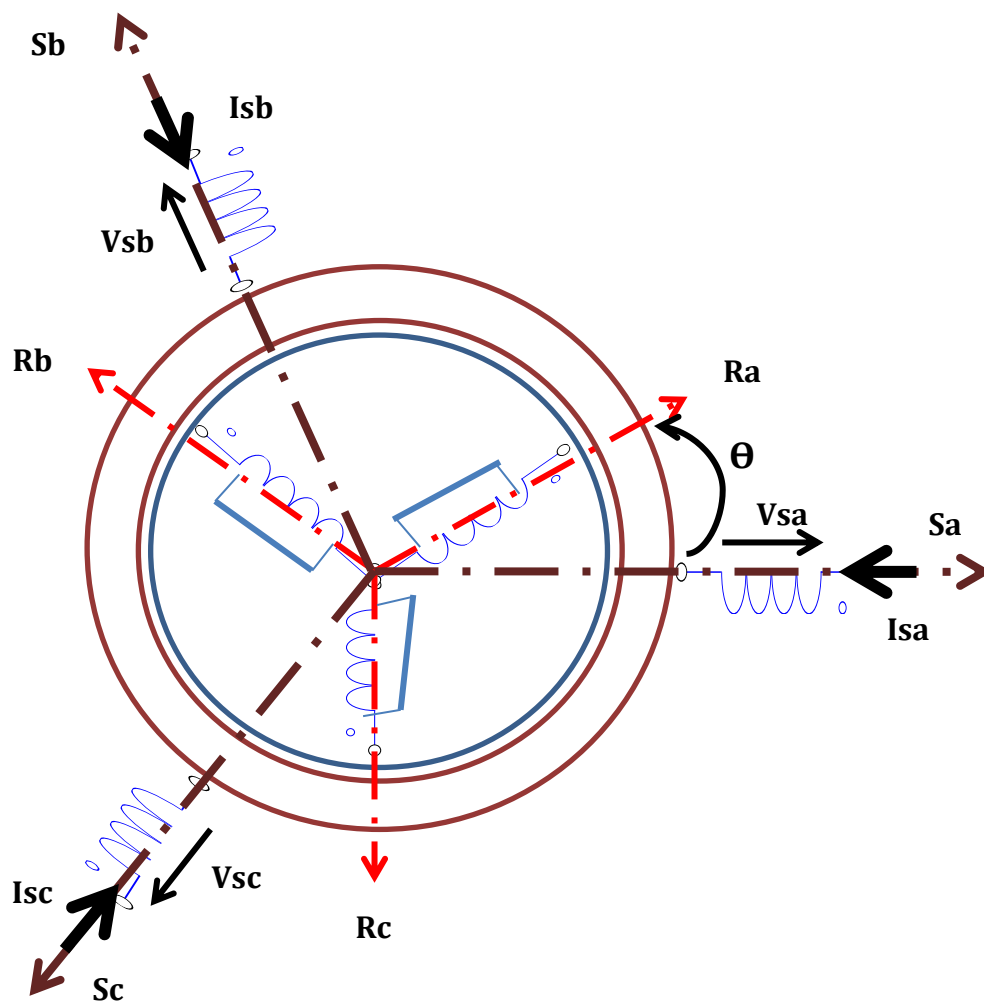


CHAPITRE 4 : COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC) Appliquée à la machine Asynchrone

1. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

La MAS triphasée est représenté schématiquement par la figure (II-1). Elle est munie de six enroulements. Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.



Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

II.2.2 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES :

La machine électrique est prodigieusement complexe, pour sa modélisation nous sommes obligés d'introduire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices :

- ✓ Parfaite symétrie de construction.
- ✓ Assimilation de la cage d'écuriel à un bobinage en court-circuit de même nombre de phase que le bobinage statorique.
- ✓ Répartition sinusoïdale le long de l'entrefer du champ magnétique de chaque bobinage.
- ✓ Le bobinage est réparti de manière à donner une (f.m.m) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- ✓ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.

II.2.3 EQUATIONS GENERALES DE LA MAS TRIPHASEE

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

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

II.2.3.1 Equations électriques :

Par l'application de la loi d'ohm à chaque phase (figure II-1), on peut écrire les deux équations statoriques et rotoriques comme suit :

- Pour l'ensemble des phases Statoriques :

$$[V_{Sabc}] = [RS] [i_{Sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{Sabc}] \quad -$$

Pour des phases Rotoriques :

$$[V_{rabc}] = [0] = [Rr] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}]$$

Avec :

$$[V_{s abc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad : \text{Vecteur de tension statorique.}$$

$$[V_{r abc}] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T \quad : \text{Vecteur de tension rotorique.}$$

$$[i_{s abc}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T \quad : \text{Vecteur du courant statorique.}$$

$[i_{r abc}] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$: Vecteur du courant rotorique.

$$[Rs] = \begin{pmatrix} Rs & 0 & 0 \\ 0 & Rs & 0 \\ 0 & 0 & Rs \end{pmatrix}, \quad [Rr] = \begin{pmatrix} Rr & 0 & 0 \\ 0 & Rr & 0 \\ 0 & 0 & Rr \end{pmatrix}$$

Rs, Rr ; Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

Equations magnétiques :

Les conséquences importantes des hypothèses simplificatrices conduisent aux relations linéaires entre les flux et les courants :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

Les coefficients instantanés de mutuelle inductance entre le rotor et le stator s'expriment en fonction de M_{sr} et de θ :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) \end{cases}$$

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

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s][M_{sr}] \\ [M_{rs}][L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix}$$

$$\text{Avec: } [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$\text{Et } [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

Tel que :

M_{sr} : La valeur maximale d'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques.

$[Lr]$: Matrice des inductances rotoriques.

$[Msr]$: Matrice des inductances mutuelle entre stator et rotor.

θ : l'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

Par combinaison des équations suivantes, nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[Vs] = [Rs] \cdot [Is] + [Ls] \frac{d}{dt} [is] + \frac{d}{dt} ([Msr] \cdot [ir])$$

$$[Vr] = [0] = [Rr] \cdot [Ir] + [Lr] \frac{d}{dt} [ir] + \frac{d}{dt} ([Msr]^t \cdot [is])$$

Equation mécanique

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

$$C_{em} = p [i_{sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{rabc}]$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r$$

Où : $\Omega = \frac{\omega}{p}$

Avec :

J : moment d'inertie du rotor (partie tournante)

Ω : vitesse angulaire mécanique du rotor.

f : coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : couple résistant, ou de charge.

