

II.1. Introduction :

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

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

Aujourd'hui grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des variateurs à machine asynchrone [1].

Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques (PI).

II-2. Principe de la commande vectorielle :

La commande par orientation du 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'axe ($d - q$) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

L'expression du couple de la M.AS. est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} i_{Sq} - \Phi_{Rq} i_{Sd}) \quad \text{..... (II-1)}$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe « d » d'un repère lié au champ tournant, « Fig. II-02 »:

$$\begin{cases} \Phi_{Rd} = \Phi_R \\ \Phi_{Rq} = 0 \end{cases} \quad \text{..... (II-2)}$$

Le couple devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} i_{Sq}) \quad \text{..... (II-3)}$$

ou encore moyennant une constante K_t prés, C_{em} devient.

$$C_{em} = K'_t \cdot \Phi_{Rd} \cdot i_{Sq}$$

$$K'_t = P \frac{M}{L_R} \dots \dots \dots (II-4)$$

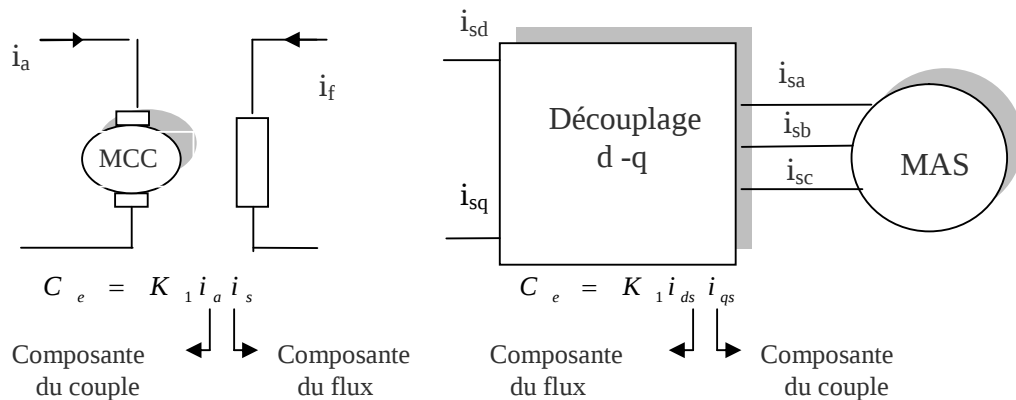


Fig. (II-01) :Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

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

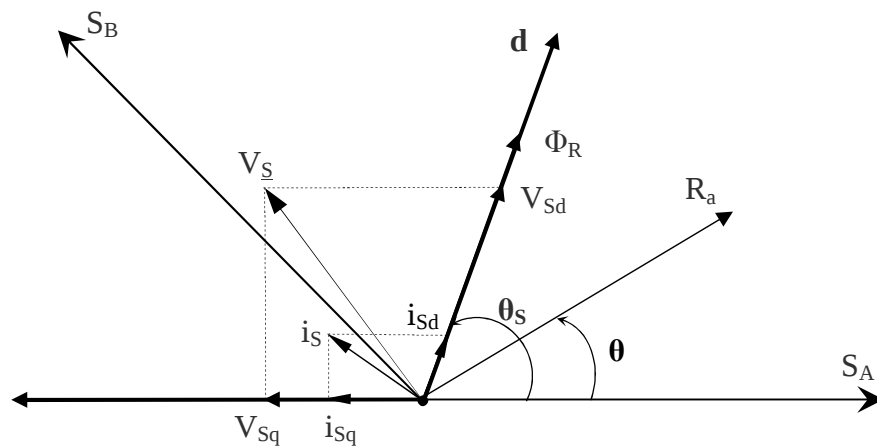


Fig. II-02 Référentiel lié au flux rotorique.

La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée. La figure«Fig.II-2» illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle réalisée sur une machine à induction.

i_a, i_{sq} : Composantes de couple.

i_f, i_{sd} : Composantes de flux.

En effet, à partir de ces principes de base, de nombreuses variantes ont été présentées que l'on peut classer de la façon suivante :

- ✓ Selon la source d'énergie, on a la commande en tension ou la commande en courant ;
- ✓ Selon l'orientation du repère ($d - q$), à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant ;
- ✓ Selon la détermination de la position du flux, commande directe par mesure ou observation du vecteur flux, ou commande indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

II-3-CHOIX DE TYPE D'ORIENTATION DE FLUX :

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine, à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant.

Le degré de découplage est déterminé selon ce choix. Dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique [4], ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant.

II-3-1- Structure de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique :

Tous les travaux de recherches effectués sur la commande vectorielle utilisent deux principales méthodes:

La première "méthode directe" a été initiée par **F.BLASCHKE** .seconde connue sous le nom "méthode indirecte" a été introduite par K.HASS.

II-3-1-1- Contrôle directe de Flux:

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

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux .Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement .Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente de considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- 1- La non fiabilité de la mesure du flux :
 - problème de filtrage du signal mesuré.
 - précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- 2- Le coût de production élevé (capteurs+filtre) [3].

II-3-1-2- Contrôle indirecte de Flux:

dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique et on n'a donc pas besoin de capteur de flux.

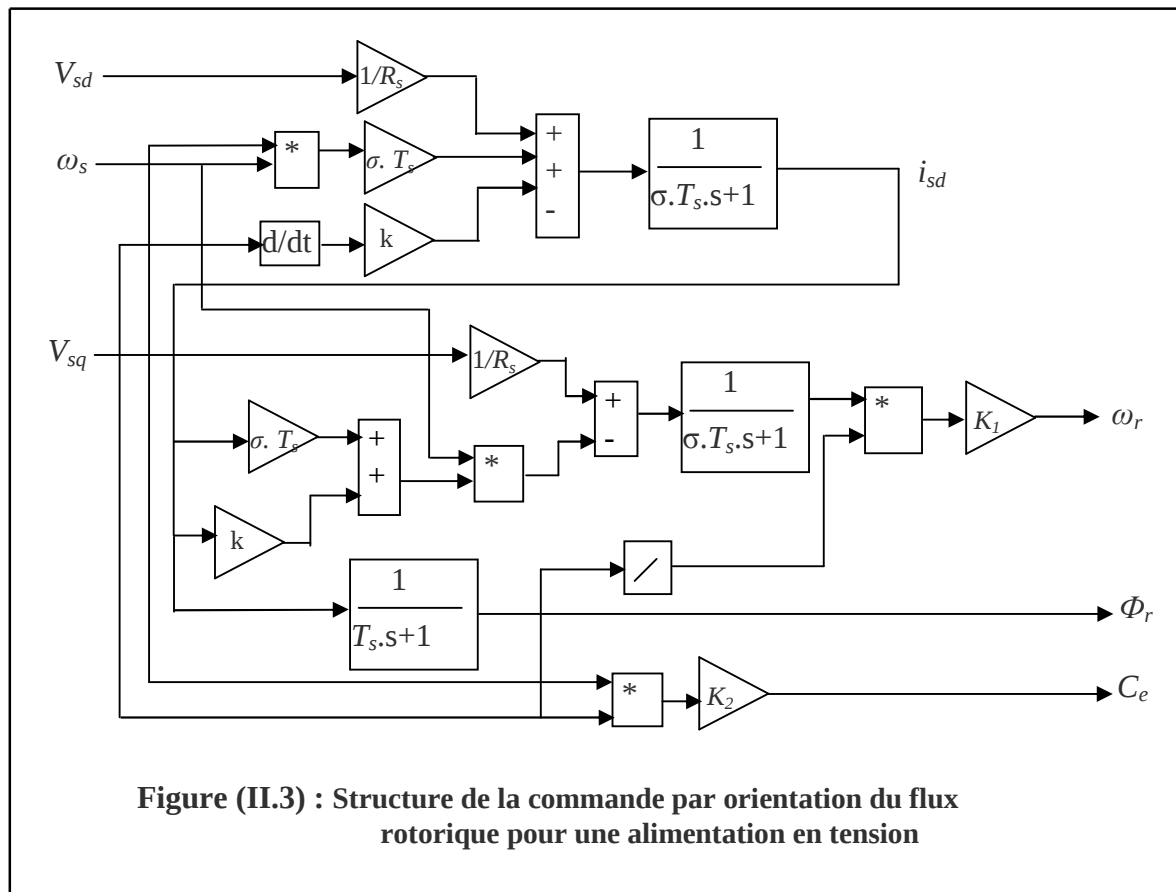
Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci la présence d'un capteur de position du rotor mise à part l'adjonction d'un capteur de position, cette commande indirecte est plus simple que la commande directe mais les résultats obtenus sont de performance plus faibles. L'inconvénient majeur de cette méthode, est la sensibilité envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température surtout la constante de temps rotorique T_r . [7]

Dans ce Chapitre nous appliquons la commande vectorielle directe à la machine asynchrone.

