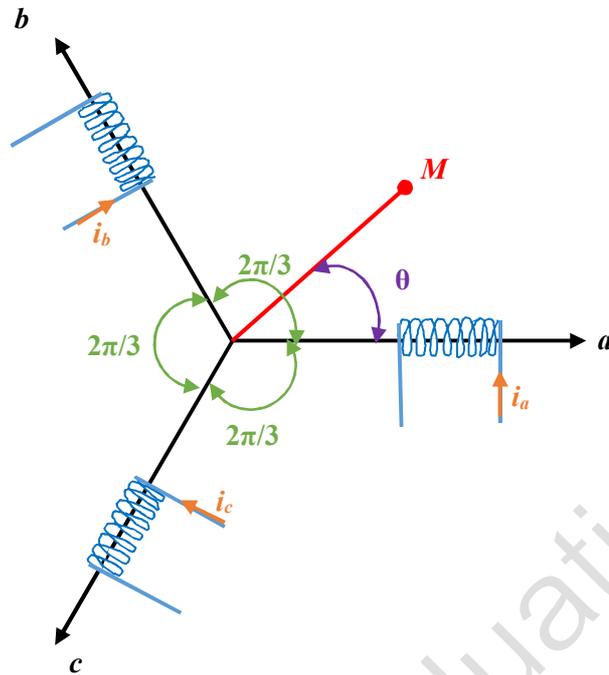


Fig. I- 2 Bobinages permettant la création d'un champ tournant.

Phase a:

La phase a parcourue par le courant $i_a = I_m \cos(\omega t)$, crée dans son axe une f.m.m $A I_m \cos(\omega t)$ et au point M distant de θ crée $\varepsilon_a = A I_m \cos(\omega t) \cos(\theta)$

Phase b:

La phase b parcourue par le courant $i_b = I_m \cos(\omega t - 2\pi/3)$, crée dans son axe une f.m.m $A I_m \cos(\omega t - 2\pi/3)$ et au point M distant de $\theta - 2\pi/3$ crée $\varepsilon_b = A I_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \cos(\theta - 2\pi/3)$

Phase c:

La phase c parcourue par le courant $i_c = I_m \cos(\omega t + 2\pi/3)$, crée dans son axe une f.m.m $A I_m \cos(\omega t + 2\pi/3)$ et au point M distant de $\theta + 2\pi/3$ crée $\varepsilon_c = A I_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \cos(\theta + 2\pi/3)$

La f.m.m résultante ε au point M est la somme algébrique des f.m.m créés en ce point par les trois phases

$$\varepsilon = \varepsilon_a + \varepsilon_b + \varepsilon_c = \frac{3}{2} A I_m \cos(\omega t - \theta) \quad (\text{I-1})$$

L'expression de ε est celle d'une onde sinusoïdale d'amplitude constante (si I_m est constant) qui tourne sans se déformer à une vitesse angulaire égale à la pulsation des courants (Fig. I.3)

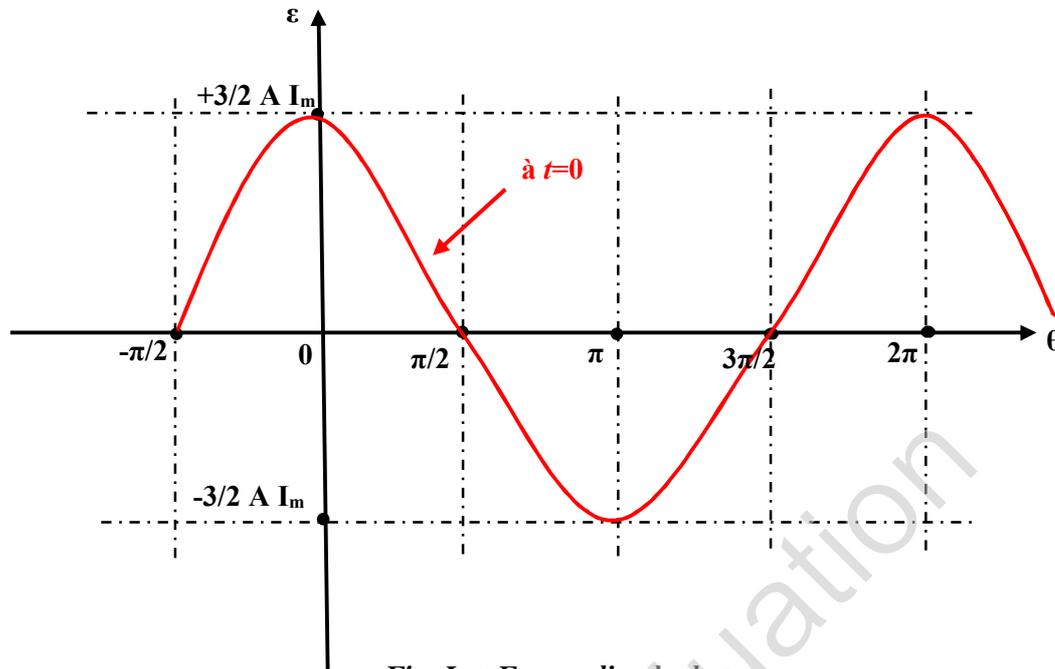


Fig. I- 3 Forme d'onde de ε .

Cette onde de f.m.m et bipolaire, elle est en, effet formée d'une alternance positive et d'une alternance négative.

Si on a $2p$ pôles et si l'on conserve les hypothèses des courants sinusoïdaux et de répartition spatiale sinusoïdale la f.m.m résultante en M est donc :

$$\varepsilon = \frac{3}{2} A I_m \cos(\omega t - p\theta) \quad (\text{I-2})$$

Avec : $p\theta$ est l'angle électrique

A chaque instant on a dans l'entrefer (θ allant de 0 à 2π) une onde formée de $2p$ alternances d'amplitude constante.

I-4. Transformations :

I-4-1. Transformation de Fortescue :

Elle ne s'applique qu'à un système triphasé de courants sinusoïdaux. Posons :

$\bar{a} = \cos \frac{2\pi}{3} + j \sin \frac{2\pi}{3} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, les composantes dites symétriques \bar{I}_0 , \bar{I}_d , et \bar{I}_i d'un système de

courants \bar{I}_a , \bar{I}_b et \bar{I}_c sont données par :

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_0 \\ \bar{I}_d \\ \bar{I}_i \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \\ 1 & \bar{a}^2 & \bar{a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_a \\ \bar{I}_b \\ \bar{I}_c \end{bmatrix}, \text{ soit : } [\bar{I}_{0di}] = [F][\bar{I}_{abc}] \quad (\text{I-3})$$

Avec :

I_0 : Composante homopolaire, le champ tournant correspondant est nul

I_d : Composante directe, le sens de rotation du champ tournant correspond est direct

I_i : Composante inverse, le sens de rotation du champ tournant correspond est inverse.

La transformée inverse sera alors :

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_a \\ \bar{I}_b \\ \bar{I}_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \bar{a}^2 & \bar{a} \\ 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_0 \\ \bar{I}_d \\ \bar{I}_i \end{bmatrix}, \text{ soit : } [\bar{I}_{abc}] = [F]^{-1}[\bar{I}_{0di}] \quad (\text{I-4})$$

I-4-2. Transformation de Clarke :

La transformée de Clarke permet le passage de trois grandeurs de somme nulle ($i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0$) à deux grandeurs :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \text{ soit : } [i_{\alpha\beta}] = [CL][i_{abc}] \quad (\text{I-5})$$

La transformée inverse est donc :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \text{ soit : } [i_{abc}] = [CL]^{-1}[i_{\alpha\beta}] \quad (\text{I-6})$$

I-4-3. Transformation de Concordia :

La transformation de Concordia est une modification de la matrice de Clarke afin de permettre l'invariance de la puissance instantanée (afin de considérer tous les déséquilibres on introduit la composante homopolaire).

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \text{ soit : } [i_{0\alpha\beta}] = [C_0][i_{abc}] \quad (\text{I-7})$$

La transformée inverse est :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & -1/\sqrt{2} & \sqrt{3}/2 \\ 1 & -1/\sqrt{2} & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \text{ soit : } [i_{abc}] = [C_0]^{-1} [i_{0\alpha\beta}] \quad (\text{I-8})$$

I-4-4. Transformation de Park :

La transformation de Park appelée souvent transformation des deux axes, fait correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire (indice 0), d'axe direct (indice d) et d'axe en quadrature (indice q).

Le courant obtenu après rotation est donnée par :

$$i_{dq} = i_d + ji_q \quad (\text{I-9})$$

La rotation peut être introduite par la matrice $[\rho(\theta)]$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

La figure I.4 représente un schéma de position d'un système d'axe d, q .

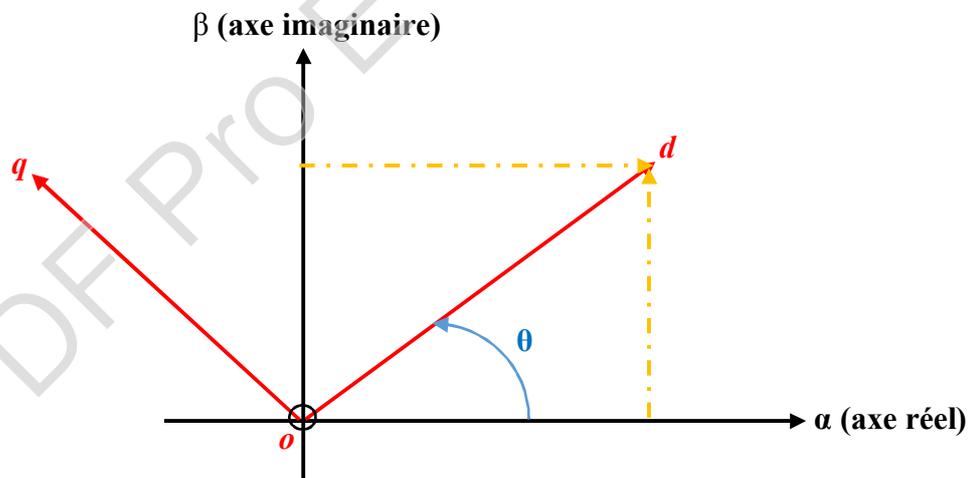


Fig. I-4 Position du système d'axes d et q .

I-4-4-1. Conservation des courants :

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des courants mais non pas la puissance instantanée. On rajoute la composante homopolaire (c.-à-d. le vecteur $[1/3 \ 1/3 \ 1/3]$) sur sa première ligne, on obtient :

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \text{ soit : } [i_{0dq}] = [P_c][i_{abc}] \quad (\text{I-11})$$

$$\text{Avec : } [P_c] = [\rho(\theta)][CL]$$

La transformation inverse est alors :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos \theta & -\sin \theta \\ 1 & \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ 1 & \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \text{ soit : } [i_{abc}] = [P_c]^{-1}[i_{0dq}] \quad (\text{I-12})$$

I-4-4-2. Conservation de la puissance instantanée :

On utilisera la transformation de Concordia qui conserve la puissance instantanée pour la réalisation de la transformation de Park qui conserve aussi la puissance instantanée.

$$[P] = [\rho(\theta)][C_0] \quad (\text{I-13})$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \text{ soit : } [i_{0dq}] = [P][i_{abc}] \quad (\text{I-14})$$

La transformation inverse sera alors :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos \theta & -\sin \theta \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \text{ soit : } [i_{abc}] = [P]^{-1}[i_{0dq}] \quad (\text{I-15})$$

La conservation de la puissance instantanée fait que

$$p(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) = v_0(t)i_0(t) + v_d(t)i_d(t) + v_q(t)i_q(t)$$

Cette matrice est orthogonale $[P]^t [P] = I$

I-4-5. Equations des composantes de Park d'une machine électrique :

En utilisant la transformée de Park qui conserve la puissance instantanée, l'équation électrique d'une machine peut s'écrire sous la forme :

$$[v_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc}] \quad (\text{I-16})$$

Sachant que :

$$\begin{aligned} [v_{abc}] &= [P]^{-1} [v_{0dq}] \\ [i_{abc}] &= [P]^{-1} [i_{0dq}] \\ [\varphi_{abc}] &= [P]^{-1} [\varphi_{0dq}] \end{aligned} \quad (I-17)$$

$[R]$ C'est la matrice des résistances

De (I-16) et (I-17) on a :

$$[P]^{-1} [v_{0dq}] = [R][P]^{-1} [i_{0dq}] + \frac{d}{dt} ([P]^{-1} [\varphi_{0dq}]) \quad (I-18)$$

En multipliant (I-18) à gauche par $[P]$ on aura :

$$[P][P]^{-1} [v_{0dq}] = [R][P][P]^{-1} [i_{0dq}] + [P] \frac{d}{dt} ([P]^{-1} [\varphi_{0dq}])$$

$$[v_{0dq}] = [R][i_{0dq}] + [P] \frac{d}{dt} ([P]^{-1} [\varphi_{0dq}])$$

$$[v_{0dq}] = [R][i_{0dq}] + [P] \frac{d}{dt} [P]^{-1} [\varphi_{0dq}] + [P][P]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{0dq}]$$

Avec

$$[P] \frac{d}{dt} [P]^{-1} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

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

p : nombre de paires de pôles

Ω : vitesse de rotation

On obtient finalement le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_0 = Ri_0 + \frac{d\varphi_0}{dt} \\ v_d = Ri_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega\varphi_q \\ v_q = Ri_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega\varphi_d \end{cases} \quad (I-19)$$

I-4-6. Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique d'une machine électrique est donné par l'équation

$$C_e = p [\varphi_d i_q - \varphi_q i_d] \quad (I-20)$$

Avec p : nombre de paires de pôles.

I-5. Présentation de la machine asynchrone :

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine (Fig. I-5).