ω : vitesse angulaire électrique du rotor.

La résolution du système d'équations précédentes est difficile du fait que les termes des matrices des inductances $[Msr]$ et $[Msr]^t$ varient en fonction de la position du rotor par rapport au stator (angle θ) et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance

instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celles de **Park**.

II.3 TRANSFORMATION DE PARK :

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme le système réel triphasé en système biphasé équivalent. Ce dernier consiste à remplacer tous enroulements statoriques par deux enroulements, l'un sur l'axe (U) et l'autre sur l'axe (V) (voir figure).

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (U, V) est dite transformation de Park et est donnée par :

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta_{obs})] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

Avec :

X : Tension, courant ou flux.

« o » : indice de l'axe homopolaire.

u : Indice de l'axe « u ».

v : Indice de l'axe « v ».

On ajoute la composante homopolaire pour équilibrer la transformation (cette composante est égale à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré).

$[P(\theta_{obs})]$: est la matrice de Park, définie par :

$$[P(\theta_{obs})] = k \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

Où :

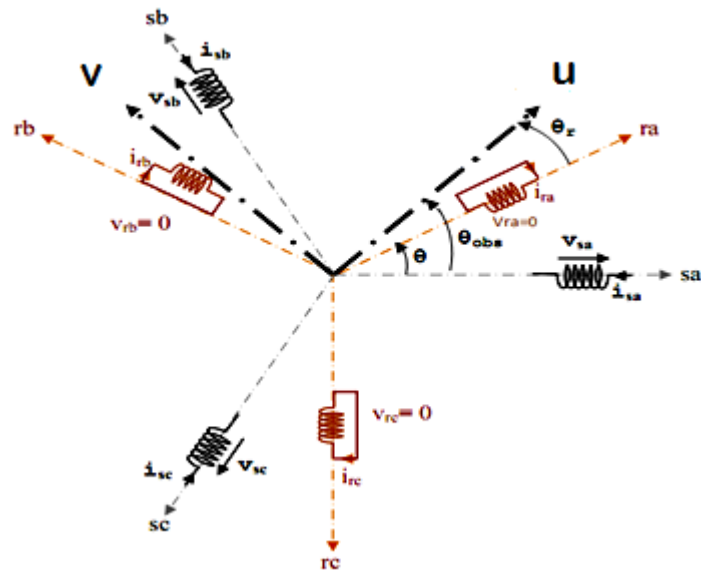
$$\theta_{obs} = \theta + \theta_r$$

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

θ_r : angle de rotation de (U,V) par rapport au rotor.

θ_{obs} : L'angle d'observation dans la matrice [P] (écart angulaire entre l'axe "a" du système triphasé et l'axe (U) du système biphasé.

k : est une constante qui peut prendre soit la valeur $(\sqrt{2/3})$ pour la conservation des puissances, soit la valeur $(2/3)$ pour la conservation des amplitudes.



Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS

MODELE BIPHASE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE :

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine dans le référentiel de PARK (tournant à une vitesse quelconque ω_{obs} par rapport au stator) est le suivant :

EQUATIONS ELECTRIQUES :

$$\begin{cases} V_{su} = R_s \cdot i_{su} + \frac{d\Phi_{su}}{dt} - \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{sv} \\ V_{sv} = R_s \cdot i_{sv} + \frac{d\Phi_{sv}}{dt} + \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{su} \\ 0 = R_r \cdot I_{ru} + \frac{d\Phi_{ru}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{rv} \\ 0 = R_r \cdot I_{rv} + \frac{d\Phi_{rv}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{ru} \end{cases}$$

- EQUATIONS MAGNETIQUES:

$$\begin{cases} \Phi_{su} = L_s \cdot i_{su} + M \cdot i_{ru} \\ \Phi_{sv} = L_s \cdot i_{sv} + M \cdot i_{rv} \\ \Phi_{ru} = L_r \cdot i_{ru} + M \cdot i_{su} \\ \Phi_{rv} = L_r \cdot i_{rv} + M \cdot i_{sv} \end{cases}$$

EQUATION MECANIQUE :

$$\begin{cases} C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \\ C_e = \frac{M}{L_r} p (\phi_{ru} \cdot i_{sv} - \phi_{rv} \cdot i_{su}) \end{cases}$$

(II-20)

DIFFERENTS REPERES BIPHASES

Le modèle de la machine a été présenté dans un repère biphasé (U, V) avec une orientation quelconque, cependant il existe différentes possibilités pour fixer l'orientation du repère et cela dépend généralement des objectifs de l'application, le choix du référentiel nous ramène pratiquement au trois cas possibles.

- Repère d'axes (α, β) : le système biphasé lié au stator ($\theta_{obs} = 0$).
- Repère d'axes (d, q) : le système biphasé lié au champ tournant ($\theta_{obs} = \theta_s$).
- Repère d'axes (x, y) : le système biphasé lié au rotor ($\theta_{obs} = \theta$).

Avec:

θ_s : Angle électrique de rotation du champ tournant.

II.4.5 CHOIX DU REFERENTIEL :

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les éprissions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (u, v) qui se fait en fonction du régime de fonctionnement (régime transitoire ou permanent) d'une part et d'autre part à la technique de commande.

- Référentiel lié au stator (α, β) :

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (α, β) lié au stator prennent la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \Phi_{r\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega \Phi_{r\alpha} \end{cases}$$

Ce référentiel possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

- **Référentiel lié au rotor (x, y):**

Ce référentiel utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones. Le système d'équations (II.18) précédemment décrit devient alors:

$$\begin{aligned} V_{sx} &= R_s \cdot I_{sx} + \frac{d\phi_{sx}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{sy} \\ V_{sy} &= R_s \cdot I_{sy} + \frac{d\phi_{sy}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{sx} \\ V_{rx} &= 0 = R_r \cdot I_{rx} + \frac{d\phi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} &= 0 = R_r \cdot I_{ry} + \frac{d\phi_{ry}}{dt} \end{aligned}$$

- **Référentiel lié au champ tournant (d, q) :**

Le système d'équations précédentes devient alors:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \\ 0 = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{rq} \\ 0 = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{rd} \end{cases}$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus facile de faire la régulation de ces grandeurs.

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé pour la commande des machines asynchrone.