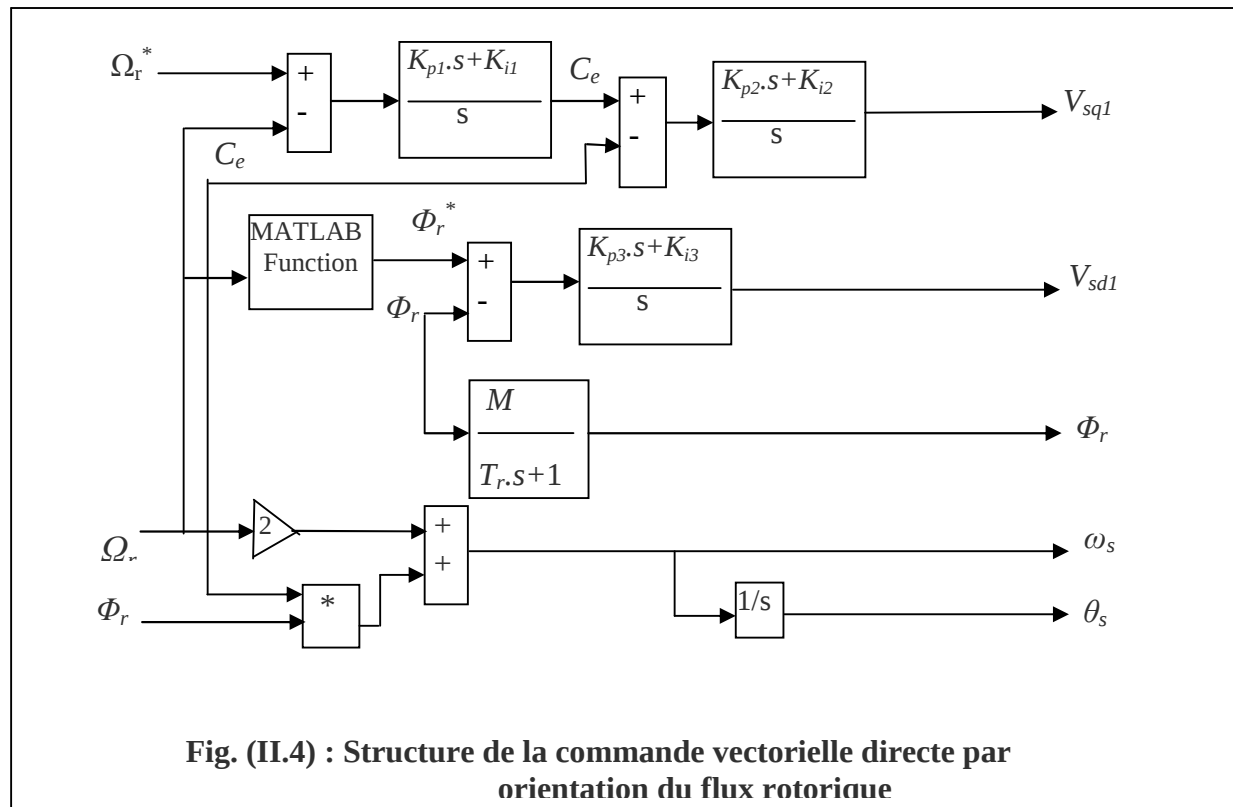
Les équations [(I.12), (I.14), (I.24) et (I.25)] munies de la contrainte $\phi_{rq} = 0$ se simplifient:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right)i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{MT_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right)i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \omega_s \cdot \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{sq} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ C_e = p \cdot \frac{M}{T_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega \end{array} \right. \dots\dots\dots (II.6)$$

La commande vectorielle assurant le contrôle du flux et du couple et définie par le système d'équations (II.6). Le schéma bloc de cette structure est représenté par le schéma bloc de la figure (II.3).



Le schéma bloc qu'on a illustré par la figure (II.4), explique le principe de la commande vectorielle directe d'une machine alimentée en tension.



II.3.2. Découplage entrée-sortie :

Le bloc de découplage de la figure (II-5) permet de contrôler de manière indépendante le couple par la composante (I_{sq}) et le flux rotorique par la composante (I_{sd}).

A partir d'équation (II.7), nous avons :

$$\begin{cases} \sigma \cdot T_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + R_s \cdot i_{sd} = V_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} - \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + R_s \cdot i_{sq} = V_{sq} - \omega_s \cdot \left[\sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right] \end{cases} \dots\dots\dots(II.7)$$

Ou encore :

$$\begin{cases} \left(\sigma \cdot T_s + \frac{M^2}{L_r \cdot L_s} \right) \frac{di_{sd}}{dt} + R_s \cdot i_{sd} = V_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} \\ \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + R_s \cdot i_{sq} = V_{sq} - \omega_s \cdot \left[\sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right] \end{cases} \dots\dots\dots(II.8)$$

Les tensions « V_{sd} , V_{sq} » sont définies par le système :

$$\begin{cases} \left(\sigma \cdot T_s + \frac{M^2}{L_r \cdot L_s} \right) \frac{di_{sd}}{dt} + R_s \cdot i_{sd} = V_{sd} \\ \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + R_s \cdot i_{sq} = V_{sq} \end{cases} \dots\dots\dots(II.9)$$

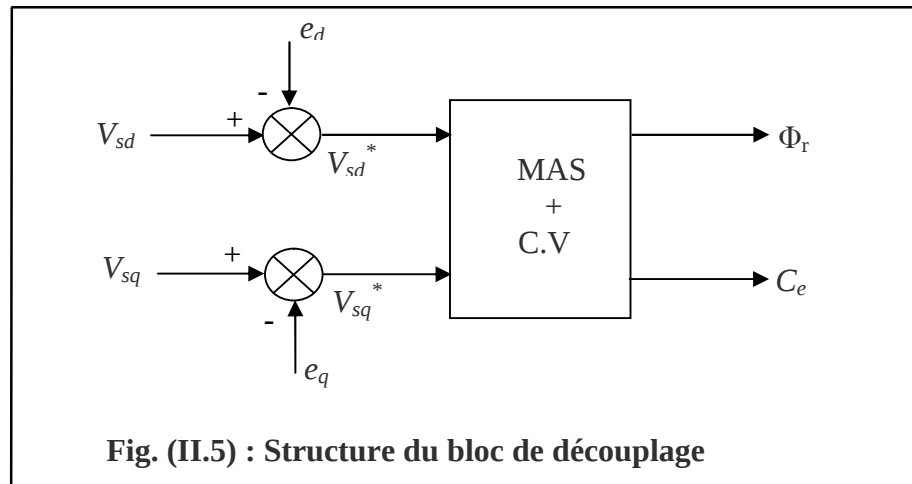
Ce qui nous donne à partir du système (II.8):

$$\begin{cases} V_{sd}^* = V_{sd} - e_d \\ V_{sq}^* = V_{sq} - e_q \end{cases} \dots\dots\dots(II.10)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_d = -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} \\ e_q = \omega_s \left(\sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right) \end{cases} \dots\dots\dots(II.11)$$

La structure du bloc de découplage est représentée par la figure suivant:



II.3.3. Bloc de défluxage

Lors des testes en variation de sur vitesse on a donc utilisé le bloc de défluxage qui donne un flux constant pour des vitesses inférieure à la vitesse nominale, et détroit pour les vitesses supérieur à cette vitesse.

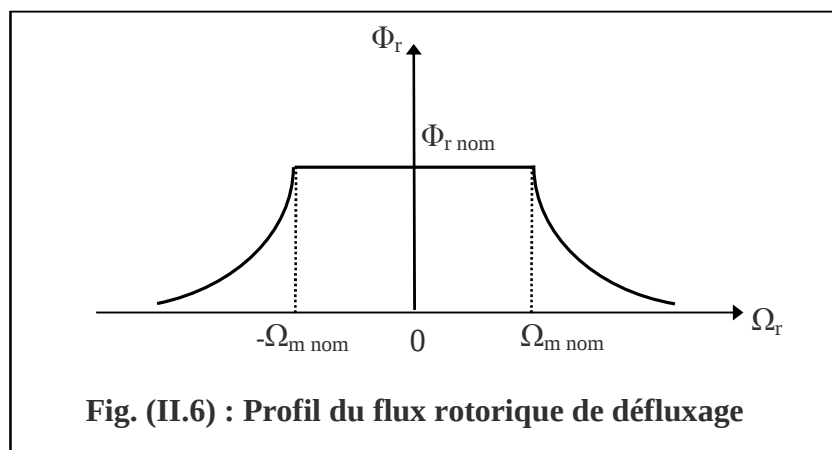
La fonction de défluxage qui impose le consigne de flux Φ_r suit le profil de la figure(II.6)

$$\Phi_r = \Phi_{r\text{ nom}} \quad \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_{m\text{ nom}}$$

$$\Phi_r = 0 \quad \text{si } |\Omega_r| > \Omega_{m\text{ nom}}$$

$\Phi_{r\text{ nom}}$: Flux rotorique nominal.

$\Omega_{m\text{ nom}}$: Vitesse rotorique nominale.



Le flux de référence est obtenu à partir d'un bloc de défluxage, permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part, et d'autre part ce bloc permette en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour des fonctionnements à puissances constantes lorsque la vitesse excédée de la vitesse nominale, c'est le cas des fonctionnements hyper-synchrones, [4].