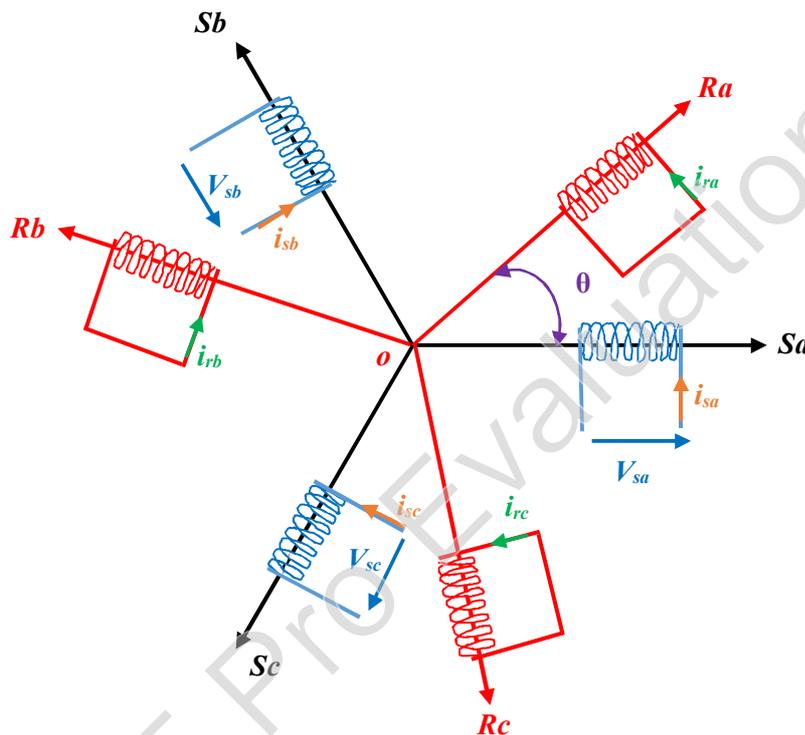


Fig. I- 5 Représentation des enroulements de la machine asynchrone.

Stator :

On a représenté au stator trois bobinages dont les axes sont décalés de 120° . Les phases sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension.

Rotor :

La structure du rotor peut être réalisée par :

- 1- Un système d'enroulements triphasés (rotor bobiné)
- 2- Une cage conductrice intégrée aux pôles ferromagnétiques.

I-5-1. Champ tournant statorique :

D'après le théorème de Ferraris, l'action des courants de pulsation ω_s au stator a pour effet de provoquer une force magnétomotrice tournante telle que :

$$\varepsilon_s(\theta_s, t) = \frac{3}{2} k_s I_s \sqrt{2} \cos(\omega_s t - \theta_s) \quad (\text{I-21})$$

C'est une expression d'une onde progressive en rotation à la vitesse $\Omega_s = \omega_s/p$.

Avec :

p : nombre de paires de pôles

k_s : coefficient qui dépend de la structure des bobinages du stator

I-5-2. Champ tournant rotorique :

D'après le théorème de Ferraris, l'action des courants au rotor a pour effet de provoquer une f.m.m ε_r , telle que :

$$\varepsilon_r(\theta_r, t) = \frac{3}{2} k_r I_r \sqrt{2} \cos(\omega_r t - \theta_r) \quad (\text{I-22})$$

k_r : coefficient qui dépend de la structure des bobinages du rotor

Cette expression correspond aussi à une onde progressive en rotation à la vitesse angulaire $\Omega_r = \omega_r/p$.

Le champ tournant statorique induit un système de f.é.m. triphasé dans les bobinages du rotor. On, appelle glissement g la quantité relative donnée par

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega} \quad (\text{I-23})$$

Avec :

Ω : vitesse de rotation

La pulsation de f.é.m. et des courants au rotor vaut

$$\omega_r = g \omega_s \quad (\text{I-24})$$

De (I-23) on a dans le référentiel du stator

$$\Omega_s = \Omega_r + \Omega \quad (\text{I-25})$$

I-5-3. Principe de fonctionnement en moteur :

Au rotor, le champ tournant statorique induit un système de f.é.m. (force électromotrice). Les courants induits au rotor créent une f.m.m ε_r qui interagit avec ε_s (provenant des courants statoriques), crée un couple électromagnétique donné par :

$$C_e = K \overline{\varepsilon_r} \Lambda \overline{\varepsilon_s} \quad (\text{I-26})$$

Avec

K : constante ne dépend que de la géométrie et les bobinages de la machine.

I-5-4. Fonctionnement en régime établi à vitesse constante :**I-5-4-1. Equations générales de la machine asynchrone :**

Considérons une machine asynchrone à rotor bobiné, les équations électriques de la machine au stator et au rotor sont données par :

$$\underline{\text{Stator}} : \quad [v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (\text{I-27})$$

$$\underline{\text{Rotor}} : \quad [v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] = 0 \quad (\text{I-28})$$

Avec : $[v_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}$, $[v_r] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}$ sont respectivement les vecteurs des tensions par phase au stator et au rotor.

$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}$, $[i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$ sont respectivement les vecteurs des courants au stator et au rotor.

$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$, $[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$ sont les matrices des résistances propres des

phases statoriques et rotoriques

En régime linéaire de fonctionnement de la machine les flux au stator et au rotor sont liées au courants par :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_s] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{I-29})$$

Avec : $[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$ est la matrice des inductances statoriques.

Où :

l_s : inductance propre d'une phase statorique.

M_s : inductance mutuelle entre deux phases du stator.

$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$ est la matrice des inductances rotoriques

Où :

l_r : inductance propre d'une phase rotorique.

M_r : inductance mutuelle entre deux phases du rotor.

$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix}$ est la matrice des

inductances mutuelles entre les phases du stator et le rotor.

I-5-4-2. Cas du régime sinusoïdal :

Habituellement, le régime permanent du moteur asynchrone correspond à celui d'une alimentation statorique sinusoïdale triphasée équilibrée, lorsque la vitesse de rotation et donc le glissement sont devenus constants [3].

On utilise les notations complexes et on associe la grandeur complexe à la tension de la phase a . considérée comme référence on a alors :

$$\begin{cases} \underline{I}_s = \underline{I}_{sa} = \hat{I}_s e^{-j\varphi_s} \\ \underline{\phi}_s = \underline{\phi}_{sa} = \hat{\phi}_s e^{-j\psi_s} \\ \underline{I}_r = \underline{I}_{ra} = \hat{I}_r e^{-j\varphi_r} \\ \underline{\phi}_r = \underline{\phi}_{ra} = \hat{\phi}_r e^{-j\psi_r} \end{cases} \quad (\text{I-30})$$

Ecrivons la loi de Lenz pour la phase a on a :

$$v_{sa} = Ri_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \quad (\text{I-31})$$

Sachant que :

$$\phi_{sa} = (l_s - M_s) i_{sa} + \frac{3}{2} M_{sr} \hat{I}_r \cos(\omega t - \varphi_r)$$

On obtient donc :

$$\underline{\phi}_s = L_s \underline{I}_s + M \underline{I}_r \quad (\text{I-32})$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$ est l'inductance cyclique statorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$ est l'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

L'équation de la tension électrique au stator peut s'écrire sous la forme :

$$\underline{v}_s = R_s \underline{I}_s + j \omega_s \underline{\phi}_s \quad (\text{I-33})$$

De même, on trouve au rotor :

$$\underline{\phi}_r = L_r \underline{I}_r + M \underline{I}_s \quad (\text{I-34})$$

$$\underline{v}_r = R_r \underline{I}_r + jg \omega_s \underline{\phi}_r = 0 \quad (\text{I-35})$$

Avec :

$L_r = l_r - M_r$ est l'inductance cyclique rotorique.

Considérons \underline{I}_r comme référence on a donc :

$$\begin{cases} \underline{\phi}_r = j \frac{R_r}{g \omega_s} \underline{I}_r \\ \varphi_r = \frac{\pi}{2} + \psi_r \end{cases} \quad (\text{I-36})$$

Le flux $\underline{\phi}_r$ Est en quadrature avance sur le courant \underline{I}_r

$$\text{De (I-34) on a :} \quad \underline{I}_s = \frac{\underline{\phi}_r}{M} - \frac{L_r}{M} \underline{I}_r \quad (\text{I-37})$$

Prenons comme référence, les équations précédentes permettent la construction du diagramme vectoriel de la machine asynchrone donnée par la figure I-6.

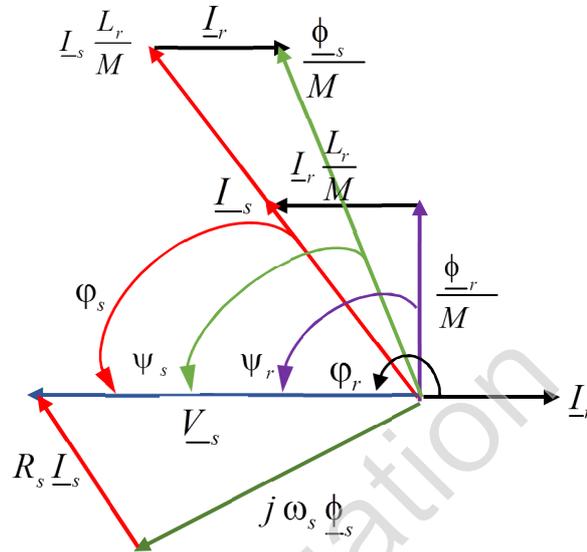


Fig. I- 6 Diagramme vectoriel des flux et des tensions (phase a) en régime permanent.

I-5-5. Modèles aux inductances couplées :

Substituons (I-32) dans (I-33), et (I-34) dans (I-35) on obtient :

$$\begin{cases} v_s = R_s I_s + jL_s \omega_s I_s + jM \omega_s I_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} I_r + jL_r \omega_s I_r + jM \omega_s I_s \end{cases} \quad (I-38)$$

Ce système d'équations est traduit par le schéma équivalent par phase statorique où les inductances cycliques L_s et L_r sont couplées par la mutuelle inductance cyclique M . la figure I-7 illustre le modèle aux inductances couplées.

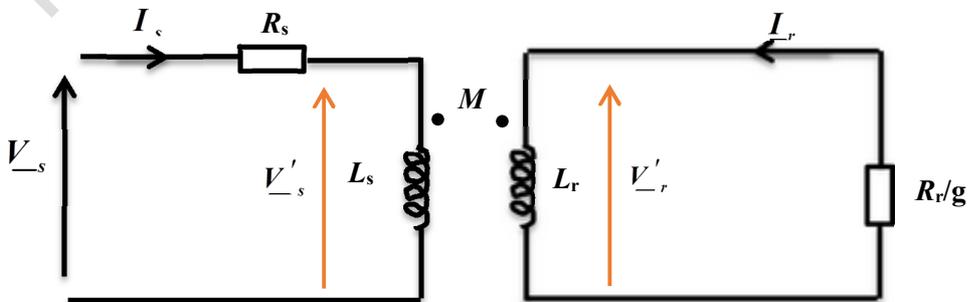


Fig. I- 7 Modèle aux inductances couplées.

Avec :

v_s' et v_r' sont les tensions internes respectivement statorique et rotorique données par :

$$\begin{cases} v_s' = j\omega_s \phi_s \\ v_r' = j\omega_s \phi_r \end{cases} \quad (I-39)$$

I-5-6. Modèle à fuites totalisées au rotor :

On introduit le courant magnétisant I_{sm} égal à I_{s0} (courant statorique par phase à vide). La figure I-8 illustre le modèle à fuites totalisées au rotor.

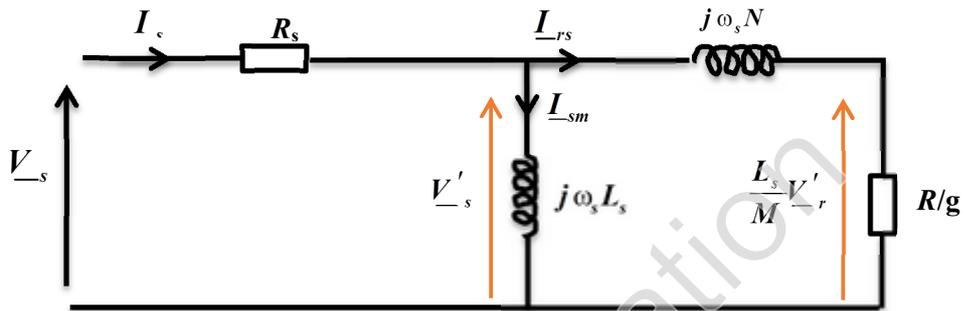


Fig. I- 8 Modèle ramené au stator et à fuites totalisées au rotor.

Avec :

v_s' et v_r' sont les tensions internes statoriques et rotoriques.

R : représente la résistance d'une phase rotorique ramenée au stator et donnée par

$$R = R_r \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \quad (I-40)$$

N : inductance de fuites totalisées au rotor et ramenée au stator

$$N = \sigma L_r \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \quad (I-41)$$

Avec : σ c'est le coefficient de dispersion de BLONDEL donné par

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (I-42)$$

Le courant rotorique ramenée au stator I_{rs} est donné par :

$$I_{rs} = \left(\frac{M}{L_s} \right) I_r \quad (I-43)$$

I-5-7. Modèle à fuites totalisées au stator :

Ce modèle offre l'accès au principe de la commande vectorielle et est représenté par la figure I-9.