Expressions du couple électromagnétique et de la puissance:

Pour la machine asynchrone, nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\begin{cases} C_e = P. (\Phi_{rq} \cdot I_{rd} - \Phi_{rd} \cdot I_{rq}) \\ C_e = P. (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \\ C_e = P. L_m. (I_{rd} \cdot I_{sq} - I_{sd} \cdot I_{rq}) \\ C_e = P. \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot I_{sq} - \Phi_{rq} \cdot I_{sd}) \end{cases}$$

REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA MAS

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique i_s et le flux rotorique ϕ_r comme variables d'état, et la pulsation ω_s et les tensions, V_{sd} et V_{sq} comme grandeur de commande et le couple C_r comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, (voir Figure).

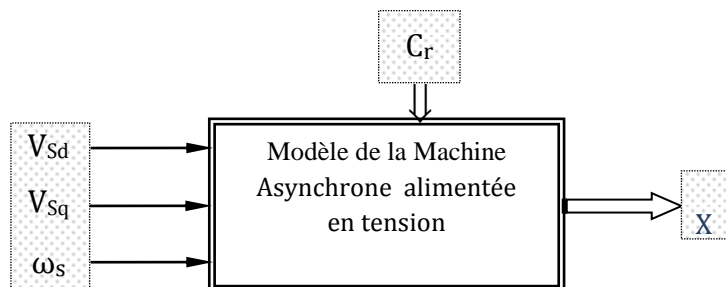


Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

Le vecteur de sortie $[X]$, peut avoir une des formes des différentes expressions :

$$[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T$$

$$[X] = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$$

$$[X] = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T$$

$$[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$$

Ainsi, notre choix est porté sur le vecteur $[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$.

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

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} [X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T \\ [U] = [V_{sd} \ V_{sq}]^T \end{cases}$$

Pour le référentiel lié au champ tournant (d, q), on a :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) & \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) & -\frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Pour le référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$), le système devient :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega \\ 0 & -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) & -\frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & p\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE :

Le moteur asynchrone utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesses variables, nécessite une alimentation qui doit fournir l'énergie électrique et la récupérer en cas de freinage. Cette alimentation est assurée par un onduleur de tension. L'onduleur de tension est un convertisseur statique permettant la transformation d'une tension continue en une ou des tensions alternatives, il est tributaire des caractéristiques de la source continue et de la charge entre lesquelles il est inséré.

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

Ces caractéristiques guident les concepteurs au choix convenable des semi-conducteurs à employer et leurs commandes.

L'alimentation de l'onduleur est constituée d'un pont redresseur triphasé à diodes, un filtre

(L_f C_f), et un circuit de freinage. Comme illustre la Figure suivante:

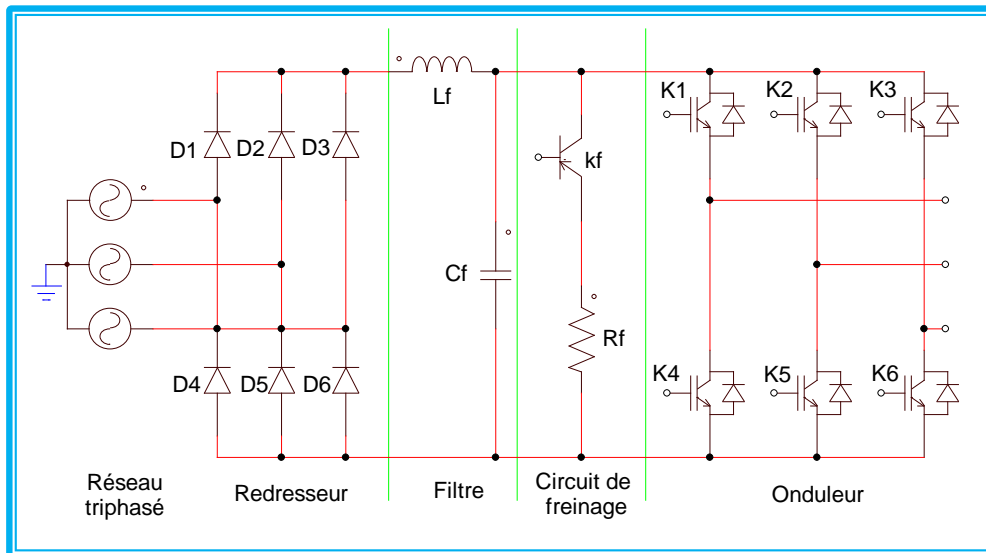


Schéma de l'association convertisseur –machine

MODELISATION DU REDRESSEUR TRIPHASE :

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative-continu. Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie. La figure II.5 représente le schéma de principe du redresseur triphasé double alternance à diodes. Le redresseur est alimenté par un système de tension triphasé exprimé par :

$$\begin{cases} V_1(t) = V_{max} \sin(2\pi ft) \\ V_2(t) = V_{max} \sin(2\pi ft - 2\pi/3) \\ V_3(t) = V_{max} \sin(2\pi ft + 2\pi/3) \end{cases}$$

Chacune des trois diodes D1, D2, D3 à cathode commune conduit lorsque le potentiel de son anode est le plus positif, donc :

$$D_i \text{ conduit si } V_i = \text{Max}(V_j); i = 1,2,3; j = 1,2,3.$$

Chacune des trois diodes D4, D5, D6 à anode commune, conduit lorsque le potentiel de sa cathode est le plus négatif, donc :

$$D_i \text{ conduit si } V_i = \text{Min}(V_j); i = 4,5,6; j = 1,2,3.$$

Deux diodes d'un même bras ne peuvent pas conduire simultanément. Lorsque D1 conduit, l'une des deux diodes D5 et D6 conduit également.