II.4. RÉGULATION :

II -4-1- Caractéristiques des régulateurs

a- Stabilité

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger [1].

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité [4].

b- précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

c- Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement au variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations. [1].

Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus [4].

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle « PI » qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité).

Notons que par analogie à la régulation employée dans la machine à courant continu, deux boucles internes sont éventuellement réalisées pour le flux et le couple et une boucle externe pour la vitesse de la machine.

II.4.2. Régulateur du flux

A partir du système d'équations suivant:

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(R_s + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{sd} + (1 - \sigma) \cdot L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_r \cdot i_{sq} \\ V_{sq} = \left(R_s + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{sq} + (1 - \sigma) \cdot L_s \cdot \omega_r \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_r \cdot i_{sd} \end{cases} \dots\dots\dots (II.12)$$

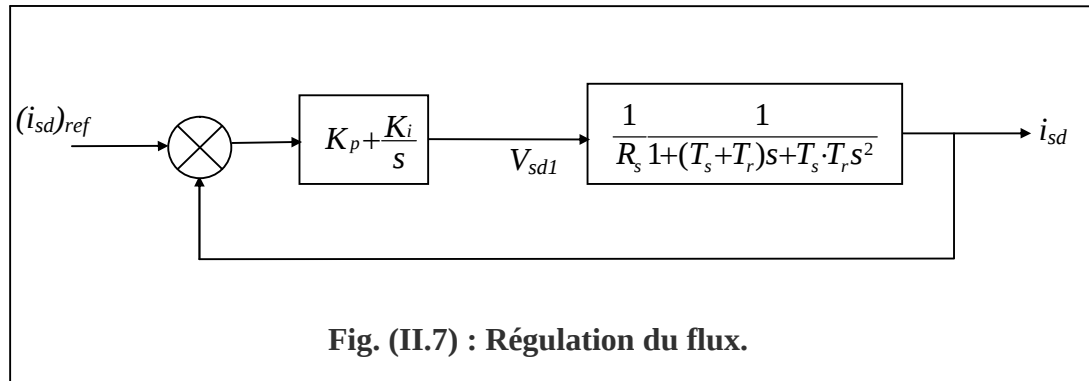
On peut écrire la fonction de transfert qui relie i_{sd} et V_{sd1} par :

$$\frac{i_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + (T_s + T_r) \cdot s + \sigma \cdot T_s \cdot T_r \cdot s^2} \dots\dots\dots (II.13)$$

Avec :

$$V_{sd} = V_{sd1} + e_d \text{ et } e_d = -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_r \cdot i_{sq}.$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de flux est donné par la figure.(II.7).



Pour simplifier, que les constantes de temps statorique et rotorique sont égales, les deux constantes de temps de la fonction de transfert seront :

Avec :

$$T_1 = \frac{\sigma \cdot T_s}{1 + \sqrt{1 - \sigma}} \quad \text{et} \quad T_2 = \frac{\sigma \cdot T_s}{1 - \sqrt{1 - \sigma}}.$$

On voit que ces deux racines sont très différentes. En effet, σ égale à 0.1, on obtient que :

$$T_1 = 1.95 \cdot T_s \quad \text{et} \quad T_2 = 0.05 \cdot T_s.$$

Avec un régulateur PI, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$\frac{i_{sd}}{(i_{sd})_{ref}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{K_i (1 + \tau_\phi \cdot s)}{s(1 + T_1 \cdot s)(1 + T_2 \cdot s)} \dots\dots\dots (II.14)$$

$$\text{avec : } \tau_\phi = \frac{K_p}{K_i}$$

Par compensation du pôle le moins rapide on choisit :

$$\tau_\phi = T_1$$

On aura :

$$\frac{i_{sd}}{(i_{sd})_{ref}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{K_i}{s(1 + T_2 \cdot s)} \dots\dots\dots (II.15)$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{i_{sd}}{(i_{sd})_{ref}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{K_i}{s(1+T_2 \cdot s) + \frac{1}{R_s} \cdot K_i} = \frac{1}{\frac{R_s \cdot T_2}{K_i} s^2 + \frac{R_s}{K_i} s + 1} \dots\dots\dots (II.16)$$

En comparant l'équation caractéristique de la fonction de transfert (II.16) avec la forme standard du second ordre. On trouve que :

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{R_s \cdot T_2}{K_i} \\ \frac{2\xi}{\omega_0} = \frac{R_s}{K_i} \end{cases} \dots\dots\dots (II.17)$$

Avec ξ : coefficient d'amortissement, ω_0 : Pulsation du système.

A partir des équations (II.19), et $\xi = 0.07$ on aura :

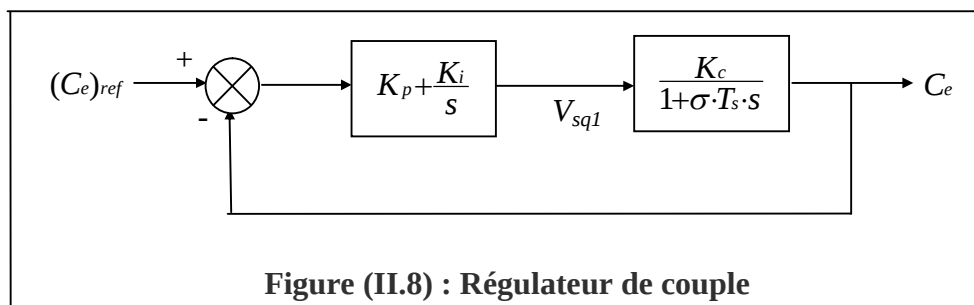
$$K_i = \frac{R_s}{4\xi^2 \cdot T_2} \quad \text{et} \quad K_p = \frac{T_1 \cdot R_s}{4\xi^2 \cdot T_2}$$

II.4.3. Régulateur du couple :

Comme précédemment, on peut considérer dans un premier temps que le flux soit maintenu constant et égal à sa valeur de référence. Dans ces conditions, la fonction de transfert lie le couple à la tension V_{sq1} est :

$$\frac{C_e}{V_{sq1}} = \frac{K_c}{(1 + \sigma \cdot T_s \cdot s)} \dots\dots\dots (II.18)$$

$$\text{Avec : } K_c = \frac{n_p \cdot M}{L_r \cdot R_s} (\Phi_r)_{ref}.$$



En utilisant un régulateur PI, la fonction de transfert en boucle ouvert est :

$$\frac{C_e}{(C_e)_{ref}} = \frac{K_c \cdot K_i (1 + \tau_c \cdot s)}{s(1 + \sigma \cdot T_s \cdot s)} \dots\dots\dots (II.19)$$

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

Par compensation du pôle on choisit :

$$\tau_c = \sigma \cdot T_s$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera de la forme:

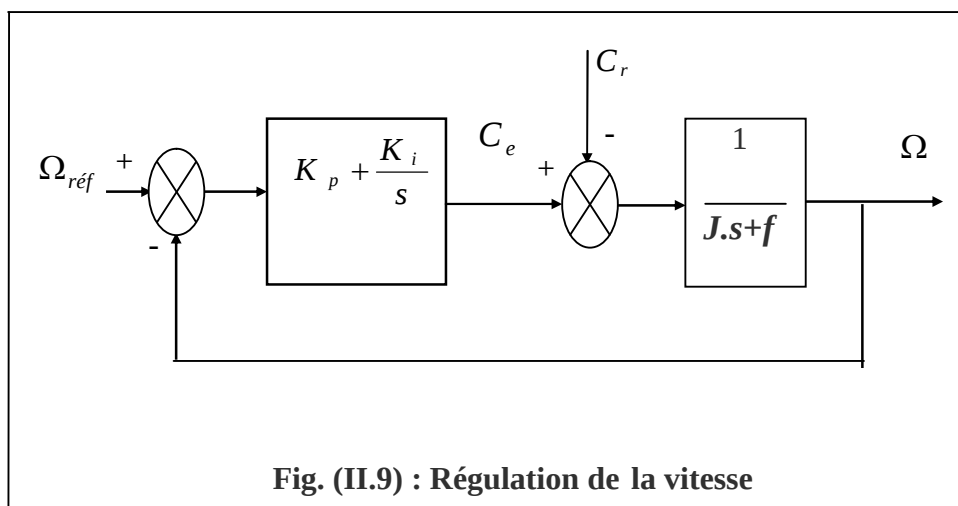
$$\frac{C_e}{(C_e)_{ref}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_c \cdot K_i} \cdot s} \dots\dots\dots (II.20)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est de premier ordre, choisissant une constante de temps égale à 0.1 on trouve :

$$K_i = \frac{1}{0.1 \cdot K_c} \quad \text{et} \quad K_p = \frac{\sigma \cdot T_s}{0.1 \cdot K_c}$$

II.4.4. Régulateur de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II.9).