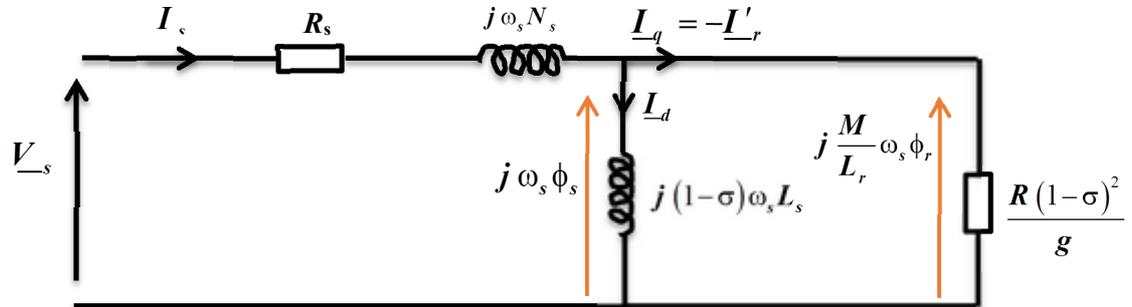


Fig. I- 9 Modèle ramené au stator et à fuites totalisées au stator.

Avec :

$N_s = \sigma L_s$: Inductance de fuites totalisées au stator

I_d : Courant direct créateur du flux ϕ_r

I_q : Courant en quadrature

Où :

$$\begin{cases} L_s'' = L_d + L_q \\ I_q = -I_r' = -\left(\frac{L_r}{M}\right)I_r \end{cases} \quad (\text{I-44})$$

I-5-8. Expression du couple électromagnétique :

Les relations donnant le couple électromagnétique sont nombreuses et dépendent du modèle choisi.

1- Modèle à fuites totalisées au rotor (MFTR) :

Le couple est donné par :

$$C_e = 3p\omega_s\phi_s^2 \frac{R/g}{\left[\left(R/g\right)^2 + \left(N\omega_s\right)^2\right]} \quad (\text{I-45})$$

2- Modèle à fuites totalisées au stator (MFTS) :

Le couple est donné par :

$$C_e = 3p(1-\sigma)L_s I_d I_q \quad (\text{I-46})$$

I-5-9. Caractéristique couple-vitesse :

Une autre expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = 3 \frac{v_s^2}{\Omega_s N \omega_s} \frac{1}{\left[(R/N \omega_s)(1/g) + (N \omega_s/R)g \right]} \quad (\text{I-47})$$

La machine asynchrone fonctionnant en moteur quand $0 < g < 1$, est donc caractérisée par un couple électromagnétique maximal C_{eM} atteint pour le glissement g_M tels que :

$$C_{eM} = \frac{3p v_s^2}{2N \omega_s^2} \quad (\text{I-48})$$

$$g_M = R/N \omega_s \quad (\text{I-49})$$

D'où l'expression du couple :

$$C_e = \frac{2C_{eM}}{(g/g_M) + (g_M/g)} \quad (\text{I-50})$$

Deux repères apportent une aide à la construction du graphe $C_e(g)$.

1- Faibles glissements $g^2 \ll g_M^2 \ll 1$:

La caractéristique du couple est approchée par une droite d'expression :

$$C_e \approx \frac{1}{g_M} (2C_{eM} g) \quad (\text{I-51})$$

2- Forts glissements $g_M^2 \ll g^2$:

La caractéristique du couple est une hyperbole d'équation :

$$C_e \approx \frac{1}{g} (2C_{eM} g_M) \quad (\text{I-52})$$

La figure suivante représente la caractéristique $C_e=f(g)$

On note les particularités suivantes :

- 1- $C_e(0)=0$: Le couple est nul au synchronisme.
- 2- $C_e(1) \neq 0$: Il existe un couple non nul au démarrage.
- 3- $C_e(-g) = -C_e(g)$: Au-delà de synchronisme on trouve un couple résistant symétrique.
- 4- Il existe une valeur g_M pour laquelle $dC_e/dg=0$, le couple passe par la valeur maximale C_{eM} .

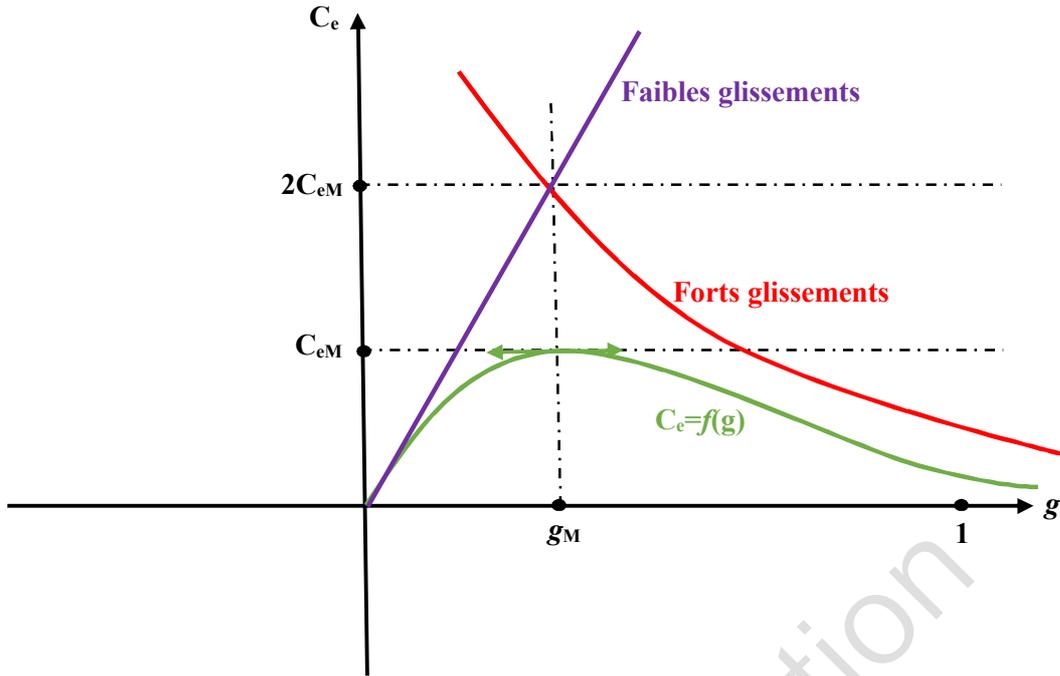


Fig. I- 10 Caractéristique $C_e=f(g)$.

En tenant compte de ces propriétés la figure I.11 illustre la caractéristique couple-vitesse.

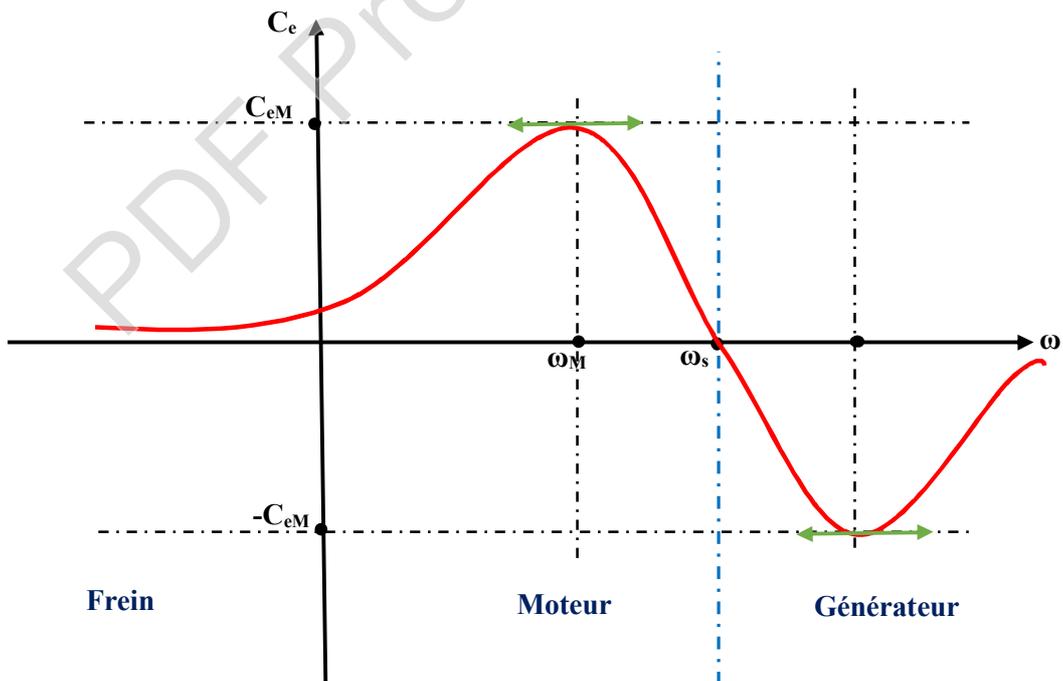


Fig. I- 11 Caractéristique couple-vitesse.

I-6. Modélisation de Park de la machine asynchrone :

I-6-1. Equations électriques triphasées :

Le système des équations de Park qui constitue un modèle électrique dynamique de la machine pour l'enroulement diphasé équivalent est donné par :

$$\begin{cases} v_0 = Ri_0 + \frac{d\phi_0}{dt} \\ v_d = Ri_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega\phi_q \\ v_q = Ri_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega\phi_d \end{cases} \quad (\text{I-53})$$

Sachant que :

$$\begin{cases} [\phi_{sdq0}] = [P(\theta_s)][\phi_{sabc}] \\ [\phi_{rdq0}] = [P(\theta_r)][\phi_{rabc}] \end{cases} \quad (\text{I-54})$$

Avec : $[P(\theta_s)]$ et $[P(\theta_r)]$ sont respectivement, les transformations de Park qui sont définies à partir de l'équation (I-14).

θ est remplacé par θ_s pour le stator et par θ_r pour le rotor.

La figure I-12 représente le repérage angulaire des systèmes d'axes (abc) , (dq)

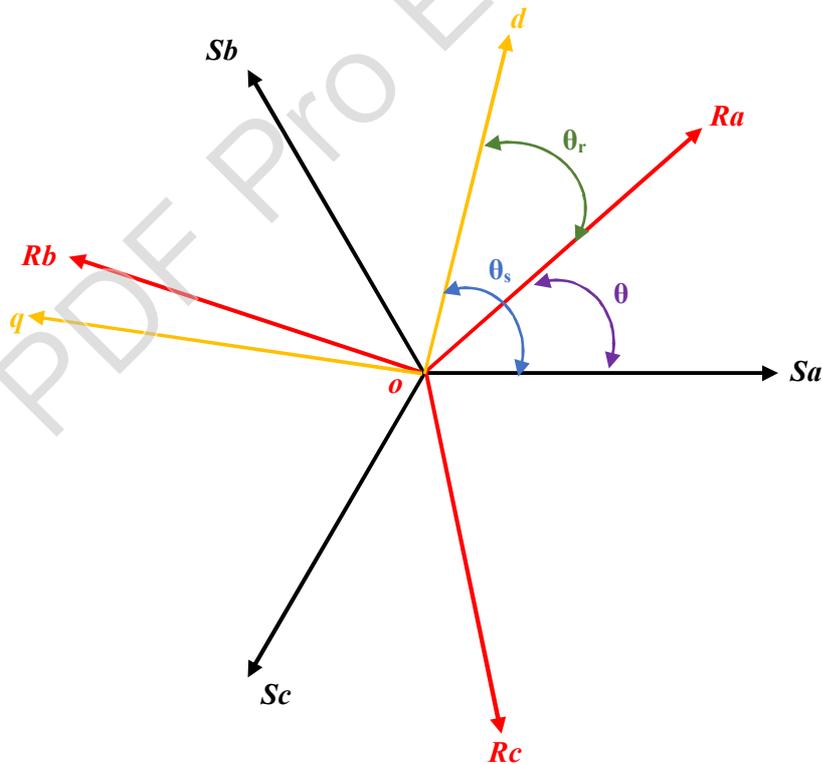


Fig. I- 12 Repérage angulaire des systèmes d'axes (abc) et (dq) dans l'espace électrique.

Un calcul long aboutit à la relation matricielle suivante entre les vecteurs flux et les courants $dq0$.

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{s0} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & 3M_{sr}/2 & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & 3M_{sr}/2 & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ 3M_{sr}/2 & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & 3M_{sr}/2 & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} \quad (I-55)$$

Dans les conditions de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d et q sont définis par les trois paramètres L_s, L_r, M et reliés aux courants par :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (I-56)$$

La figure I-13 illustre une représentation des enroulements fictifs d'axes dq d'une machine asynchrone.

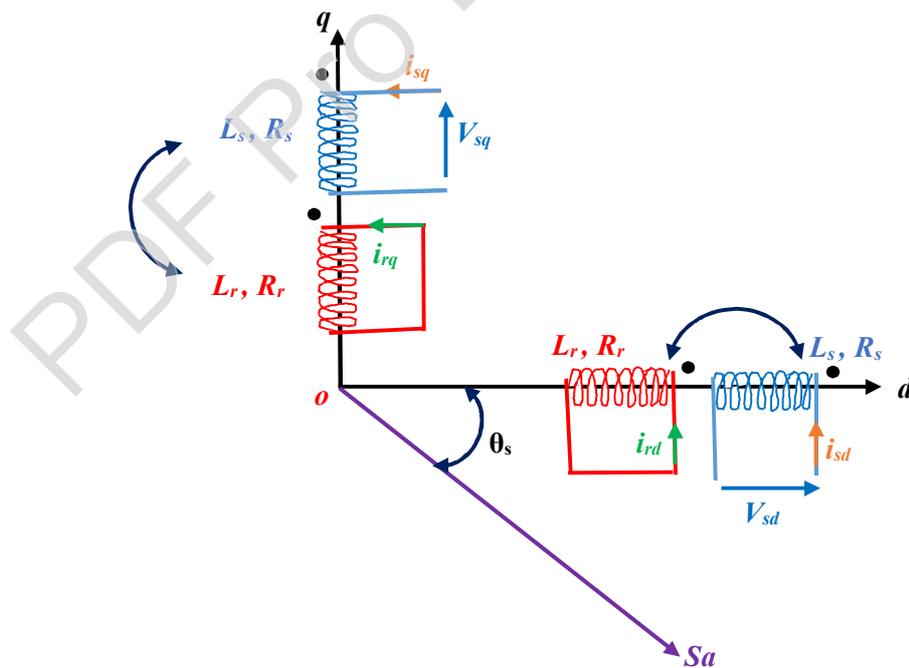


Fig. I- 13 Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q .