La valeur instantanée de la tension redressée est donnée par :

$$U_d = \text{Max}(V_1(t), V_2(t), V_3(t)) - \text{Min}(V_1(t), V_2(t), V_3(t))$$

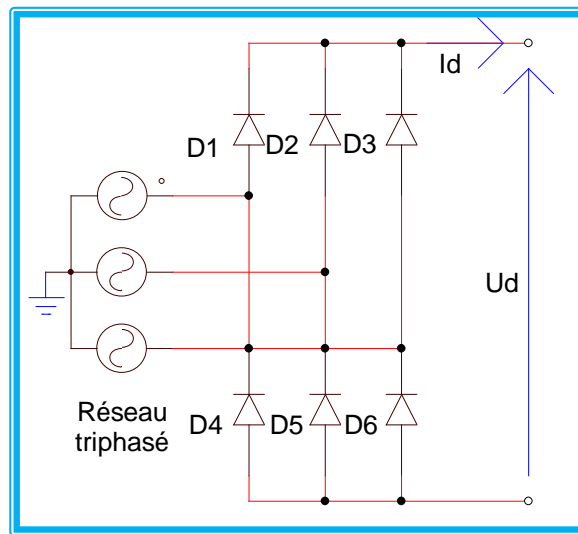
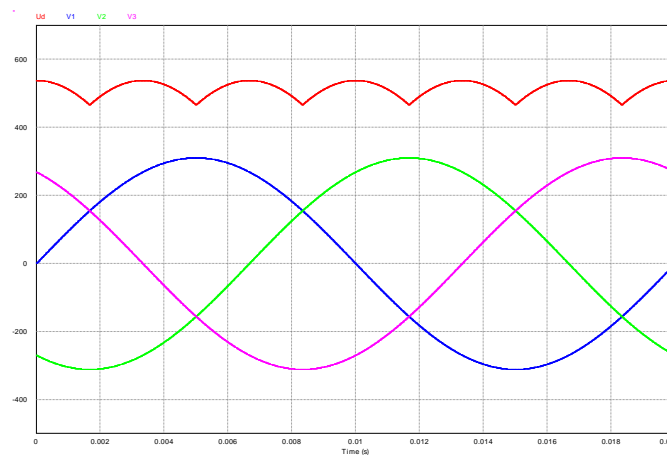


Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes.

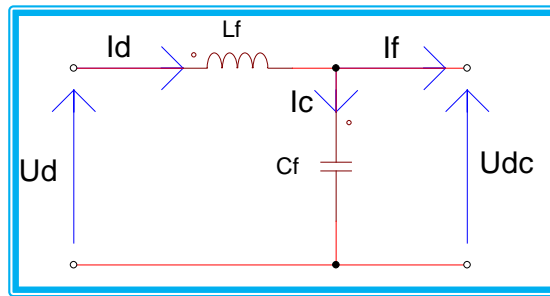


Tensions d'entrée et tension redressée.

La tension redressée instantanée obtenue par ce redresseur (figure(II.6)) présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage.

MODELISATION DU FILTRE :

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas ($L_f C_f$), schématisé par la (voir figure suivante):



Circuit de filtrage.

On peut modéliser ce circuit par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dI_d(t)}{dt} = \frac{1}{L_f} (U_d(t) - U_{dc}(t)) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_f(t)) \end{cases}$$

Où :

$U_d(t)$: tension redressée .

$U_{dc}(t)$: tension à la sortie du filtre.

D'où la fonction de transfert du filtre ($I_f = 0$):

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1+(s\sqrt{L_f C_f})^2}$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \text{ [rad/s]}$$

La détermination de L_f et C_f , se fait en imposant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la première harmonique à éliminer de $U_d(t)$.

MODELISATION DE L'ONDULEUR

L'onduleur est un convertisseur d'électronique de puissance qui permet la conversion continue-alternative. Il fonctionne en commutation forcée et il est généralement conçu à base de transistors. Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI).

L'onduleur de tension transforme un signal continu à son entrée en un signal alternatif à sa sortie, tout en contrôlant l'amplitude et la fréquence de la tension de

sortie. Le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de tension.

Le schéma de l'onduleur est représenté par la figure II.8. Il est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras est composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor. Tous les éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux.

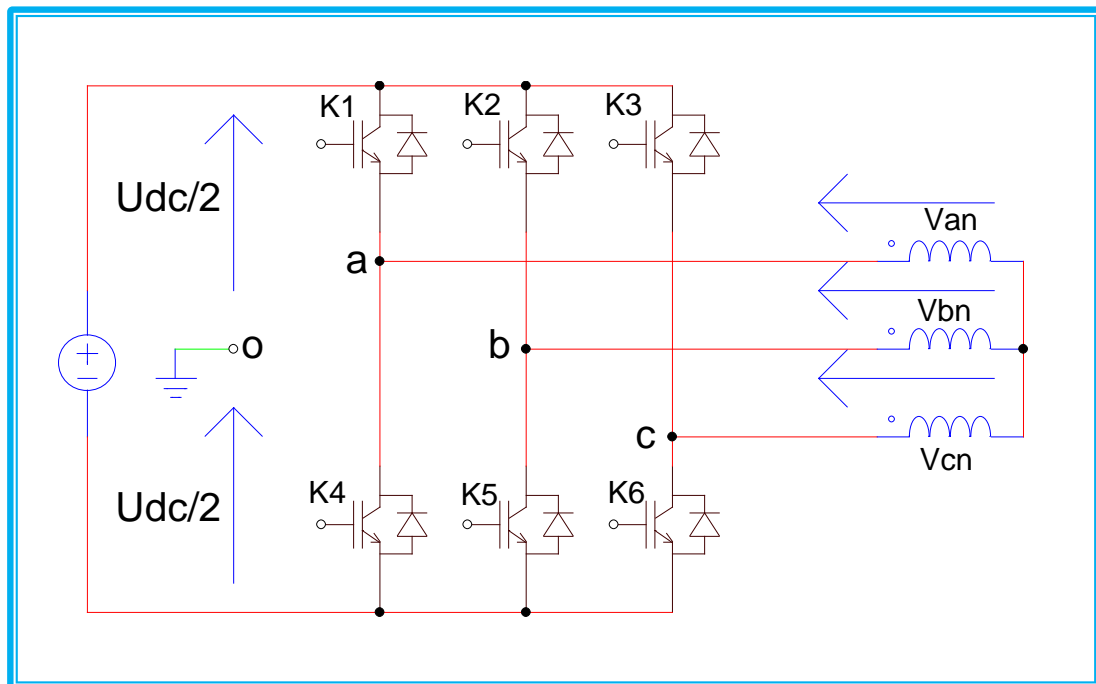


Schéma de l'onduleur triphasé

Les tensions des phases a, b, c par rapport au point milieu « o » de la source sont données

comme suit :

$$\text{Pour la phase a : } \begin{cases} V_{ao} = \frac{U_{dc}}{2} ; \text{Si } K_1 \text{ est fermé ; } S_a = 1 \\ V_{ao} = -\frac{U_{dc}}{2} ; \text{Si } K_4 \text{ est fermé ; } S_a = 0 \end{cases}$$

$$\text{Pour la phase b : } \begin{cases} V_{bo} = \frac{U_{dc}}{2} ; \text{Si } K_2 \text{ est fermé ; } S_b = 1 \\ V_{bo} = -\frac{U_{dc}}{2} ; \text{Si } K_5 \text{ est fermé ; } S_b = 0 \end{cases}$$

$$\text{Pour la phase c : } \begin{cases} V_{co} = \frac{U_{dc}}{2} ; \text{Si } K_3 \text{ est fermé} ; S_c = 1 \\ V_{co} = -\frac{U_{dc}}{2} ; \text{Si } K_6 \text{ est fermé} ; S_c = 0 \end{cases}$$

Les tensions composées sont représentées ainsi :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases}$$

Pour les tensions simples, on peut écrire les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} - V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} - V_{no} \end{cases}$$

Avec :

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : les tensions simples , et V_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif « o ».