La fonction de transfert du système en boucle ouvert avec un couple résistant nul ($C_r=0$) est donné par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{K_i \cdot (1 + \tau_v)}{f \cdot s \cdot (1 + \frac{J}{f} \cdot s)} \dots\dots\dots (II.21)$$

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

De même par compensation de pôle on choisit $\tau_v = \frac{J}{f}$ ce qui donne une fonction de transfert en boucle fermée de la forme

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{1}{\frac{f}{K_i} \cdot s + 1} \dots\dots\dots (II.22)$$

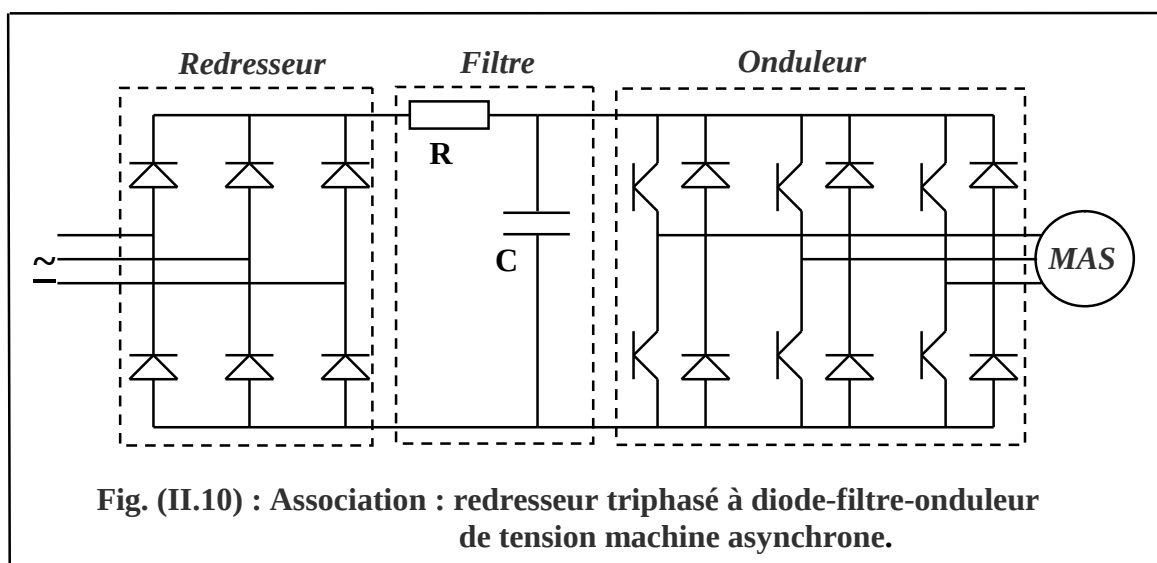
Pour une constante de temps égale à 0.1s on aura :

$$K_i = \frac{f}{0.1} \quad \text{et} \quad K_p = \frac{J}{0.1}$$

II.5. MODÉLISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE :

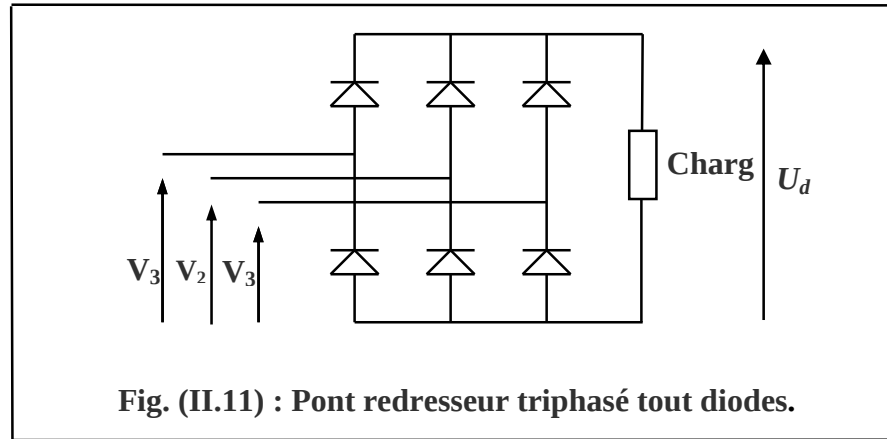
La machine utilisée comme variateur de vitesse, est alimentée par une source à fréquence variable. Un onduleur de tension semble très indiqué.

Dans notre cas, l'onduleur est contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion. Il est alimenté par une tension redressée et filtrée comme l'illustre de la figure(II.10).



II.5.1. Modélisation du redresseur :

Le redresseur est schématisé par la figure (II.11). Il est constitué d'un montage à diodes parallèle et attaqué par un système de tension triphasé.



La tension du réseau sont données par :

$$\begin{cases} V_1 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res}) \\ V_2 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res} - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res} - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \dots\dots\dots (II.23)$$

Avec :

- $\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$: Pulsation du réseau.
- f_s : Fréquence du réseau.
- V_{eff} : Valeur efficace de la tension du réseau.

Le système de tension triphasé (V_1, V_2, V_3) ainsi que la tension redressée U_d sont représentés par la figure (II.12).

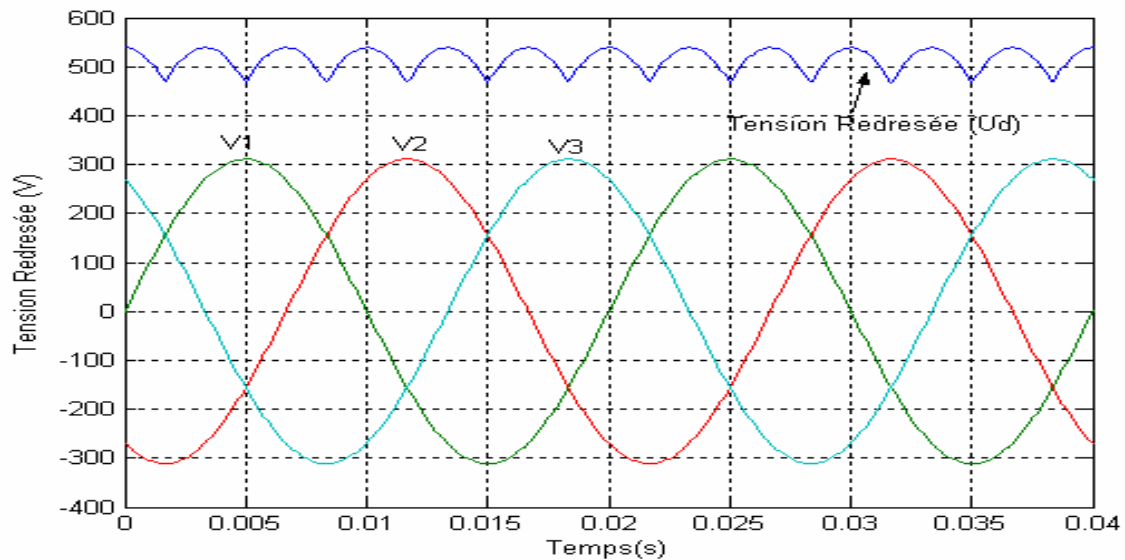


Fig. (II.12) : Tension de réseau et la tension de redresseur

II.5.2. Modélisation du filtre RC :

La tension de sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nous a poussé à insérer un filtre RC figure (II.13) à la sortie du redresseur qui a un bon rendement de filtrage de la tension redressée.

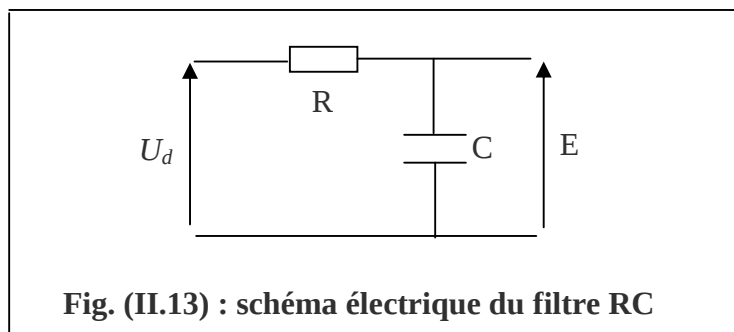


Fig. (II.13) : schéma électrique du filtre RC

La fonction de transfert de ce filtre est donnée sous forme d'un système du premier ordre :

$$F(p) = \frac{E}{U_d} = \frac{1}{(1 + \tau \cdot p)} \dots\dots\dots (II.24)$$

Avec :

$\tau = RC$: Représente la constante du temps du filtre.

Le bon filtrage est réalisé pour $\tau = 0.01$ présenté par la figure (II.14).