I-6-2. Orientation du repère d'axes d, q :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère dq qui dépend des objectifs de l'application.

A- Etude des grandeurs statoriques :

Axes tournant à la vitesse du rotor ($\theta_r=0$)

$$\text{On a : } \begin{cases} \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \\ \omega_r = 0 \end{cases} \quad (\text{I-57})$$

B- Etude des grandeurs rotoriques :

Axes tournant stator ($\theta_s=0$)

$$\text{On a donc : } \begin{cases} \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \\ \omega_r = -\omega \end{cases} \quad (\text{I-58})$$

C- Etude de la commande :

Axes solidaires du champ tournant :

$$\omega_s = \omega_r + \omega \quad (\text{I-59})$$

La machine asynchrone triphasée est caractérisée par les quatre paramètres électriques R_s, L_s, σ et T_r .

Avec :

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

$$T_r = L_r / R_r \text{ Constante de temps rotorique}$$

L'équation des tensions est donc:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s (d/dt) & -L_s \omega_s & (1-\sigma)L_s (d/dt) & -(1-\sigma)L_s \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s (d/dt) & (1-\sigma)L_s \omega_s & (1-\sigma)L_s (d/dt) \\ d/dt & -\omega_r & (1/T_r) + (d/dt) & -\omega_r \\ \omega_r & d/dt & \omega_r & (1/T_r) + (d/dt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}' \\ i_{sq}' \\ i_{rd}' \\ i_{rq}' \end{bmatrix} \quad (\text{I-60})$$

Avec :

$$\begin{cases} i_{rd}' = \frac{L_r}{M} i_{rd} \\ i_{rq}' = \frac{L_r}{M} i_{rq} \end{cases}$$

I-6-3. Expressions du couple :

L'expression scalaire du couple est donnée par

$$C_e = p(\phi_{sd}i_{sq} - \phi_{sq}i_{sd}) \quad (\text{I-61})$$

Diverses manipulations de l'équation fondamentale conduisent à l'établissement d'autres expressions du couple, on trouve :

$$\begin{cases} C_e = p(\phi_{rq}i_{rd} - \phi_{rd}i_{rq}) \\ C_e = pM(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \\ C_e = p(M/L_s)(\phi_{sq}i_{rd} - \phi_{sd}i_{rq}) \\ C_e = p(M/L_r)(\phi_{rd}i_{sq} - \phi_{rq}i_{sd}) \end{cases} \quad (\text{I-62})$$

PDF Pro Evaluation

II-1. Introduction :

La variation de la vitesse des machines à courant alternatif s'effectue de plus en plus par variation de la fréquence statorique. Pour contrôler le flux de la machine il faut varier l'amplitude des tensions et courants. Deux modes d'alimentation sont donc possibles :

- 1- Alimentation en tension (onduleur de tension)
- 2- Alimentation en courant (onduleur de courant)

Dans le premier mode la forme et l'amplitude des tensions fournis peuvent être considérées indépendantes de la charge.

Dans le deuxième mode, les courants fournis ont des formes et des amplitudes influencées par la nature de la charge.

II-2. Commande scalaire :

Le contrôle du couple et de la vitesse de la machine asynchrone nécessite le contrôle de son flux magnétique, selon deux modes [3], [4].

1- Contrôle indirect :

En imposant l'amplitude de la tension ou de courant en fonction des fréquences.

2- Contrôle direct :

En régulant le flux, ce qui nécessite son estimation.

II-2-1. Lois de Commande :

Etudions le comportement de la machine asynchrone en régime permanent, l'équation du circuit rotorique s'écrit :

$$0 = R_r \underline{I}_r + j \omega_g L_r \underline{I}_r + j \omega_g M \underline{I}_s \quad (\text{II-1})$$

Avec :

$\omega_g = g \omega_s$: pulsation des courants rotoriques.

La relation exprimant le flux statorique est :

$$\underline{\varphi}_s = L_s \underline{I}_s + M \underline{I}_r \quad (\text{II-2})$$

A partir de ces deux équations (II-) et (II-), on en déduit :

$$\underline{I}_r = -\frac{j \omega_g M}{R_r + j \omega_g L_r} \underline{I}_s \quad (\text{II-3})$$

$$\underline{\Phi}_s = L_s \left(\frac{R_r + j \omega_g L_r \sigma}{R_r + j \omega_g L_r} \right) \underline{I}_s \quad (\text{II-4})$$

Avec : σ est le coefficient de dispersion de BLONDEL

$\tau_r = L_r / R_r$: Constante de temps rotorique

D'où l'expression du module de courant statorique :

$$I_s = \frac{\Phi_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + (\tau_r \omega_g)^2}{1 + (\sigma \tau_r \omega_g)^2}} \quad (\text{II-5})$$

Cette expression est la base des lois de commande à flux constant des machines alimentées en courant.

II-2-1-1. Expression du couple :

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = pM (i_{dr} i_{qs} - i_{ds} i_{qr}) = pM I_m (\underline{I}_s \underline{I}_r^*) \quad (\text{II-6})$$

A partir des équations (II-3), (II-4) et (II-6) on obtient :

$$C_e = p \left(\frac{M}{L_s} \right)^2 \Phi_s^2 \frac{\omega_g}{R_r [1 + (\sigma \tau_r \omega_g)^2]} \quad (\text{II-7})$$

Cette expression montre que lorsque le module de flux est constant, le couple ne dépend que de ω_g

En régime permanent la tension d'alimentation est exprimée par la relation :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + j \omega_s L_s \underline{I}_s + j \omega_s M \underline{I}_r \quad (\text{II-8})$$

En remplaçant (II-3) dans (II-8) et après développement on trouve :

$$\underline{V}_s = \frac{R_s}{1 + j \tau_r \omega_g} \left[(1 - \sigma \tau_r \tau_s \omega_g \omega_s) + j (\tau_r \omega_g + \tau_s \omega_s) \right] \underline{I}_s \quad (\text{II-9})$$

En reportant (II-5) dans (II-9), le module de la tension statorique est alors :

$$V_s = \frac{\Phi_s}{\tau_s} \sqrt{\frac{(1 - \sigma \tau_r \tau_s \omega_g \omega_s)^2 + (\tau_r \omega_g + \tau_s \omega_s)^2}{1 + (\sigma \tau_r \omega_g)^2}} \quad (\text{II-10})$$

Cette relation reste valable entre les valeurs efficaces des tensions et flux statoriques. Elle constitue le principe des lois de commande à flux constant des machines alimentées en tension.

Deux modes de commande sont possibles :

- 1- Une commande par contrôle de la fréquence statorique ω_s et du courant ou de la tension statorique.
- 2- Une commande avec autopilotage et contrôle de la pulsation des courants rotoriques ω_g .

II-2-2. Machine asynchrone alimentée en tension :

La loi de commande (II-10) permet de maintenir le flux constant, mais elle est trop complexe pour être exploitée sans moyen de calcul puissant. Elle doit être simplifiée

- Si la pulsation $\omega_g \ll$ est très faible on a :

$$V_s = \varphi_s \omega_s \sqrt{1 + \frac{1}{(\tau_s \omega_s)^2}} \quad (\text{II-11})$$

- Si de plus, $R_s I_s \ll$ (la chute de tension due à la résistance est négligeable), on a :

$$V_s = \varphi_s \omega_s \quad (\text{II-12})$$

Ce qui caractérise une loi de commande en $V_s/f_s = \text{cte}$.

Si la fréquence statorique f_s diminue, alors les réactances de flux de fuite décroissent, par contre les résistances demeurent constantes et par conséquent le terme $R_s I_s$ n'est plus négligeable, ce qui implique une régulation de V_s/f_s conduirait à de fortes variations de φ_s . Ces lois simplifiées ne suffisent donc pas à réguler le flux pour les faibles valeurs de ω_s et les forts glissements.

On ajoute souvent un terme correctif pour prendre en compte la pulsation rotorique

$$V_s = \varphi_s (\omega_s + k \omega_g) \quad (\text{II-13})$$

Avec : $k = \tau_r / \tau_s$

Les lois précédentes assurent un maintien du flux, jusqu'à la vitesse nominale. Au-delà la tension ne peut plus évoluer. Elle est maintenue constante est égale à $V_{\max} = V_n$.

La figure II-1, illustre les trois modes opératoires utilisés.

Mode 1 :

Jusqu'à la fréquence nominale ($\omega_s = \omega_n$), la loi de la commande assure un fonctionnement à flux constant et donc pour une pulsation rotorique donnée à couple constant.

Mode 2 :

Au-delà de la fréquence ω_n , la commande commute sur le mode à puissance constante.

Mode 3 :

A partir de $c.\omega_s$ avec c en général compris entre 1.5 et 2.5 la commande commute sur le mode à $C_e \omega_s^2 = cte$ ce mode qui correspond à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

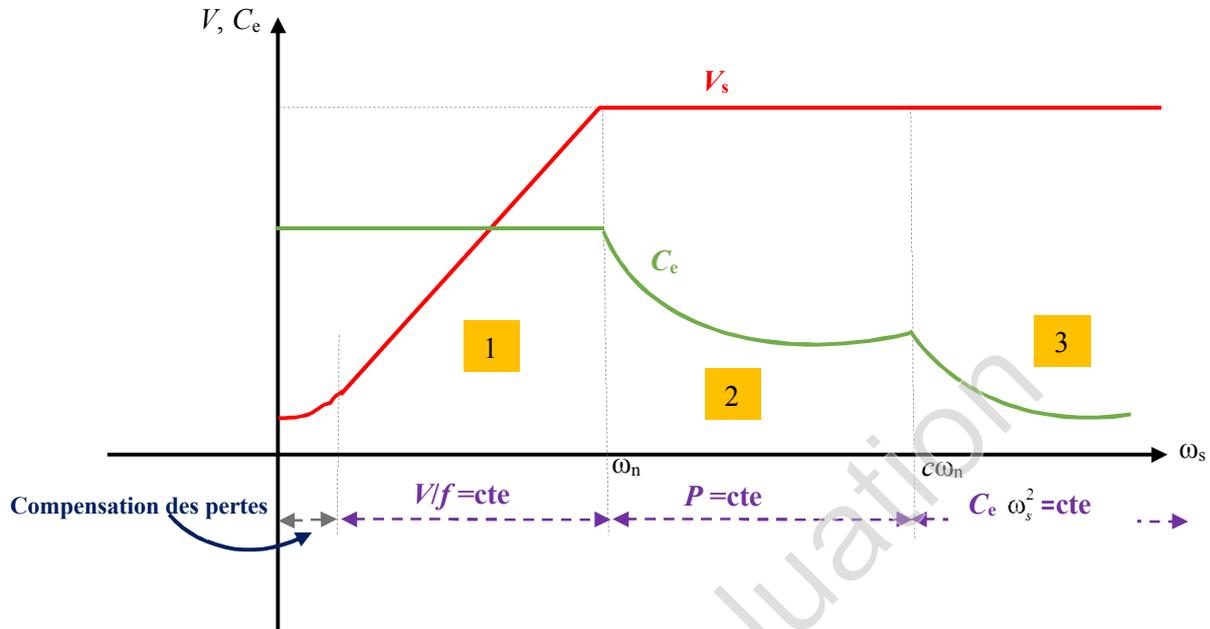


Fig. II- 1 Autopilotage et commande scalaire. Modes de fonctionnement.

II-2-2-1. Commande scalaire avec contrôle de la fréquence statorique :

Le schéma de principe de cette commande est représenté sur la figure II-2. La machine asynchrone est alimentée par un onduleur de tension. Le dispositif de commande fixe la fréquence à partir de l'erreur de vitesse et la tension à partir de la loi V/f . Une seconde boucle interne assure la limitation de courant.