Le système V_{an}, V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad \text{et} \quad i_{an} + i_{bn} + i_{cn} = 0$$

Alors :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{an} + V_{bn} + V_{cn})$$

En conclusion, ces tensions simples sont représentées sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} ; \quad [V_{jn}] = U_{dc} [T] [S_j]$$

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC)

III.1 INTRODUCTION

En raison de son coût moins chère et sa haute performance, l'entraînement électrique, à moteur asynchrone, occupe une partie importante dans le marché industrielle mondiale, en remplaçant l'entraînement électrique avec le moteur à courant continu qui reste toujours chère.

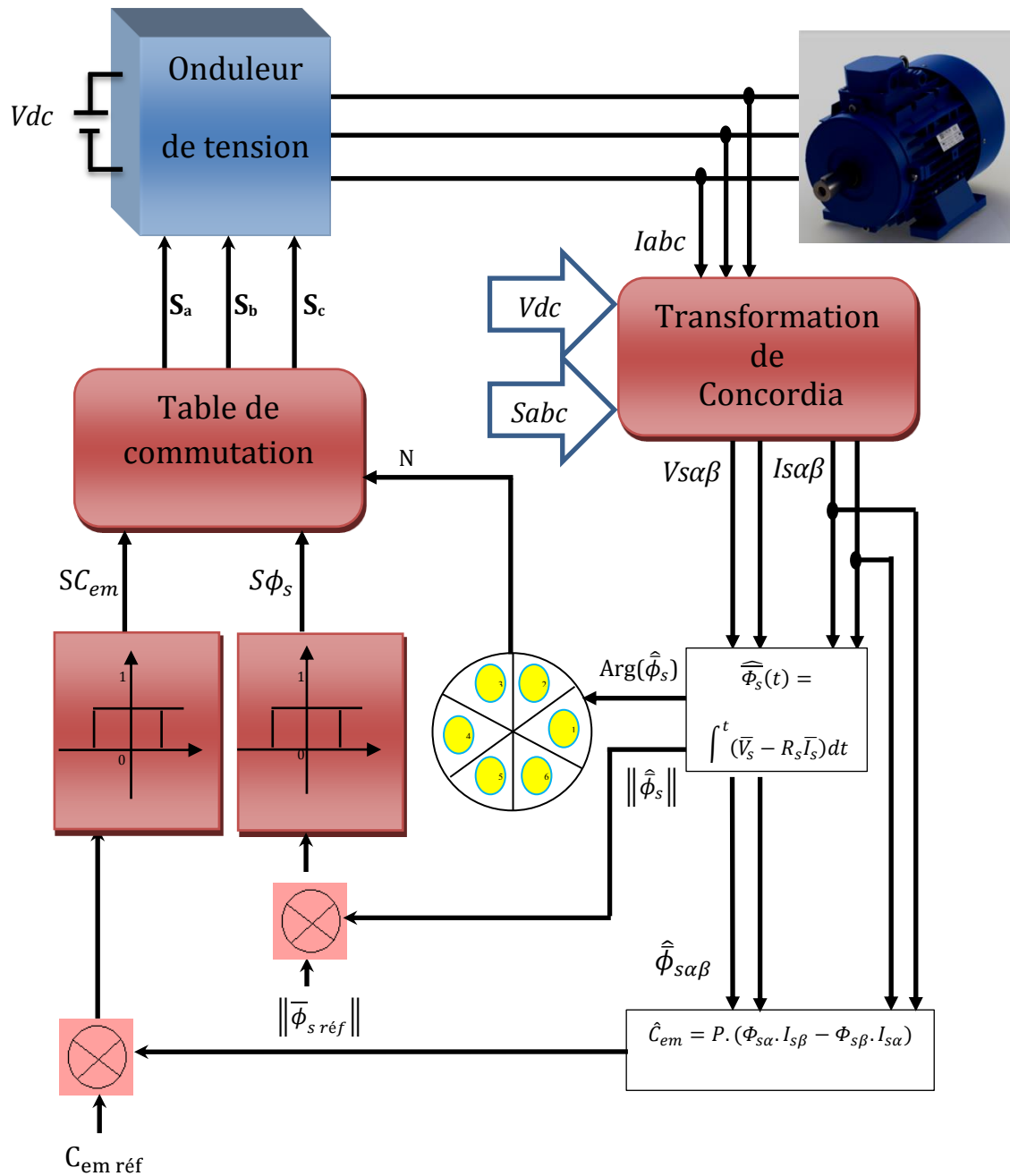
L'intérêt croissant des entraînements électrique, à moteur asynchrone a montré plusieurs inconvénients tels que :

- ✓ la complexité de son contrôle ;
- ✓ la sensibilité aux vibrations mécanique et aux variations paramétriques du moteur ;
- ✓ l'apparition des ondulations dans la réponse de ses grandeurs

Ces inconvénients nécessitant des solutions et des améliorations. Pour cela, nous proposons un contrôle robuste vis-à-vis la variation paramétrique, connu sous le nom contrôle direct du couple DTC. Ce contrôle permet de réduire les ondulations dans les réponses des grandeurs (flux statorique et couple électromagnétique), en augmentant le nombre des secteurs et le niveau du régulateur du couple.

STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE

Le DTC a été introduit par I.TAKAHASHI en 1985 à partir de la méthode du flux orienté et du principe du moteur à courant continu . Il a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur. La structure de base du contrôle direct du couple est présentée sur la figure suivante.