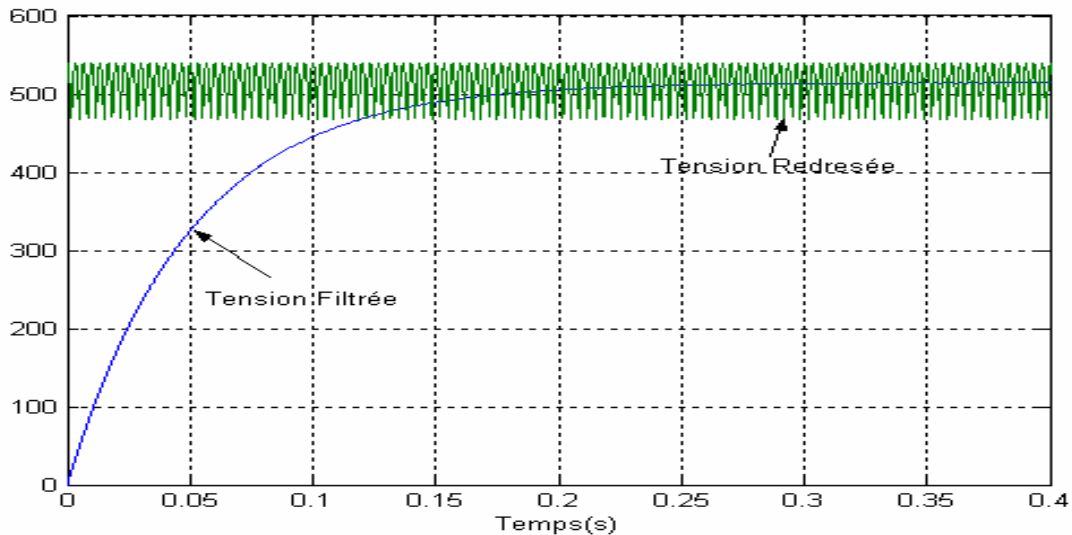


Fig. (II.14) : Tension avant et après le filtrage

II.5.3. Modélisation de l'onduleur à MLI :

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par modulation de Largeur d'impulsions (MLI). La structure à trois bras est présentée sur la figure (II.15)

Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} les interrupteurs (T_1 et T'_1), (T_2 et T'_2) et (T_3 et T'_3) doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Les tensions de sortie de l'onduleur V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée o . Pour qu'elles soient identiques à $1/3$ période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de $1/3$ période sur le précédent.

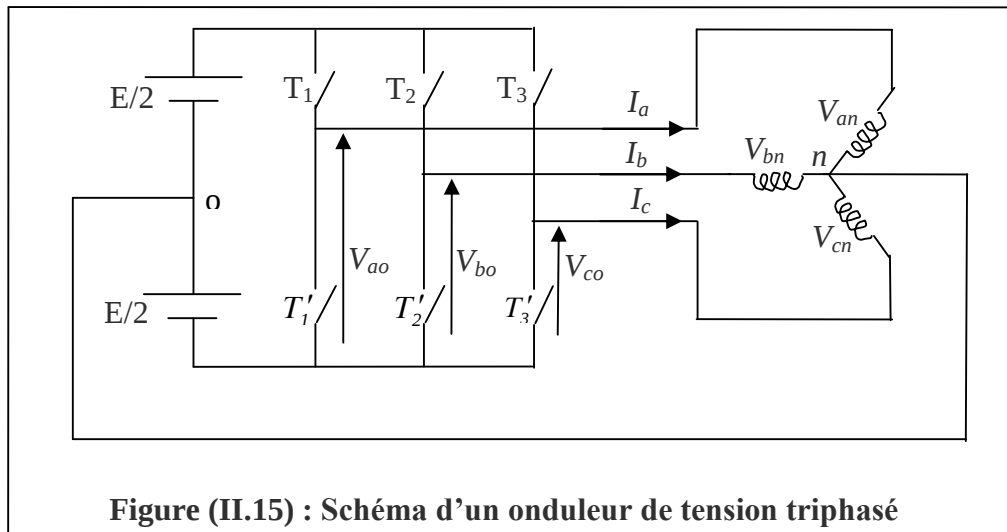


Figure (II.15) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude E, on déduit aisément les expressions des tensions composées.

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \dots\dots\dots (II.25)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3) \cdot [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3) \cdot [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3) \cdot [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \dots\dots\dots (II.26)$$

La matrice de connexion [T] de l'onduleur s'écrit :

$$[T] = \begin{bmatrix} T_1 & T'_1 \\ T_2 & T'_2 \\ T_3 & T'_3 \end{bmatrix}$$

Les tensions imposées de chaque bras de l'onduleur sont définies par :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 & T'_1 \\ T_2 & T'_2 \\ T_3 & T'_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ \frac{E}{2} \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (II.27)$$

On a aussi :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \dots\dots\dots (II.28)$$

On peut déduire :

$$V_{no} = (1/3) \cdot [V_{ao} + V_{bo} + V_{co}] \dots\dots\dots (II.29)$$

Pour un système de tensions triphasées équilibrées on peut déduire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} \cdot V_{ao} - \frac{1}{3} \cdot (V_{bo} + V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{2}{3} \cdot V_{bo} - \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{2}{3} \cdot V_{co} - \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{bo}) \end{cases} \dots\dots\dots (II.30)$$

Ce système d'équation peut prendre la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (II.31)$$

Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la figure (II.16) qui consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdale (modulatrice).

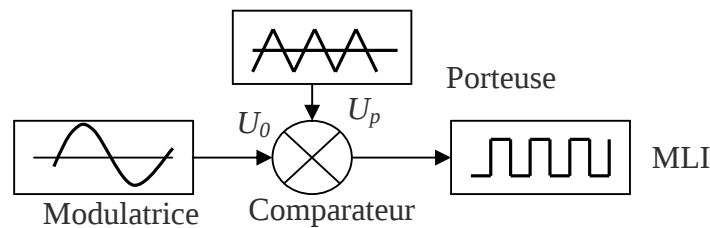
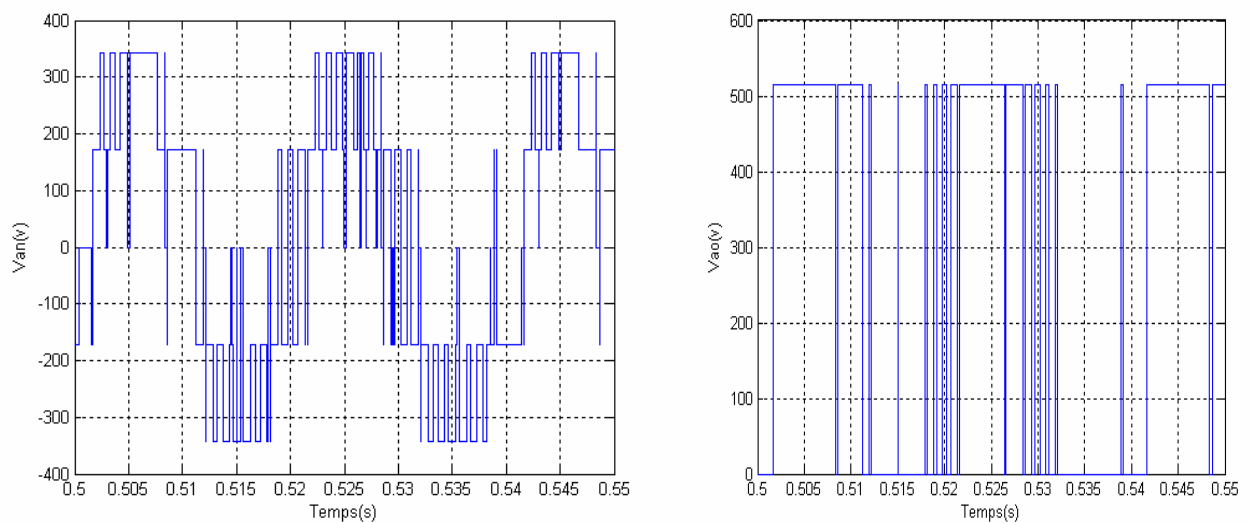