II-2-3. Machine asynchrone alimentée en courant :

Nous avons montré au paragraphe II-2-1. (Equation (II-5)) que la loi suivante permettait de maintenir le module du flux statorique constant.

$$I_s = \frac{\varphi_s^*}{L_s} \sqrt{\frac{1 + (\tau_r \omega_g)^2}{1 + (\sigma \tau_r \omega_g)^2}} \quad (\text{II-14})$$

Avec : φ_s^* est le flux désiré (flux nominal en fonctionnement normal)

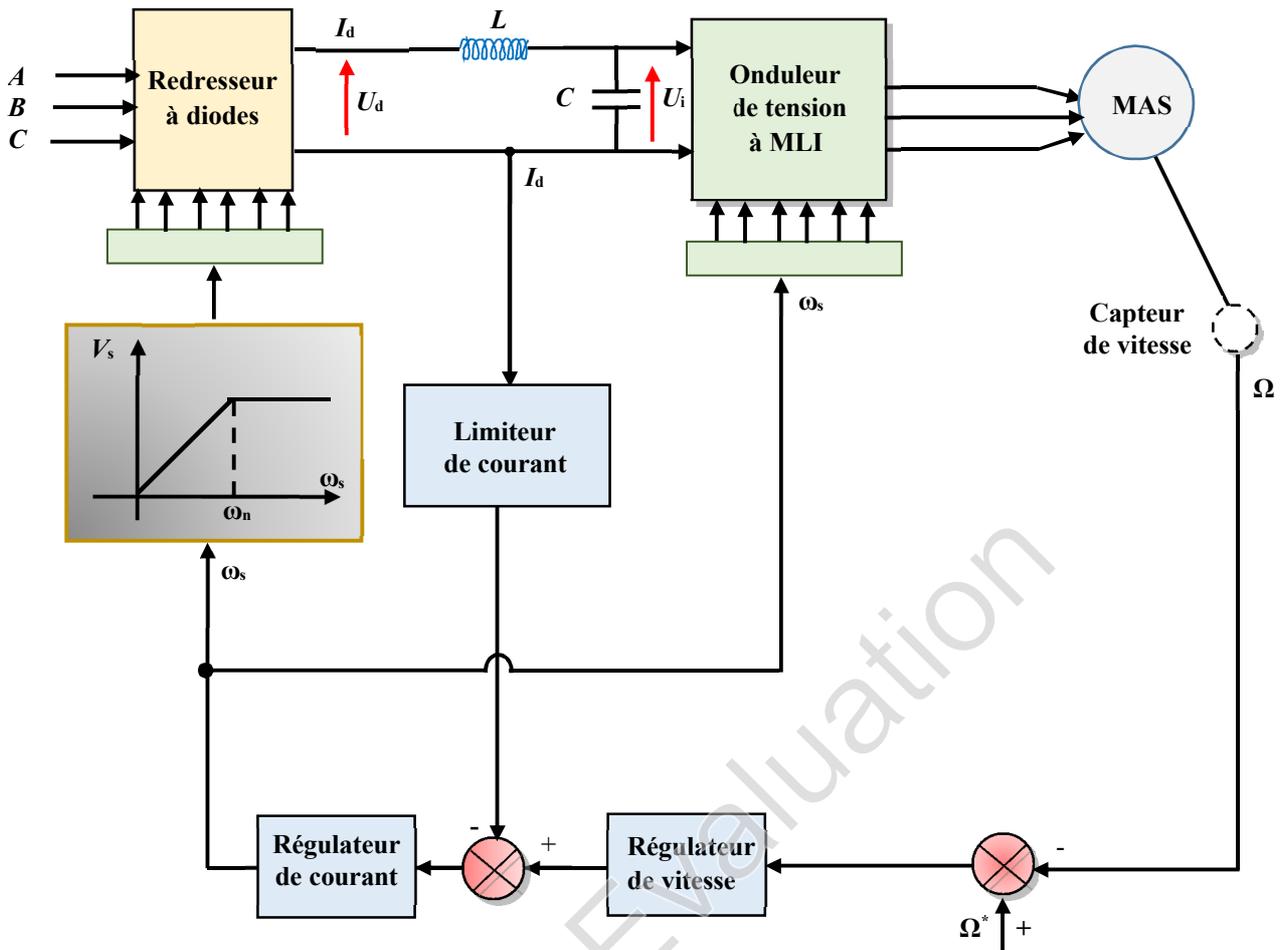


Fig. II- 2 Commande scalaire avec contrôle de ω .

On impose soit le flux statorique ϕ_s constant, soit le flux rotorique ϕ_r constant on obtient les relations suivantes liant le courant statorique aux flux et le couple.

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_s = L_s I_s \sqrt{\frac{1 + (\sigma \tau_r \omega_g)^2}{1 + (\tau_r \omega_g)^2}} \\ \phi_r = \frac{M I_s}{\sqrt{1 + (\tau_r \omega_g)^2}} \\ C_e = p \left(\frac{M}{R_r} \right) \phi_r^2 \omega_g \end{array} \right. \quad (II-15)$$

Les caractéristiques $I_s(\omega_g)$ à ϕ_s constant sont indiquées sur la figure II-3. Pour ϕ_s ou ϕ_r maintenu constant le couple électromagnétique C_e et le courant statorique I_s ne dépendent que de ω_g .

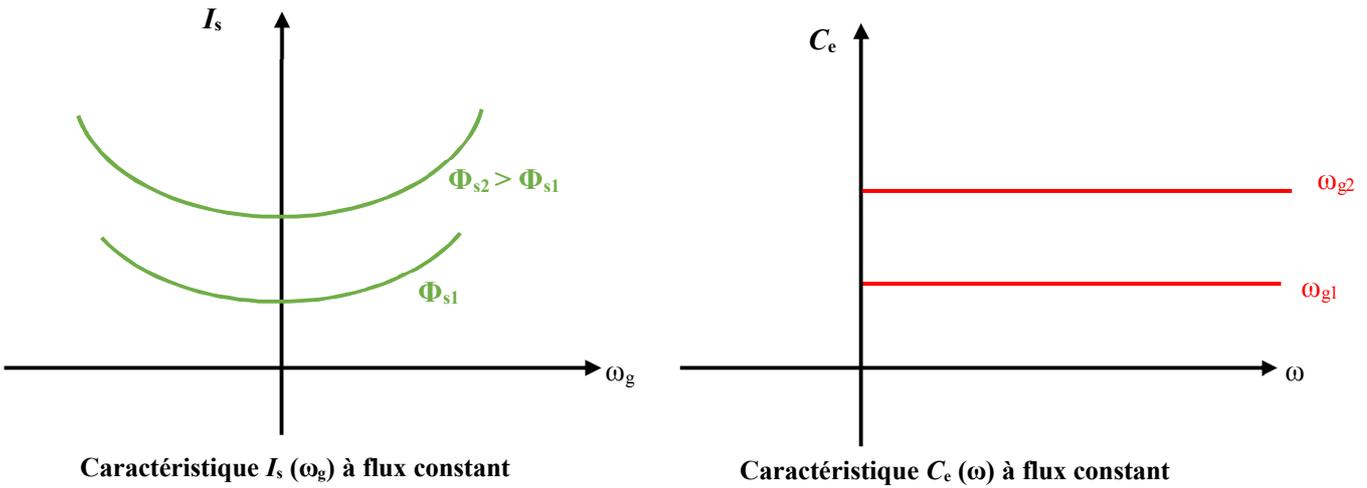


Fig. II- 3 Caractéristiques courant, couple à flux constant.

L'équation (II-14) associée à l'autopilotage permet de régler le flux statorique. La figure II-4 illustre la commande scalair de la MAS avec alimentation en courant.

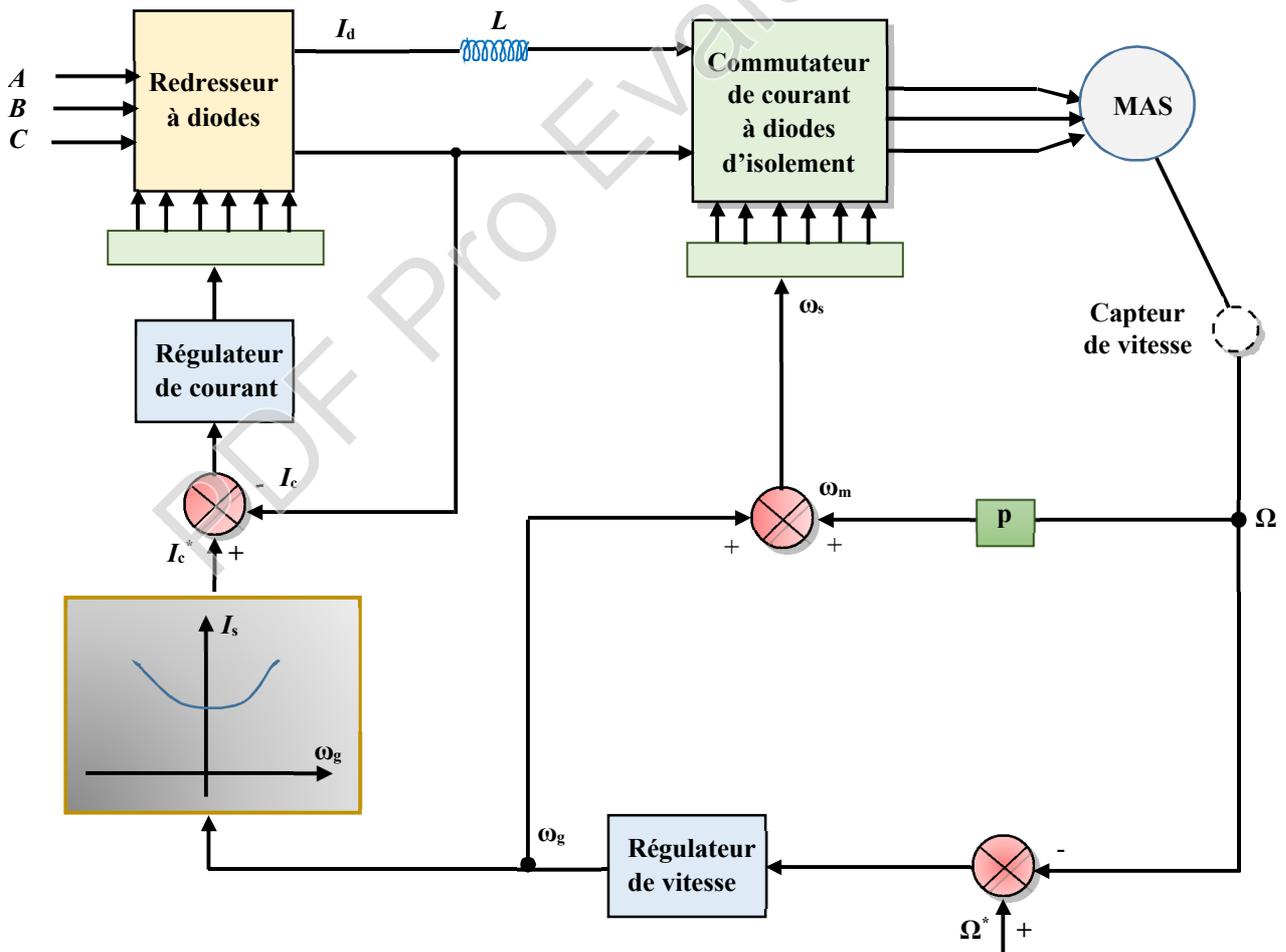


Fig. II- 4 Autopilotage et commande scalair avec alimentation de courant.

II-3. Onduleur de tension :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique continu-alternatif qui permet d'obtenir par un jeu d'interrupteurs, une tension alternative à partir d'une source de tension continue, et en même temps d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitudes et fréquences variables. La figure suivante montre le schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant une machine électrique. c_1, c_2, c_3, c_4, c_5 et c_6 , sont les ordres de commandes des six interrupteurs composants l'onduleur avec :

$$C_i = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } i \text{ est ouvert} \end{cases} \quad i = 1, \dots, 6 \quad (\text{II-16})$$

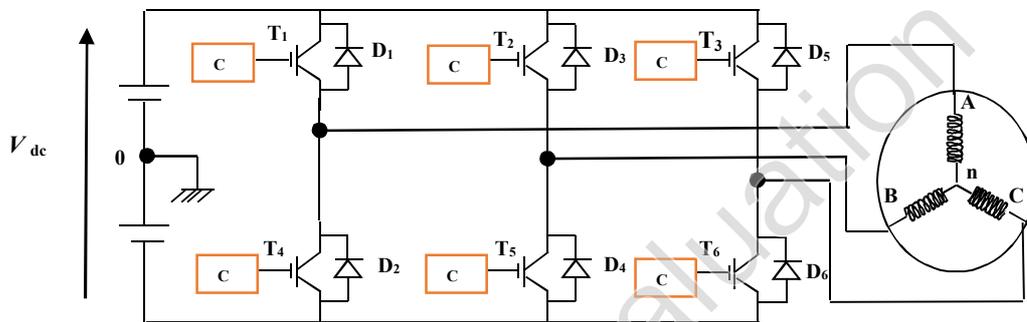


Fig. II-5. Onduleur de tension triphasé.

Afin d'éviter un court-circuit de la source il faut que : $C_4 = \overline{C_1}$, $C_5 = \overline{C_2}$ et $C_6 = \overline{C_3}$

Les tensions simples de sortie de l'onduleur sont fonctions des ordres de commandes des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{A0} = (2C_1 - 1) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{B0} = (2C_2 - 1) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{C0} = (2C_3 - 1) \frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

Les tensions composées s'écrivent en fonction des tensions V_{A0} , V_{B0} et V_{C0} sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{A0} - V_{B0} = (C_1 - C_2) \cdot V_{dc} \\ V_{BC} = V_{B0} - V_{C0} = (C_2 - C_3) \cdot V_{dc} \\ V_{CA} = V_{C0} - V_{A0} = (C_3 - C_1) \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

Le système des tensions V_A , V_B et V_C étant équilibré, il en découle :

$$V_A + V_B + V_C = 0 \quad (\text{II-19})$$

L'équation (II-19) s'écrit en fonction des tensions composées sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_A = \frac{1}{3}(V_{AB} - V_{AC}) \\ V_B = \frac{1}{3}(V_{BC} - V_{AB}) \\ V_C = \frac{1}{3}(V_{CA} - V_{BC}) \end{cases} \quad (\text{II-20})$$

En remplaçant l'équation (II-18) dans (II-19) on obtient :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{A0} - \frac{1}{3}V_{B0} - \frac{1}{3}V_{C0} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{A0} + \frac{2}{3}V_{B0} - \frac{1}{3}V_{C0} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{A0} - \frac{1}{3}V_{B0} + \frac{2}{3}V_{C0} \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

Sous forme matricielle, les tensions simples en fonction des grandeurs de commandes sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-22})$$

En général, les techniques de commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions), permet de définir les instants de commande des interrupteurs de l'onduleur. Parmi ces techniques on trouve :

- ✓ Commande en tension par MLI sinus-triangle
- ✓ Commande en courant par MLI à hystérésis.

II-4. Commande MLI sinus-triangle :

Le principe de fonctionnement de la MLI, consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec une onde de référence généralement sinusoïdale appelée modulatrice (Fig. II-5). Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation m (rapport entre la fréquence de porteuse f_p et celle du signal de référence f), et le taux de modulation r (coefficient de réglage de tension ; égale au rapport des amplitudes des tensions des signaux de référence et de porteuse).

Dans cette technique la fréquence de commutation est fixe, le réglage s'effectue par variation du rapport cyclique des signaux de commande.