Structure de base du DTC classique

La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible. Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés par l'onduleur de tension pour contrôler, à la fois le couple électromagnétique et le flux statorique, après la détermination des composantes du vecteur flux statorique, soit par estimation en intégrant directement les tensions statoriques soit préférentiellement par observation. Par la suite, le couple

électromagnétique est estimé à partir des courants statoriques mesuré . L'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis double bande, générant à sa sortie la variable SC_{em} à deux niveaux (0,1). De même, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur de flux statorique injectée dans un régulateur à hystérésis de bande unique, générant à sa sortie la variable binaire $S\phi_s$, représentative de l' évolution souhaité pour le flux. La variable θ_s correspond à une discrétisation de l'angle du vecteur flux statorique, et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve ce vecteur.

CONTROLE DU FLUX STATORIQUE

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique, le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante[

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s(t) - R_s I_s(t)) dt$$

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixes, et par conséquent le vecteur tension appliqué à la machine reste constant, ainsi on peut écrire :

$$\Phi_s(t) = \Phi_{s0} + V_s T_e - R_s \int_0^t I_s(t) dt$$

Où : Φ_{s0} est le vecteur flux à l'instant $t = 0$.

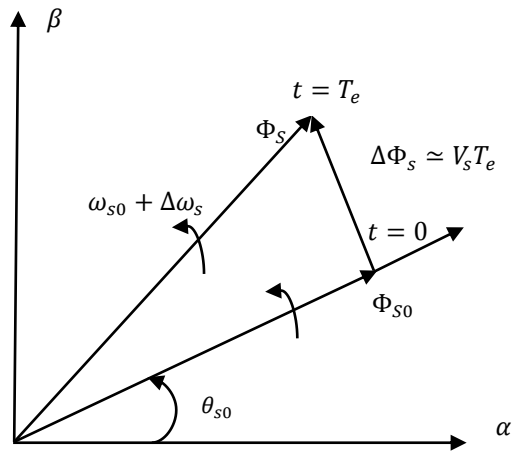
Pour simplifier, on considère que le terme $R_s I_s(t)$ comme négligeable par rapport à la tension $V_s(t)$. Donc on peut écrire:

$$\frac{d\Phi_s(t)}{dt} = V_s(t)$$

On a aussi :

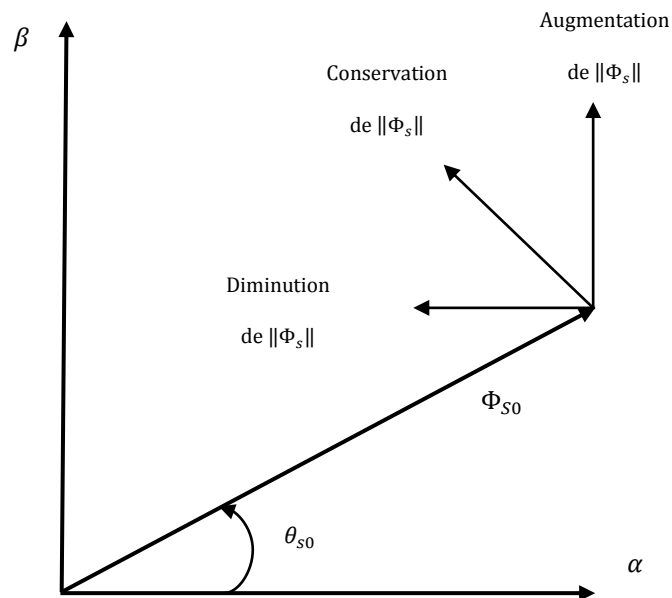
$$\Delta\phi_s(t) = \Phi_s(t) - \Phi_{s0} = V_s T_e$$

L'extrémité du vecteur Φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s sélectionné pendant T_e , ce principe est décrit par la figure suivante :



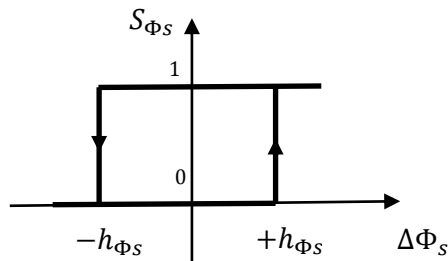
Exemple de l'évolution de l'extrémités de Φ_s pour $R_s I_s$ négligeable.

Lorsque le vecteur tension choisi \overline{V}_s est non nul, la direction de l'extrémité du flux $\overline{\Phi}_s$ est donnée par sa dérivée $\frac{d\Phi_s(t)}{dt}$, correspondant pratiquement au vecteur \overline{V}_s . Ainsi on peut voir que si la tension appliquée \overline{V}_s est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité est maximal et son amplitude conserve sa valeur. Par contre dans le cas où est décalée par rapport à la perpendiculaire du flux, on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude comme le montre la figure :



Comportement du flux statorique pour différents vecteurs de tension

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, et a pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique ϕ_s dans une couronne circulaire comme le montre la figure suivante, la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques



Comparateur à hystérésis du flux statorique

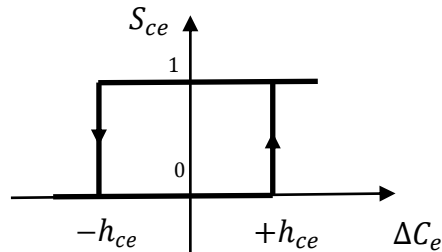
On peut écrire ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta\phi_s > h_{\phi_s} & \Rightarrow S_{\phi_s} = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq h_{\phi_s} \text{ et } \frac{\Delta\phi_s}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{\phi_s} = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq h_{\phi_s} \text{ et } \frac{\Delta\phi_s}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{\phi_s} = 1 \\ \text{Si } \Delta\phi_s < -h_{\phi_s} & \Rightarrow S_{\phi_s} = 0 \end{array} \right.$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\phi_s$ entre le flux de référence ϕ_s^* et le flux estimé ϕ_s dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux voir figure (III-4), celui-ci génère à sa sortie la valeur $S_{\phi_s}=+1$ pour augmenter le flux et $S_{\phi_s}=0$ pour le réduire; ce type de correcteur permet d'obtenir de bonne performance dynamique du flux. Ainsi, pour faire évoluer le vecteur de flux statorique $\bar{\phi}_s$ dans une couronne circulaire, les vecteurs V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés. Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux $\bar{\phi}_s$. Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur.

CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Pour la correction du couple, et en imposant un seul sens de rotation, on utilise un comparateur à hystérésis à deux niveaux, donné par la Figure ci-apres . Ce comparateur est modélisé par l' algorithme suivant, tels que S_{ce} représente l'état de sortie du comparateur et h_{ce} la limite de la bande d' hystérésis.