Fig. (II.16) : Principe de la commande MLI



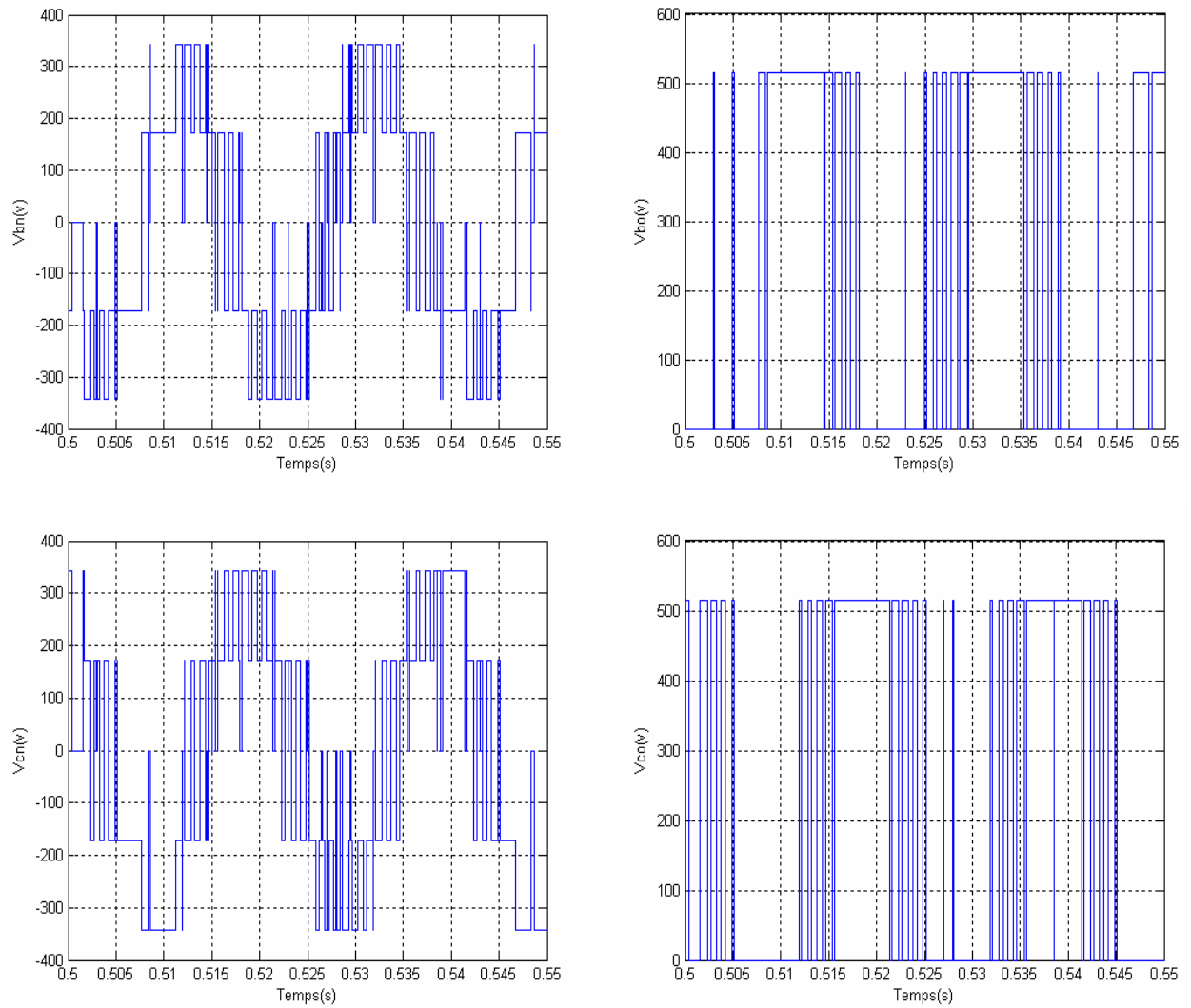


Fig. (II.17) : Les tension de la sortie de l'onduleur

En présente la résultat de simulation du convertisseur tel que :

V_{an} , V_{bn} , V_{cn} : Tension simple (phase-neutre).

V_{ao} , V_{bo} , V_{co} : Tension par rapport à un point fictif 'o'.

II.6.RESULTATS DE SIMULATION :

Afin de tester les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone. Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de l'alimentation, de la vitesse, de la charge et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique.

II.6.1. Comparaison au niveau du régime dynamique et statique :

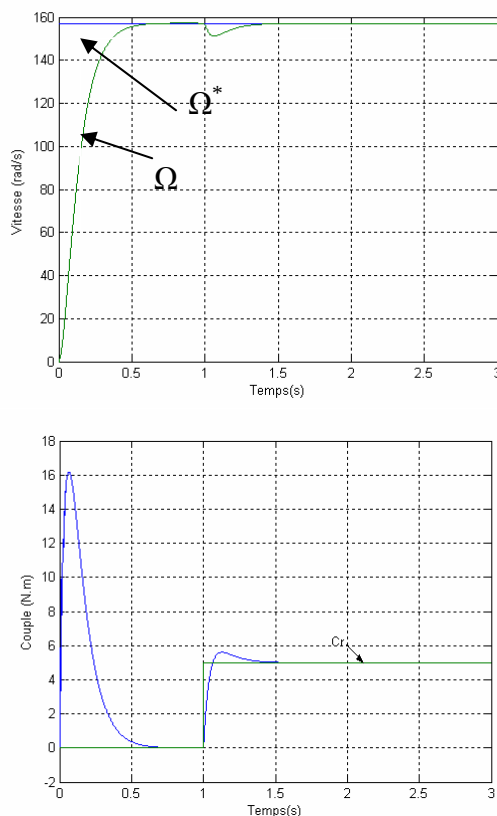
Dans un premier lieu, on a essayé de comparer les résultats de simulation lors de l'alimentation de la machine a travers un réseau parfait figure (II.18.a) et lors de son alimentation a travers un convertisseur figure (II.18.b) avec un application d'une charge à l'instant $t = 1s$.

Nous constatons que dans les deux cas les résultats sont pratiquement semblables à quelques différences près.

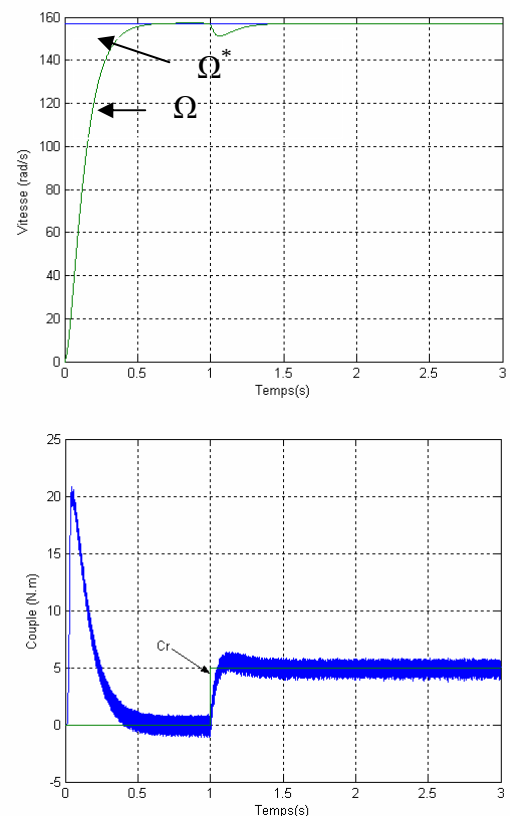
Le temps de réponse à un échelon de vitesse est conserve, et présente une erreur statique nulle. Les courants statorique i_{sd} et i_{sq} ont des réponses avec des oscillation de hautes fréquences dues au convertisseur, ces oscillations donnent lieu à des pulsations au niveau du couple électromagnétique. Ce dernier suit parfaitement la valeur de consigne. Les courbes du flux Φ_{rd} et Φ_{rq} montrent bien le maintien du découplage entre le flux et le couple.

Dans les tests de simulation qui suivent on va conserver le cas de l'alimentation à travers un convertisseur

a) Sans convertisseur



b) Avec convertisseur



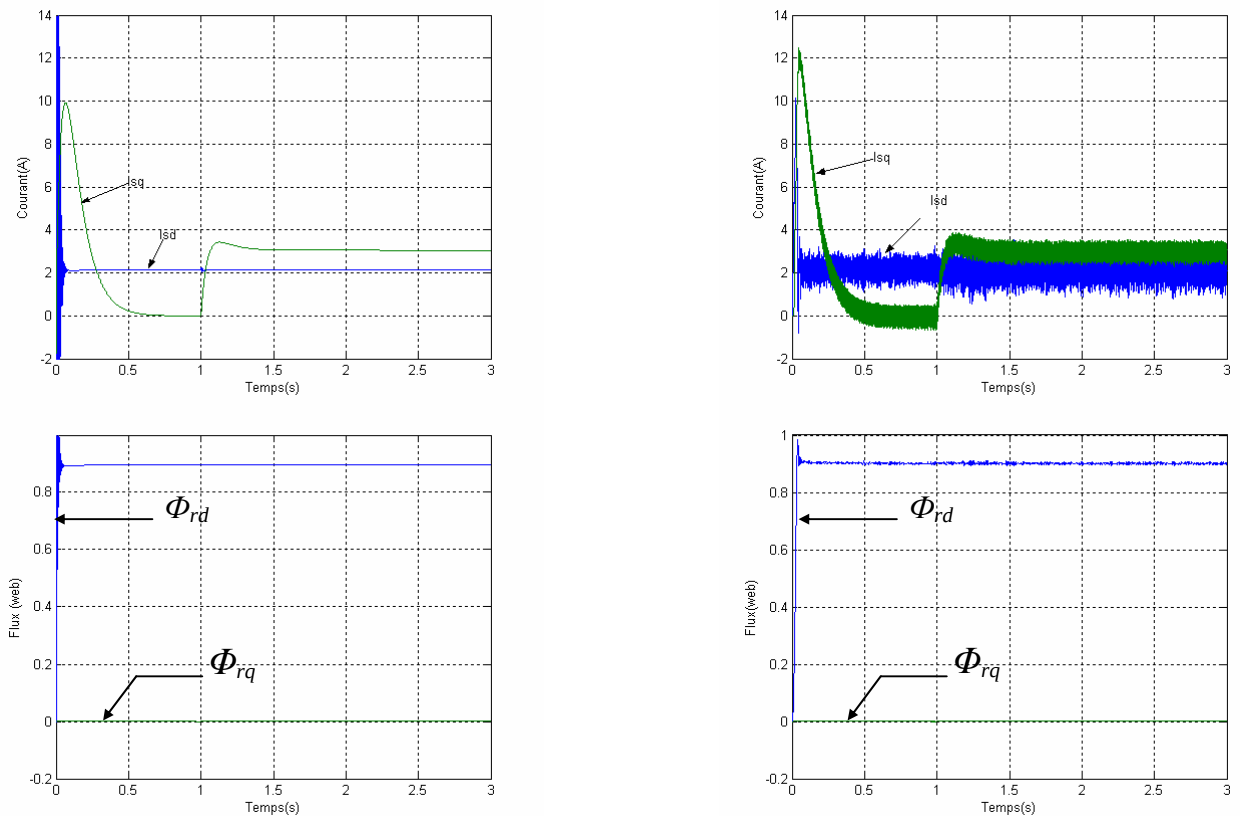


Fig. (II.18) : Simulation de la commande vectorielle pour une alimentation avec et sans onduleur de tension MLI

II.6.2. Test de robustesse à la variation de la vitesse :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ($\Omega_{ref} = 157, 100, 200, 157$ rad/s) de la figure (II.19) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste, le couple subit un pic de transition lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.