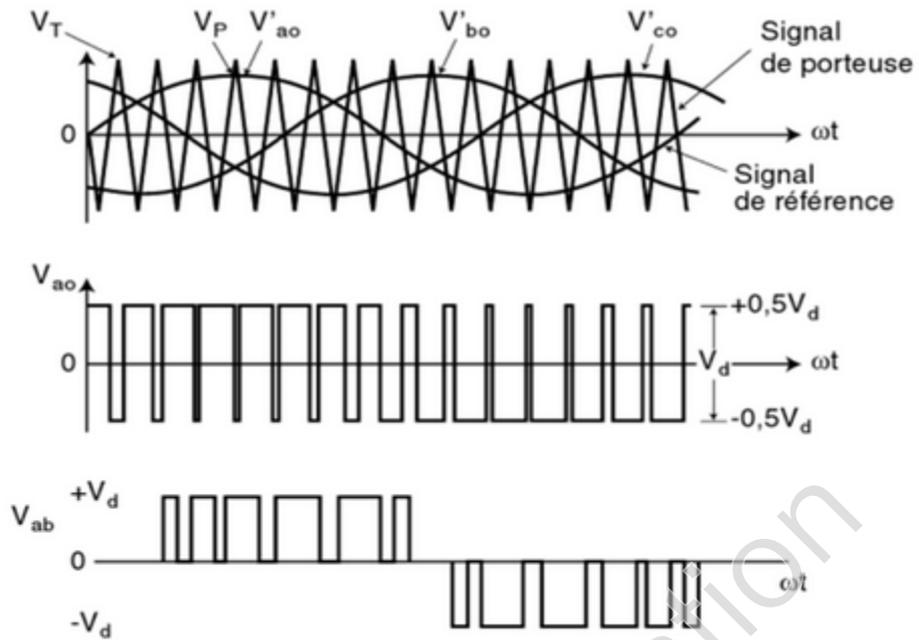


Fig. II-6. Technique MLI Sinus-Triangle [5].

III-1. Introduction :

Les machines à courant continu grâce au découplage naturel entre le couple et le flux ont constitué l'élément de base des entraînements à vitesse variable. Ce découplage permet d'avoir un contrôle séparé du couple et de flux (Fig. III-1)

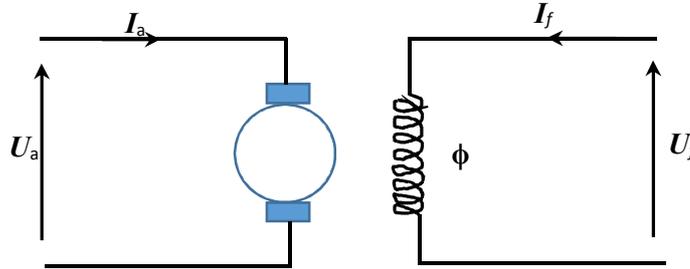


Fig. III- 1 Machine à courant continu à excitation séparée.

Le flux est fixé par le courant d'excitation I_f et le couple ($C_e = k\phi I_a$) se contrôle d'une façon complètement dé耦lée en agissant sur le courant d'induit I_a par l'intermédiaire de la tension d'alimentation U_a .

III-2. Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté :

La commande par orientation de flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes d, q et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. Le couple d'une MAS est donné par :

$$C_e = p(\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{III-1})$$

La commande vectorielle à flux rotorique orienté, consiste à réécrire le modèle de la MSA dans un référentiel lié au flux rotorique, afin d'assurer une commande en couple par la composante du courant I_{qs} (Fig. III-2).

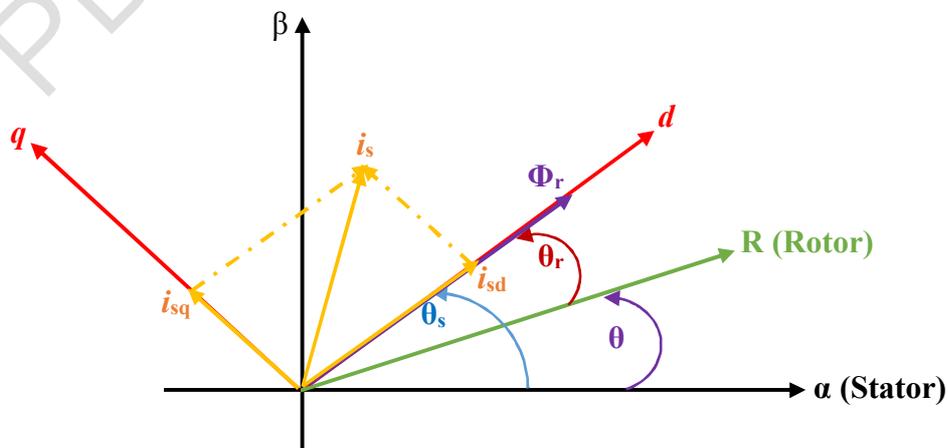


Fig. III- 2 Orientation du flux statorique sur l'axe d

Posons :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

alors le couple devient :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r i_{qs} \quad (\text{III-3})$$

Et l'évolution du flux est donné par :

$$T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{ds} \quad (\text{III-4})$$

Avec :

T_r est la constante de temps rotorique.

Le courant i_{ds} fixe le flux et le courant i_{qs} fixe le couple. On retrouve le comportement d'une machine à courant continu à excitation séparée.

III-3. Modèle de la MAS en vue de sa commande :

La machine asynchrone peut avoir différents modèles d'états. La différence entre ces modèles réside dans le choix du vecteur d'état X et dans l'orientation du référentiel (d,q) [3], [4].

La forme d'équation d'état de la MAS s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

En considérant le cas d'une MAS alimentée en tension, et en utilisant le référentiel (d,q) lié au champ tournant, les combinaisons possibles pour le vecteur d'état sont :

$$X_1 = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad X_2 = \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad X_3 = \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad X_4 = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{III-6})$$

Le vecteur d'entrée :

$$U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{III-7})$$

Le vecteur de sortie :

$$y = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{III-8})$$

Prenons comme variable d'état le vecteur $X^T = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq}]$

Le modèle d'état de la MAS est défini par le triplet $[A], [B], [C]$, tels que :

$$A = \begin{bmatrix} -\left[\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \\ -\omega_s & -\left[\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] & -\frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{III-9})$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-10})$$

Avec : σ est le coefficient de dispersion de BLONDEL.

T_r et T_s sont respectivement les constantes de temps rotorique et statorique.

III-3-1. Expressions du couple :

Le choix d'une telle expression du couple dépendra fortement du vecteur d'état choisi.

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{III-11})$$

$$C_e = p (\Phi_{rq} i_{rd} - \Phi_{rd} i_{rq}) \quad (\text{III-12})$$

$$C_e = p M (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) \quad (\text{III-13})$$

$$C_e = p \frac{M}{L_s} (\Phi_{sq} i_{rd} - \Phi_{sd} i_{rq}) \quad (\text{III-14})$$

$$C_e = p \frac{1-\sigma}{M \sigma} (\Phi_{rd} \Phi_{sq} - \Phi_{rq} \Phi_{sd}) \quad (\text{III-15})$$

III-4. Elaboration des lois de commande :

A partir du modèle d'état établi de la MAS dans un référentiel lié au champ tournant, en

exploitant le résultat de l'orientation du champ
$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = 0 \end{cases}$$

Nous avons :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{M}{L_r} R_r \varphi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \omega \varphi_r \end{cases} \quad \text{(III-16)}$$

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \\ \omega_r = \frac{M}{T_r \varphi_r} i_{sq} \end{cases} \quad \text{(III-17)}$$

Le couple est donné par :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad \text{(III-18)}$$

Pour un flux constant, le couple dépend de la composante i_{sq} .

Les expressions (III-16) et (III-17) représentent les lois de la commande vectorielle à flux rotorique orienté, les tensions V_{sd} et V_{sq} représentent les grandeurs de commande qui affectent à la fois les courants i_{sd} et i_{sq} , donc le flux et le couple (Fig. III-3). Il est donc nécessaire de réaliser un découplage.

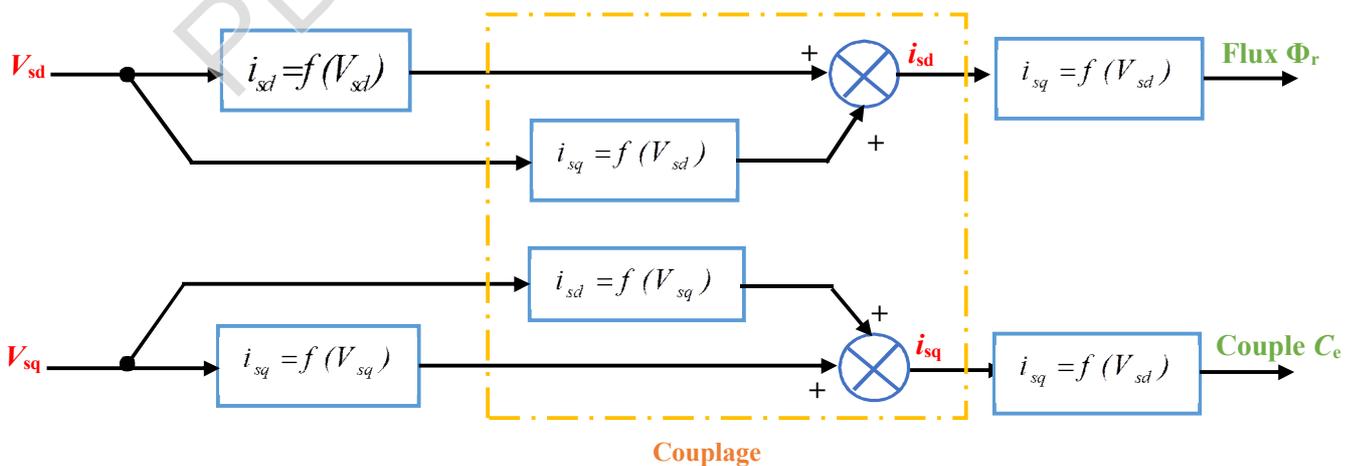


Fig. III- 3. Couplage des grandeurs.

III-4-1. Découplage entrée-sortie par compensation :

La technique de découplage par compensation permet de découpler la régulation du couple et celle du flux.

Posons :

$$\begin{cases} E_d = \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} R_r \Phi_r \\ E_q = -\sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_r \end{cases} \quad (\text{III-19})$$

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

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - E_d \\ V_{sq} = V_{sq1} - E_q \end{cases} \quad (\text{III-20})$$

On a les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III-21})$$

Et :

$$\begin{cases} \Phi_r = \frac{M}{\sigma L_s} \frac{1}{(P + \lambda)(T_r P + 1)} V_{sd1} \\ C_e = \frac{pM \Phi_r}{\sigma L_s^2} \frac{1}{(P + \lambda)} V_{sq1} \end{cases} \quad (\text{III-22})$$

Avec :

$$\lambda = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} \quad (\text{III-23})$$

III-4-2. Estimation de C_e , Φ_r , ω_s et θ_s :

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équations de Park, définie en régime permanent ou transitoire, qui sont obtenus par une résolution directe des équations associées au modèle de la machine.

Le flux peut être estimé par :

$$\hat{\Phi}_r = \frac{M}{1 + T_r P} i_{sd} \quad (\text{III-24})$$

Le couple électromagnétique est estimé en fonction de ϕ_r par :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \hat{\phi}_r i_{sq} \tag{III-25}$$

La pulsation statorique ω_s et la position θ_s peuvent être calculées par :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\hat{\phi}_r} \tag{III-26}$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt \tag{III-27}$$

III-4-3. Structure de la commande :

A partir des équations développées précédemment nous pouvons élaborer un schéma complet de la stratégie de commande vectorielle à flux rotorique orienté comme le montre la figure III-4.

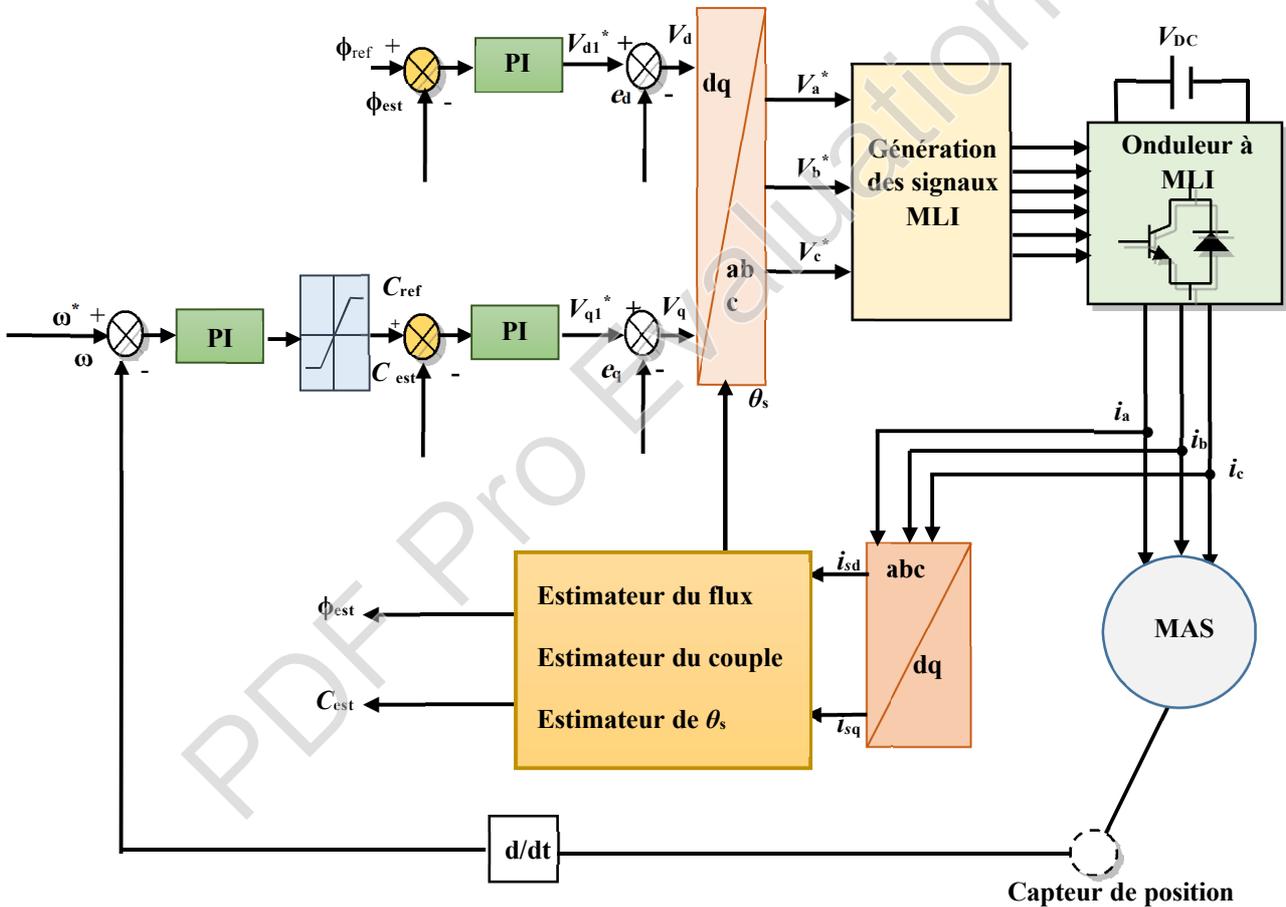


Fig. III- 4 Structure de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

Les principaux constituants de ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse et de couple, la boucle de régulation de flux, le bloc d'estimation et les transformations directe et inverse de Park. La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur et le couple de référence C_{ref} , ce dernier lui-même est contrôlé à travers un régulateur PI, afin d'assurer un contrôle de couple. La sortie de ce régulateur doit être limitée pour éviter un excès de tension de