Comparateur à hystérésis à deux niveaux du couple électromagnétique

On peut écrire alors:

$$\begin{cases} \text{Si } \Delta C_e > h_{ce} \text{ , } \Rightarrow S_{ce} = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq h_{ce} \text{ et } \frac{\Delta C_e}{dt} > 0 \Rightarrow S_{ce} = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq h_{ce} \text{ et } \frac{\Delta C_e}{dt} < 0 \Rightarrow S_{ce} = 1 \\ \text{Si } \Delta C_e < -h_{ce} \Rightarrow S_{ce} = 0 \end{cases}$$

L'écart ΔC_e est introduit dans le comparateur à hystérésis à deux niveaux, ce dernier va générer à sa sortie la valeur $S_{ce} = 1$ pour augmenter le couple, et $S_{ce} = 0$ pour le réduire. L' augmentation des niveaux du correcteur entraîne une minimisation de la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs. Ce type de correcteur autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique, ainsi que l' application des vecteurs nuls fait arrêter la rotation du vecteur flux statorique $\overline{\Phi}_s$.

ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE ET DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

L' amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes biphasées

$\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$:

$$\begin{cases} \overline{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (\overline{V}_{s\alpha} - R_s \overline{I}_{s\alpha}) dt \\ \overline{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (\overline{V}_{s\beta} - R_s \overline{I}_{s\beta}) dt \end{cases}$$

Le module de flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2}$$

Où $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ sont estimées en utilisant l'équation (III-17) qui nécessite la connaissance des composantes du vecteur courant statorique et du vecteur tension statorique: $I_{s\alpha}, I_{s\beta}, V_{s\alpha}$, et $V_{s\beta}$. Les composantes du vecteur courant statorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurés i_{sa}, i_{sb} et i_{sc} .

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta}$$

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

Les composantes du vecteur tension statorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} (S_b - S_c) \end{cases}$$

Le secteur Z_i dans lequel se trouve le vecteur $\bar{\phi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$.

L'angle θ_s détermine la position du vecteur $\bar{\phi}_s$ est égal à :

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}\right)$$

A partir des valeurs calculées de $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ et les composantes estimées de $\bar{\phi}_{s\alpha}$ et $\bar{\phi}_{s\beta}$ on peut estimer le couple électromagnétique par la relation suivante :

$$C_e = P(\phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha})$$

CHOIX DU VECTEUR DE TENSION :

Une sélection appropriée du vecteur tension \bar{V}_s par (S_a, S_b, S_c) permet de déplacer le vecteur flux $\bar{\phi}_s$ de manière à maintenir son amplitude constant.

Le choix de vecteur \bar{V}_s dépend alors :

- de la variation souhaité pour le module de flux statorique $\bar{\phi}_s$,
- du sens de rotation de $\bar{\phi}_s$,

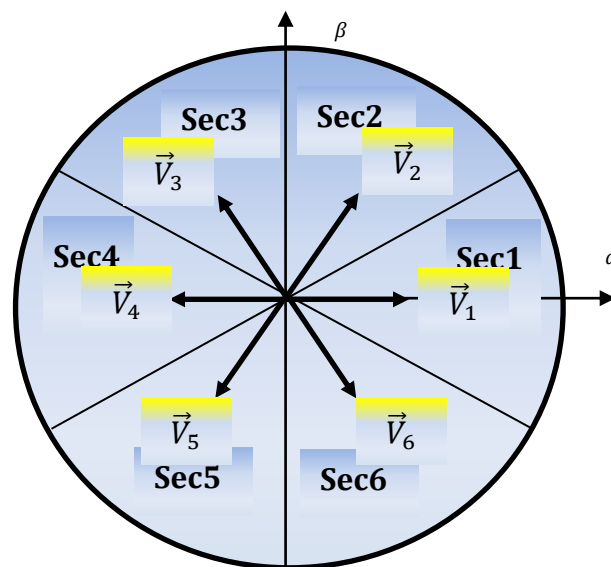
- de l'évolution souhaité pour le couple et de la position de $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel du stator

Ainsi nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel du stator en le décomposant en six zones Z_i $i= [1, 6]$ déterminés à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) comme le montre la figure suivante.

Lorsque le vecteur de flux $\bar{\phi}_s$ se trouve dans une zone numéroté Z_i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs tension, il s'agit des vecteurs $V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}, V_{i-2}$; sur toute la zone Z_i parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension \bar{V}_s sélectionné reste le même.

Donc :

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croit et C_e croit.
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croit et C_e décroît.
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_e croit.
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_e décroît.
- Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position Z_i les deux vecteurs tension \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés puisqu'ils peuvent augmenter ou diminuer le couple selon la position du flux $\bar{\phi}_s$ dans le secteur i .
- Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnés alors la rotation du flux $\bar{\phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple, alors que le module du flux $\bar{\phi}_s$ reste inchangée.



Choix du vecteur de tension

TABLE DE COMMUTATION

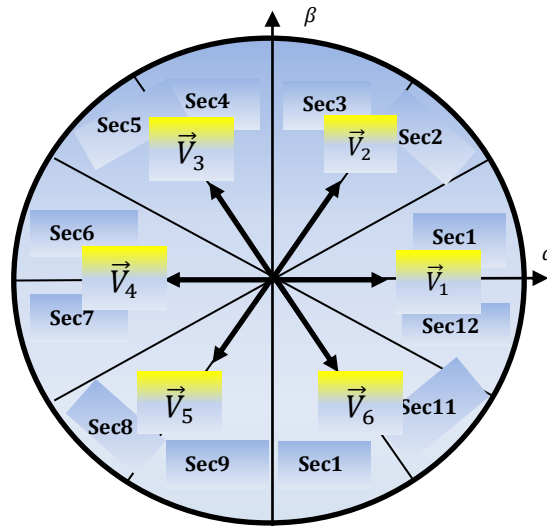
Il existe deux types de stratégie pour la construction de la table de commutation; la première stratégie est basée sur l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux pour le contrôle du couple électromagnétique. Il se déduit du contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs \vec{V}_2 et \vec{V}_3 peuvent donc être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique. Par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs tensions nuls \vec{V}_0 et \vec{V}_7 comme le montre la table suivante:

Table de commutation de la DTC à six secteurs

S_{ce}	S_{Φ_s}	N =1	N =2	N =3	N =4	N =5	N =6
1	1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1
	0	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2
0	1	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0
	0	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7