Aussi on remarque une légère transition en module des composantes directes des flux rotoriques Φ_{rd} (autour de 0.9 wb) et Φ_{rq} (autour de 0 wb), le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste du point de vue contrôle de vitesse.

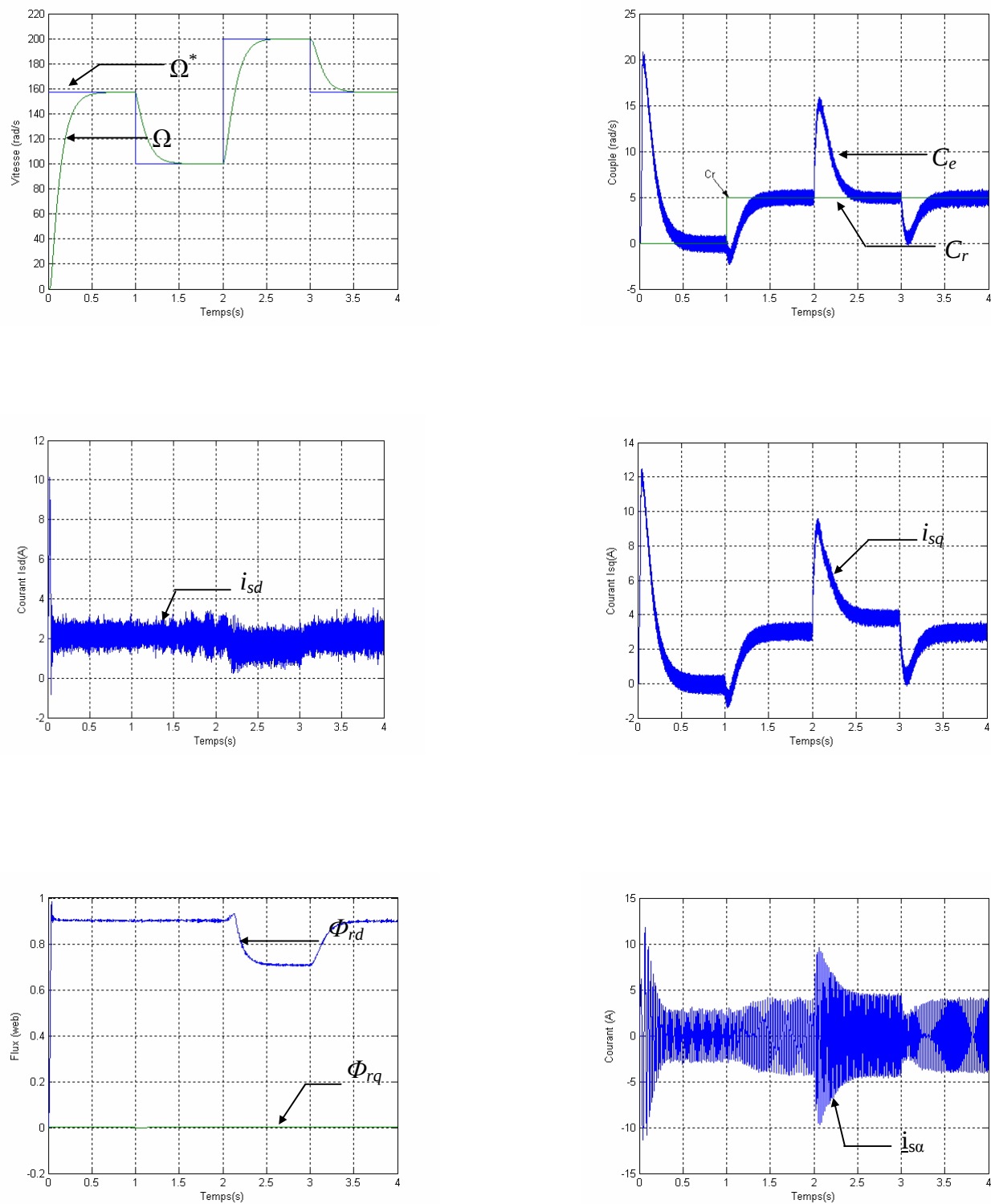


Fig.(II-19) : Test de robustesse à la variation de la vitesse

II.6.3. Test de robustesse à l'inversion de la vitesse

Suivant ce test de l'inversion du sens de rotation de la vitesse (157 rad/s à -157 rad/s) avec une charge nominale les résultats montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une erreur nulle.

Le couple suit la valeur de charge imposé avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre. Le couplage entre le flux et le couple est intact lors de ce test.

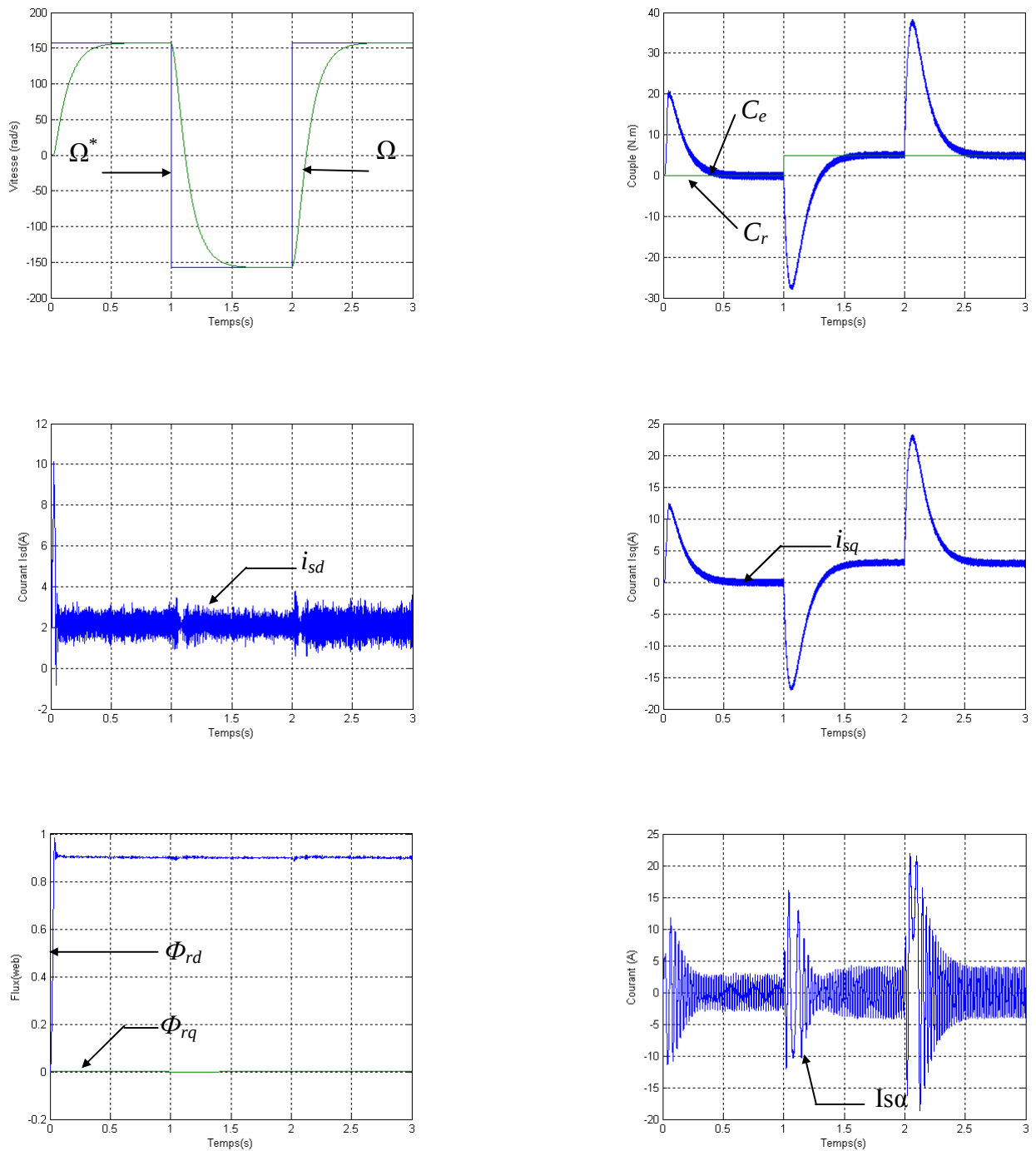


Fig. (II.20) : Test de robustesse à l'inversement de la vitesse

II.6.4. Test de robustesse à la variation de la charge :

Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge figure (II.21), les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.