commande. En parallèle à cette boucle, on trouve aussi une boucle de régulation de flux qui permet de maintenir le flux dans sa valeur de référence. Les tensions de référence V_{sd} et V_{sq} sont transformées à l'aide de la transformation de Park en grandeurs triphasées. L'onduleur MLI applique des créneaux de tensions dont les valeurs moyennes correspondent aux valeurs V_{sa} , V_{sb} et V_{sc} . Les courants i_{sa} et i_{sb} sont mesurés et transformés en grandeurs i_{sd} et i_{sq} qui seront utilisées dans le bloc d'estimation.

Remarque :

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale **PI** sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques. L'action proportionnelle **P** assure la rapidité de la réponse dynamique et l'action intégrale **I** élimine l'erreur statique en régime permanent. En général, la synthèse et le dimensionnement des régulateurs **PI**, sont basés sur les méthodes de compensation ou de placement de pôles.

III-5. Exemple de simulation :

La figure III-5, montre les résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MAS alimentée en tension, avec une application d'un couple de charge $C_r = 25 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 1 \text{ s}$.

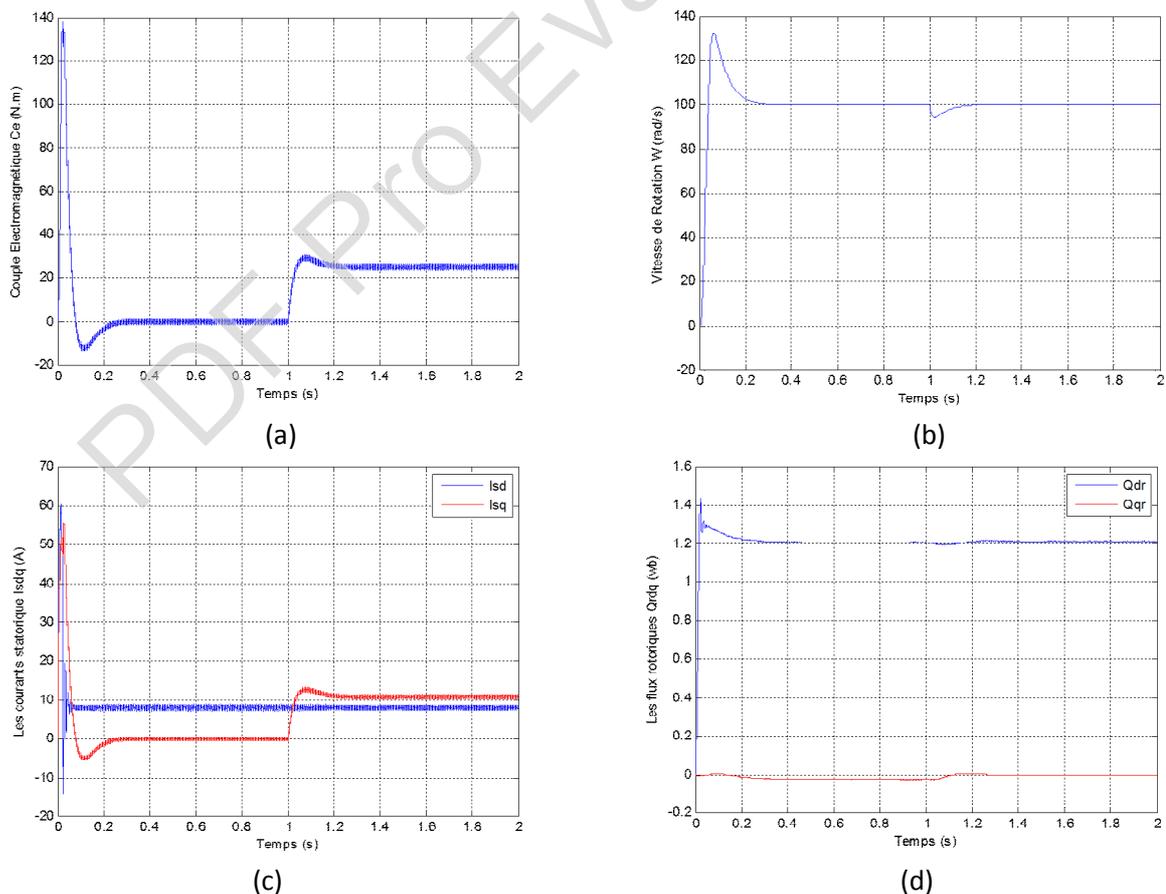


Fig. III-5 Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MAS alimentée en tension. (a) : Couple électromagnétique, (b) : vitesse de rotation, (c) : Courants statoriques i_{sd} et i_{sq} , (d) : Flux rotoriques d'axes d et q.

Les résultats de simulation, montrent clairement le découplage de la commande entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, traduit par la réponse des composantes i_{sd} et i_{sq} du courant statorique. Lors de l'application d'un échelon de charge, le couple suit parfaitement sa référence avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence ($\omega_{ref}=100$ rad/s).

Les paramètres de la machine asynchrone sont :

$R_s=1.2\Omega$, $R_r=1.8\Omega$, $L_s=0.1554H$, $L_r=0.1568H$, $M=0.15H$, $p=2$, $J=0.07Kg.m^2$, $f=0.0001N.m/rad/s$,
 $I_n=15A$, $C_{en}=25N.m$, $P_n=4KW$.

PDF Pro Evaluation

IV-1. Introduction :

Le contrôle direct du couple « CDC » ou venu du terme anglais de “ Direct Torque Control”, « DTC », basé sur l’orientation du vecteur flux statorique est l’une des méthodes qui a été introduite par *Depenbrock* en 1987 sous la terminologie “ Direct Self Control”, « CDC ». L’idée directrice de ce type de commande est de chercher à tous les instants une combinaison des interrupteurs assurant des objets de flux et de couple. Cette loi de contrôle présente des performances dynamiques remarquables de même qu’une bonne robustesse vis-à-vis des écarts de paramètres du moteur [6].

IV-2. Contrôle du couple :

Le couple d’une machine asynchrone peut s’exprimer sous la forme :

$$C_e = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_s \phi_r \sin \gamma \quad (\text{IV-1})$$

Avec : $\gamma = \left(\hat{\phi}_s, \phi_r \right)$

L’équation (IV-1) montre que le couple dépend de l’amplitude de deux vecteurs ϕ_s et ϕ_r et de leur position relative γ .

Si l’on parvient à contrôler parfaitement le flux ϕ_s (à partir de V_s) en module et en position, on peut donc contrôler l’amplitude et la position de ϕ_r et par conséquent le couple (Fig. IV-1).

En régime permanent on a :

$$\underline{\phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{\underline{\phi}_s}{1 + j \omega_r \sigma \tau_r} \quad (\text{IV-2})$$

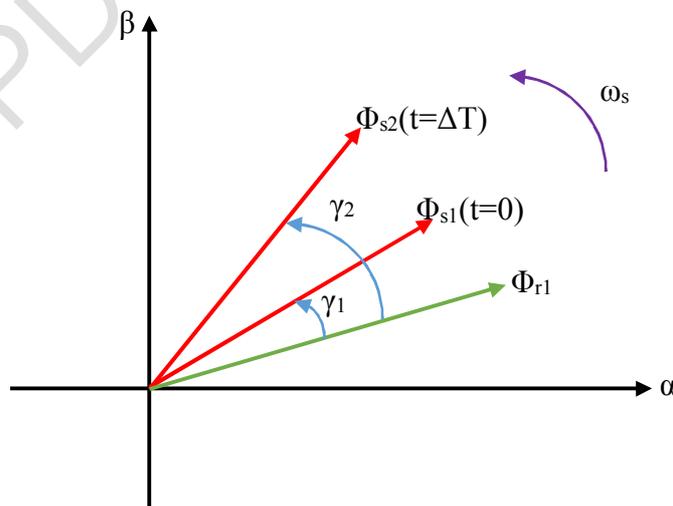


Fig. IV- 1 Vecteurs flux.

IV-3. Contrôle du vecteur flux statorique :

L'expression du vecteur flux statorique dans le référentiel de Concordia est donnée par :

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (IV-3)$$

Dans le cas où on applique un vecteur tension non nul pendant un intervalle de temps $[0, T]$, on a : $V_s \gg R_s I_s$ donc (IV-3) peut s'écrire

$$\phi_s(t) = \phi_s(0) + V_s T \quad (IV-4)$$

L'équation (IV-4) implique que l'extrémité du vecteur flux statorique ϕ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliqué comme le montre la figure (IV-2).

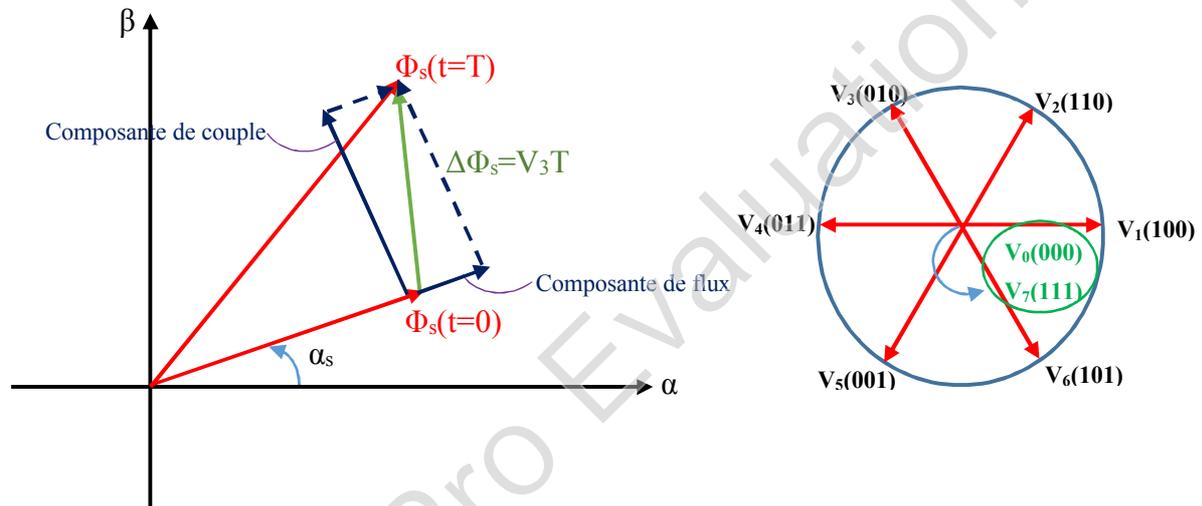


Fig. IV- 2 Exemple d'évolution de l'extrémité du vecteur flux statorique.

IV-4. Choix du vecteur tension :

Le choix du vecteur tension V_s dépend de la position de ϕ_s dans le référentiel (S), de la variation souhaitée pour le module de ϕ_s , de la variation souhaitée pour le couple et du sens de rotation de ϕ_s .

- L'espace d'évolution de ϕ_s dans (S) est décomposée en six zones i , avec $i \in [1,6]$ comme le montre la figure IV-3.
- Lorsque le flux ϕ_s se trouve dans la zone i , le contrôle du flux et de couple peut être assuré en sélectionnant l'un des 08 vecteurs tensions suivants $V_i, V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i+3}, V_{i-2}, V_{i-1}, V_0$ et V_7 .
- Si le vecteur V_{i+1} est sélectionné alors le flux ϕ_s croît et le C_e couple décroît
- Si le vecteur V_{i-1} est sélectionné alors le flux ϕ_s croît et le C_e couple décroît
- Si le vecteur V_{i+2} est sélectionné alors le flux ϕ_s décroît et le C_e couple croît
- Si le vecteur V_{i-2} est sélectionné alors le flux ϕ_s décroît et le C_e couple décroît

- Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés alors la rotation de flux ϕ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple. (le module du flux ou reste inchangé).
- Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i les deux vecteurs V_i et V_{i+3} et ne sont jamais utilisés.