AMELIORATION DE LA DTC PAR UNE TABLE A 12 SECTEURS

Dans la DTC classique, il y a deux vecteurs par secteur qui présentent une ambiguïté dans le contrôle de flux, donc ils ne sont pas utilisés (V_i, V_{i+3}). Pour résoudre le problème d'ambiguïté dans le couple et le flux, on divise la position du flux statorique en 12 secteurs au lieu de 6 secteurs, là où les six vecteurs actifs seront utilisés pour le même secteur. Cependant, la composante tangentielle du vecteur tension est très faible, et par conséquent, la variation du couple sera aussi faible. Pour cela, il faut introduire l'idée de la petite augmentation du couple. La nouvelle partition est donnée par la figure suivante :



DTC table à 12 secteurs

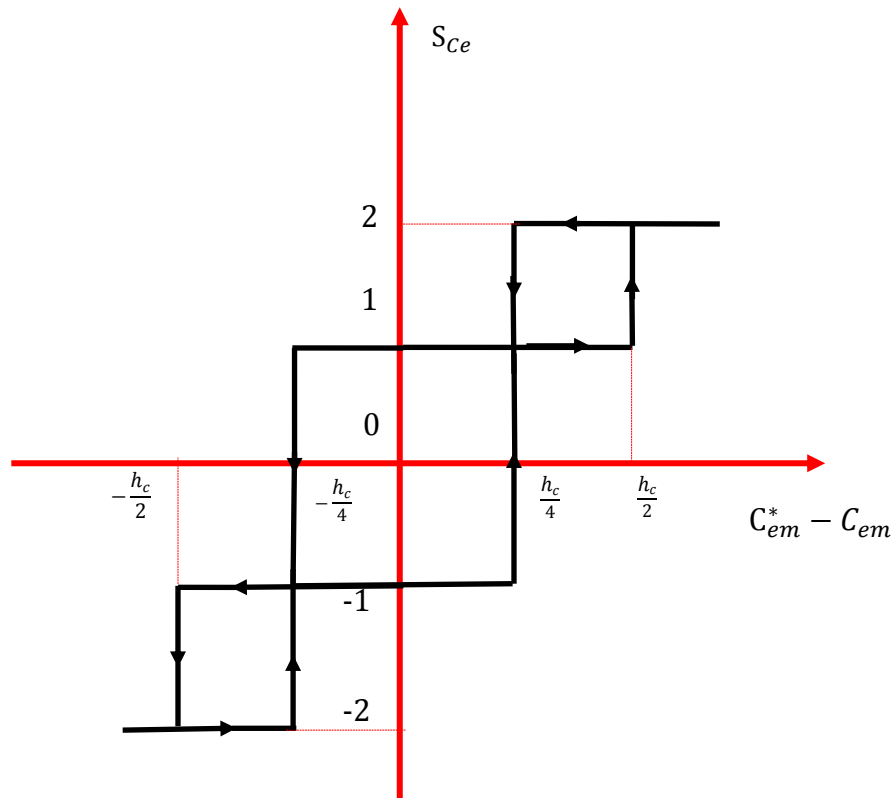
Pour exploiter bien le choix de la tension appliquée, il est nécessaire de définir les grandes et les petites variations de couple et de flux statorique. Par exemple, pour le secteur $N = 12$, le vecteur V_1 produit une grande augmentation de flux et une faible augmentation de couple, alors que le vecteur V_3 produit une augmentation du couple et une diminution du flux pour le même secteur. Le tableau suivant représente deux cas où l'on peut appliquer les six vecteurs tensions.

Le tableau suivant représente deux cas où l'on peut appliquer les six vecteurs tensions.

Effet des six vecteurs tension utilisés dans les secteurs N1 et N12

N=1	Augmentation	Diminution
Φ_s	$\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_6$	$\vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5$
C_{em}	$\vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4$	$\vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_1$
N=12	Augmentation	Diminution
Φ_s	$\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_6$	$\vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5$
C_{em}	$\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3$	$\vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6$

Pour mieux exploiter ces tensions, on utilise un comparateur à hystérésis à 4 niveaux pour le couple (voir figure), ce qui permet de définir les petites et grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes vecteurs tensions selon leur déphasage par rapport aux limites des zones.



Comparateur à hystérésis à 4 niveaux pour le couple

Enfin, la table de sélection pour cette technique est donnée par le tableau suivant :
 grande diminution ou augmentation du couple. (-1,1): petite diminution ou augmentation du couple. * séquence non désirée (pas de petite variation du couple).

Table de commutation de la DTC améliorée à douze secteurs

$S_{\phi s}$	S_{Ce}	N = 1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	2	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_1	\vec{V}_2
	1	$*\vec{V}_2$	\vec{V}_2	$*\vec{V}_3$	\vec{V}_3	$*\vec{V}_4$	\vec{V}_4	$*\vec{V}_5$	\vec{V}_5	$*\vec{V}_6$	\vec{V}_6	$*\vec{V}_1$	\vec{V}_1
	-1	\vec{V}_1	$*\vec{V}_1$	\vec{V}_2	$*\vec{V}_2$	\vec{V}_3	$*\vec{V}_3$	\vec{V}_4	$*\vec{V}_4$	\vec{V}_5	$*\vec{V}_5$	\vec{V}_6	$*\vec{V}_6$
	-2	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_5	\vec{V}_6
0	2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_2	\vec{V}_3
	1	\vec{V}_4	$*\vec{V}_4$	\vec{V}_5	$*\vec{V}_5$	\vec{V}_6	$*\vec{V}_6$	\vec{V}_1	$*\vec{V}_1$	\vec{V}_2	$*\vec{V}_2$	\vec{V}_3	$*\vec{V}_3$
	-1	\vec{V}_7	\vec{V}_5	\vec{V}_0	\vec{V}_6	\vec{V}_7	\vec{V}_1	\vec{V}_0	\vec{V}_2	\vec{V}_7	\vec{V}_3	\vec{V}_3	\vec{V}_4
	-2	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_4	\vec{V}_5

Conclusion : Dans ce chapitre, une présentation de la commande directe du couple (DTC) appliquée à la machine asynchrone, et ce pour contrecarrer les inconvénients de la commande vectorielle. A cet effet, et après une modélisation de l'ensemble convertisseur-machine, les techniques DTC à six et à douze secteurs ont été modélisées et décrites.