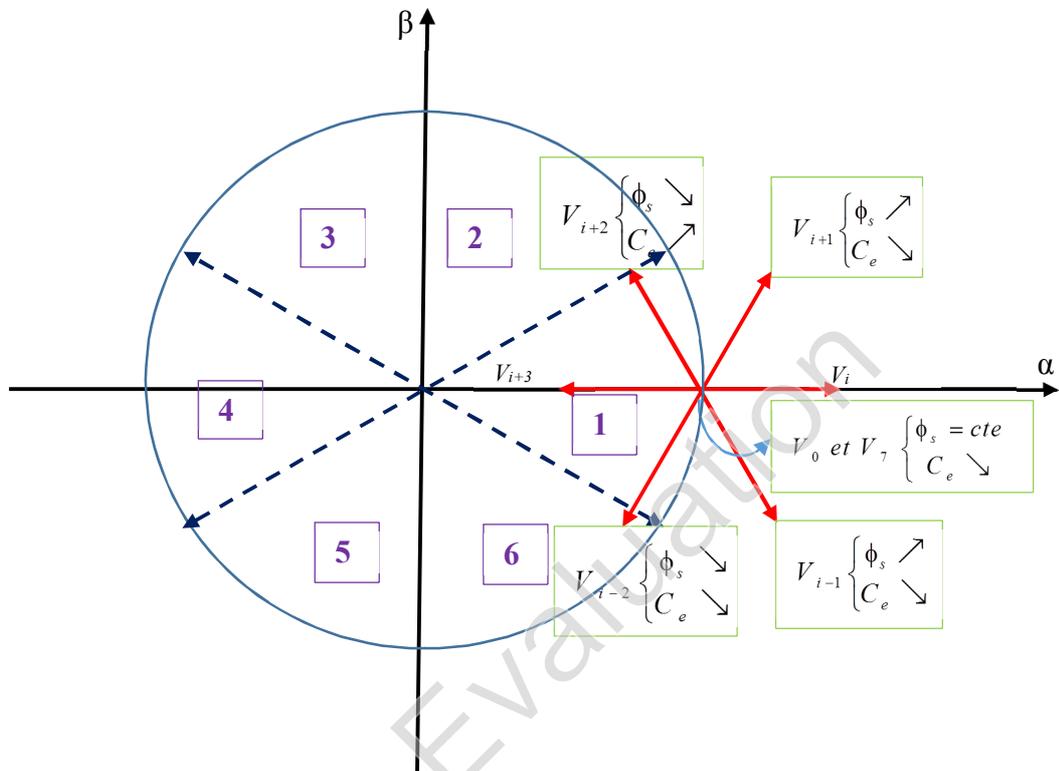


Fig. IV-3 Choix du vecteur tension.

IV-5. Estimateur du flux statorique :

L'estimation du vecteur flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine. L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes α et β soit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{IV-5})$$

Avec

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha}(t) = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta}(t) = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{IV-6})$$

- Les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ et sont estimées à partir des commandes S_a , S_b et S_c par :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_a - S_b) \end{cases} \quad (\text{IV-7})$$

Et :

$$V_{s\alpha} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{IV-8})$$

Avec

U_0 : tension continue à l'entrée de l'onduleur

- De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir des mesures des courants I_{sa} , I_{sb} et I_{sc}

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{IV-9})$$

- L'angle θ_s entre le référentiel (S) et le vecteur ϕ_s est égal à :

$$\theta_s = \text{Artg} \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{IV-10})$$

IV-6. Estimateur du couple électromagnétique :

Le couple est estimé par :

$$C_e = p (\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{IV-11})$$

IV-7. Correcteur de flux :

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur ϕ_s dans une couronne circulaire comme le montre la figure IV-4.

- La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module ϕ_s , afin de sélectionner le vecteur tension correspond
- La sortie du correcteur représentée par une variable booléenne $Cflx$ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($Cflx=1$) ou diminuée ($Cflx=0$) de façon à maintenir :

$$|\phi_{sref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \quad (\text{IV-12})$$

Avec :

ϕ_{sref} : Consigne de flux

$\Delta\phi_s$: Largeur d'hystérésis du correcteur

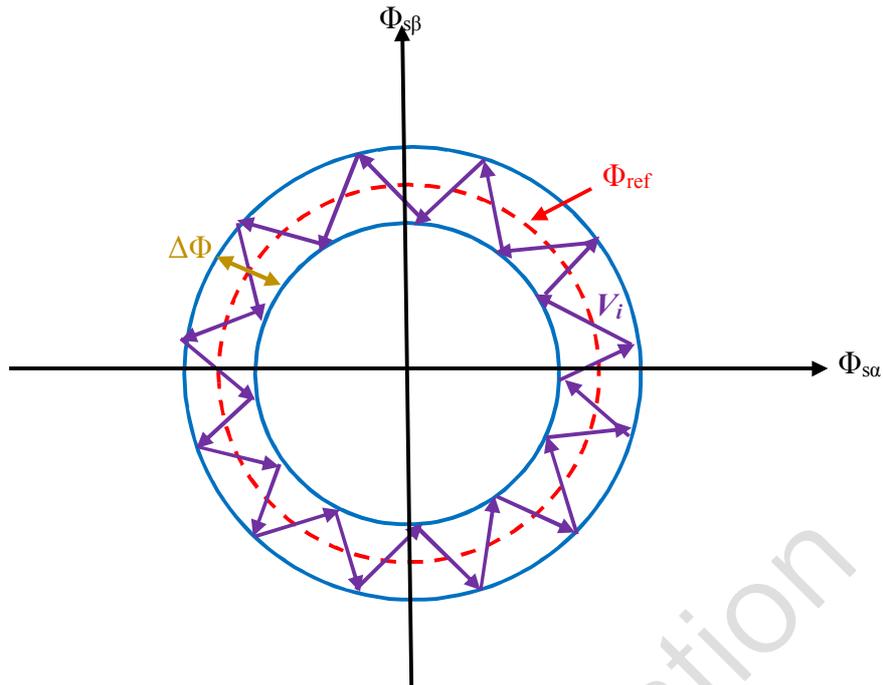


Fig. IV- 4 Contrôle du flux statorique.

Un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement et permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques (Fig. IV-5).

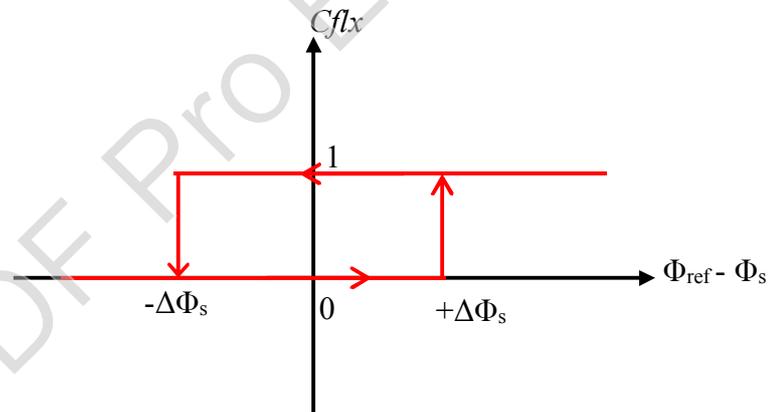


Fig. IV- 5 Correcteur à hystérésis de flux.

IV-8. Correcteur de couple :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites tels que :

$$|C_{sref} - C_e| \leq \Delta C \quad (IV-13)$$

Avec :

C_{ref} : La référence du couple

ΔC : La bande d'hystérésis du correcteur

Le couple électromagnétique peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine alors deux solutions peuvent être envisagées.

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

IV-8-1. Correcteur à hystérésis à trois niveaux :

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

La sortie du correcteur représentée par la variable booléenne $Ccpl$ indique directement si :

- $Ccpl = 1$: L'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue pour une consigne positive
- $Ccpl = -1$: L'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue pour une consigne négative
- $Ccpl = 0$: L'amplitude du couple doit être diminuée.

La figure IV-6 illustre le schéma d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

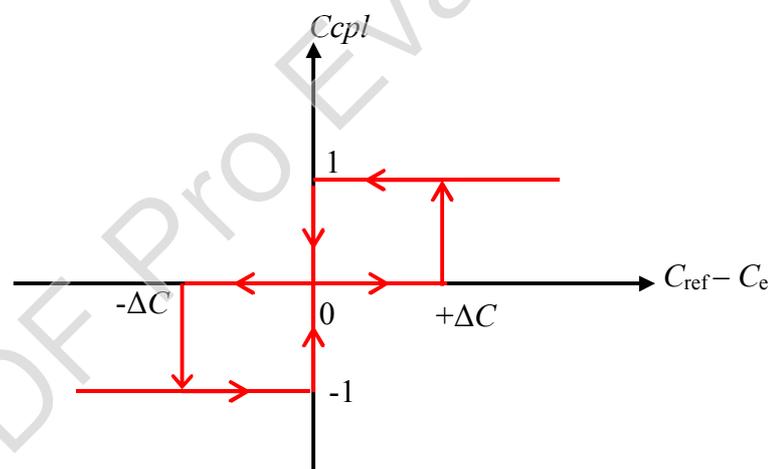


Fig. IV- 6 Correcteur à hystérésis de couple à trois niveaux.

IV-9. Table de commutation :

La table de commutation est construite en fonction de l'état des variables $Clfx$, $Ccpl$ et de la zone N_i de la position de ϕ_s (Tableau 1)

N_i		1	2	3	4	5	6	Correcteur
$Cflx=1$	$Ccpl=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux
	$Ccpl=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	$Ccpl=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 niveaux
$Cflx=0$	$Ccpl=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux
	$Ccpl=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	$Ccpl=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux

Tableau 1. Table de commutation de l'onduleur.

IV-10. Structure générale de contrôle direct du couple de la MAS :

La figure (IV-7) représente les éléments essentiels d'un système de contrôle direct du couple de la machine asynchrone.

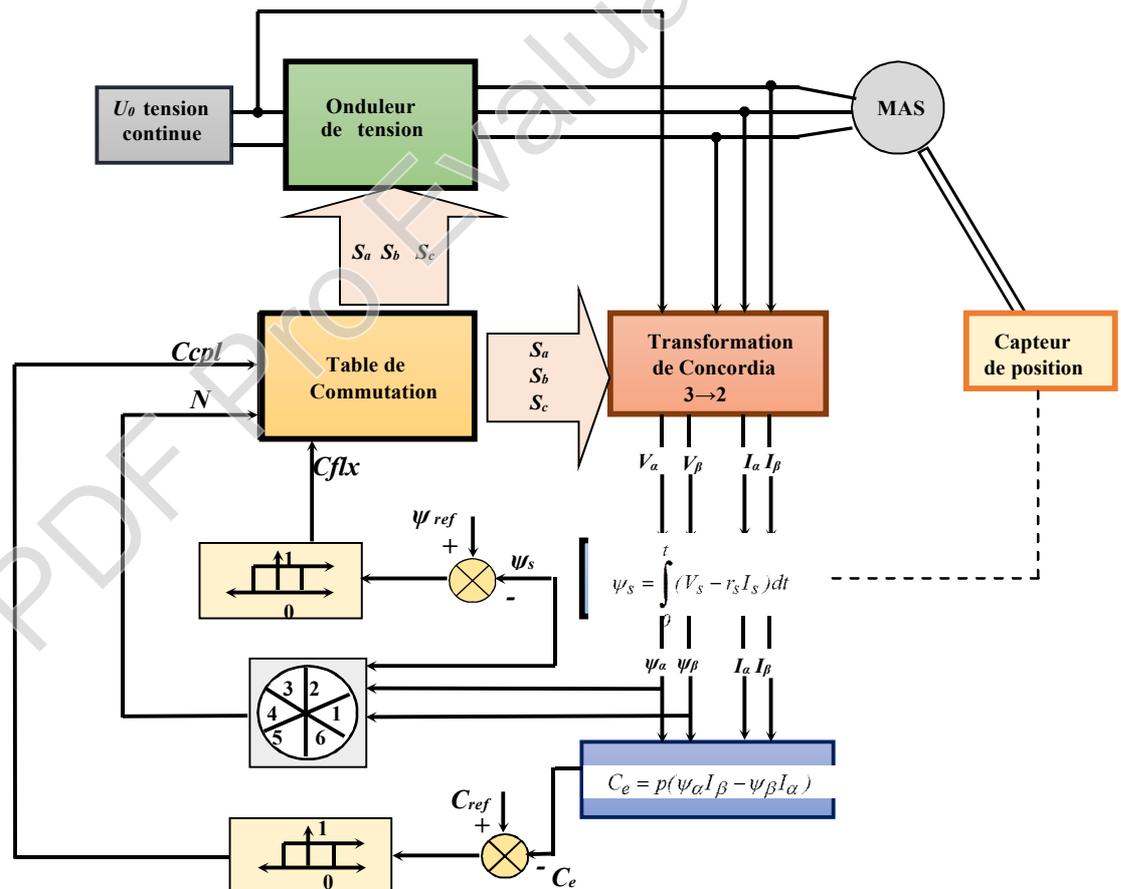


Fig. IV- 7 Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple d'une MAS.

Références

- [1] J. P. Caron, J.P. Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Technip, 1995.
- [2] G. Sturtzer, E. Smigiel, "Modélisation et commande des moteurs triphasés-commande vectorielle des moteurs synchrones-commande numérique par contrôleurs DSP", Ellipses, 2000.
- [3] M. Pinard, "Commande électronique des moteurs électriques", Dunod, Paris, 2004.
- [4] G. Grellet, G. Clerc, "Actionneurs électriques : principes-modèles-commande", Eyrolles, Paris, 1996.
- [5] F. Badin, "Les véhicules hybrides, des composants au système", Technip, 2013.
- [6] Y. A. Chapuis, D. Royes, S. Courtine, "Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique", J. Phys. III., 1995, vol. 5, N°. 6, pp.863-880