La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique C_e et le flux rotorique Φ_r , le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_{sq} à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé ($\Phi_{rq} = 0$).

Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne, le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge.

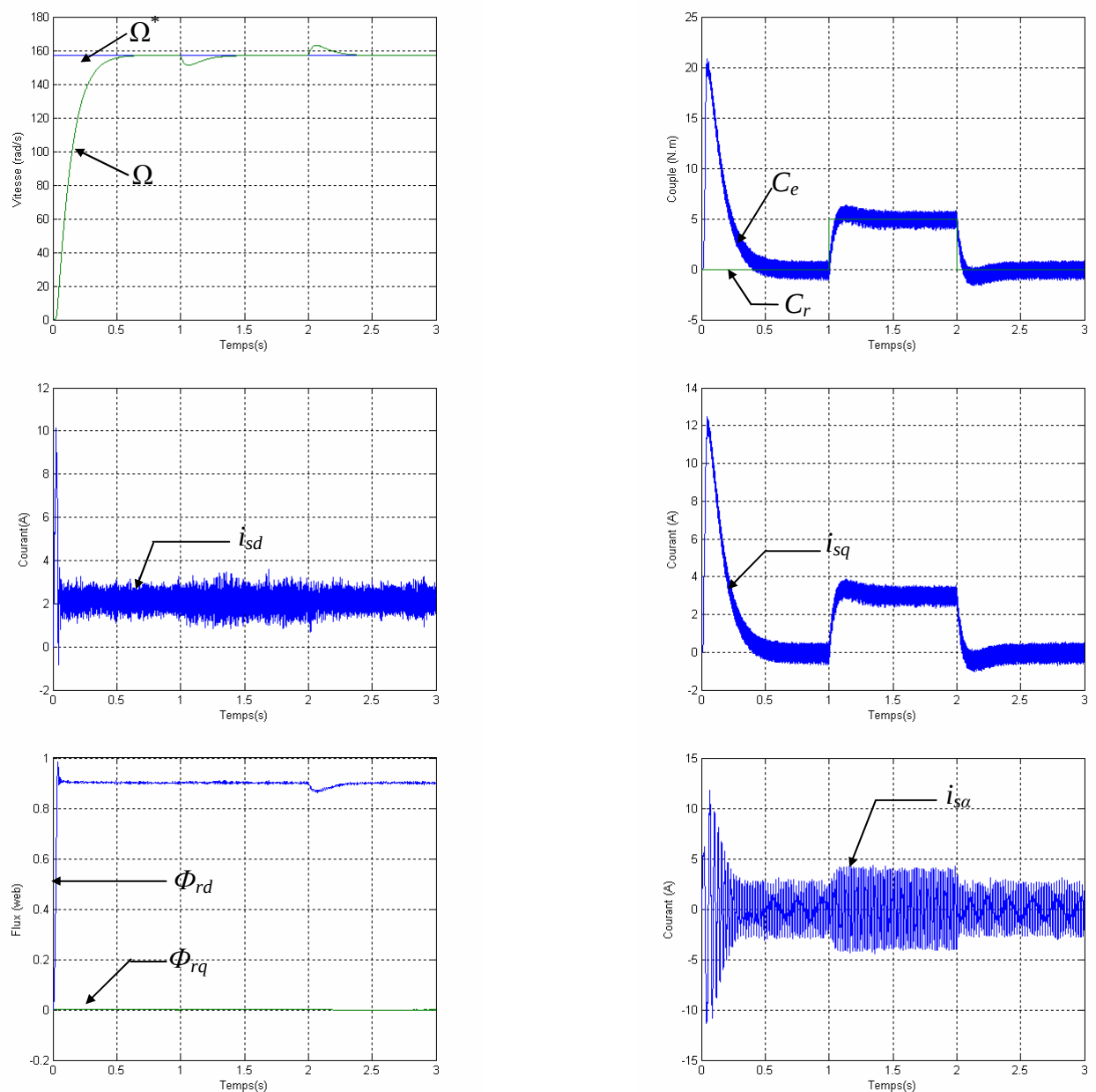


Fig. (II.21) : Test de robustesse à la variation de la charge

II.6.5 Test de robustesse à la variation de la résistance rotorique :

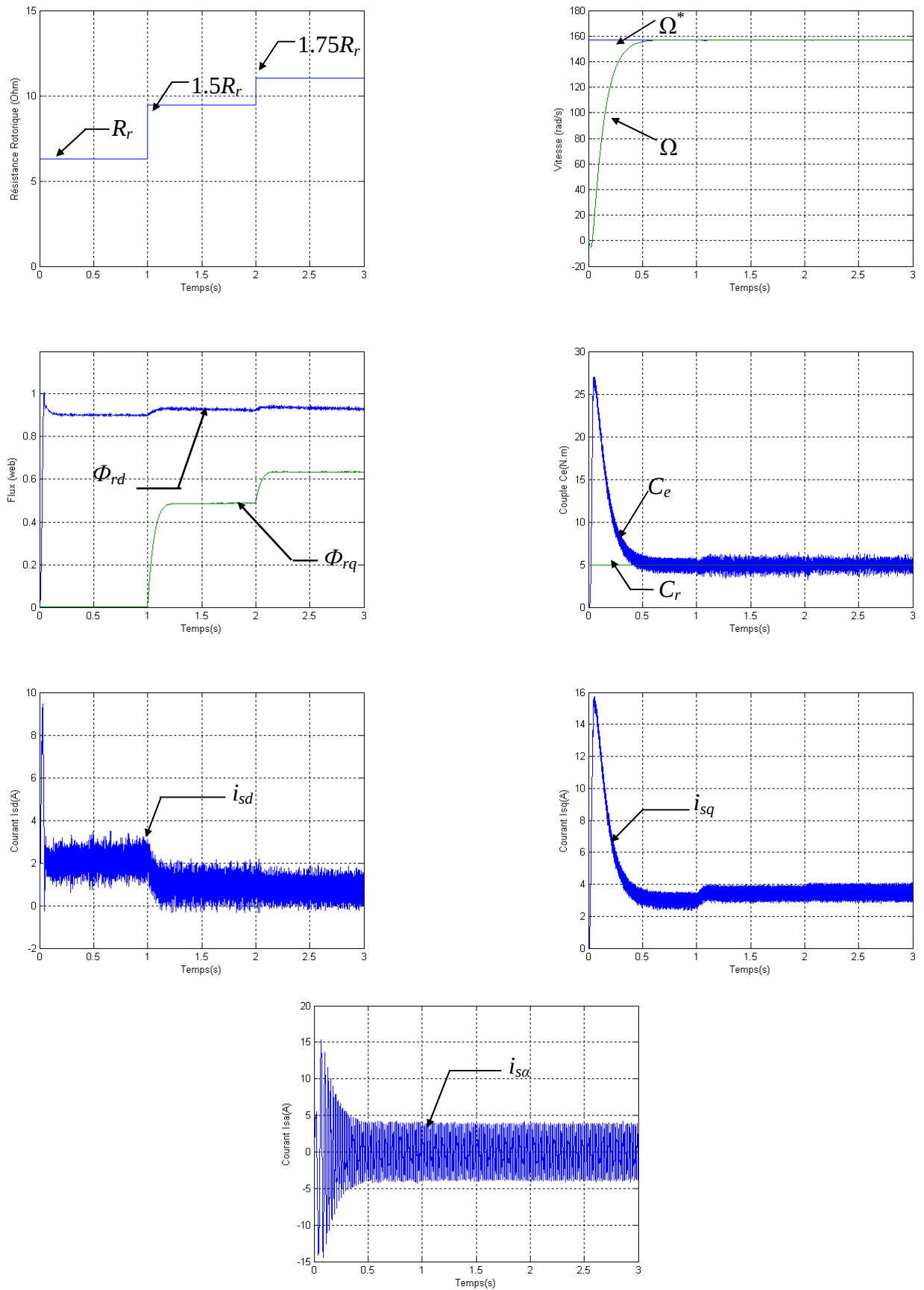


Figure (II.21) : Test de robustesse à la variation de la résistance rotorique

La figure (II.22) présente des résultats lors de la variation de la résistance rotorique de 50% et 75% pratiquement ceci est dû à l'échauffement de la machine. On suppose que le moteur garde la valeur nominale de la résistance rotorique jusqu'à l'instant $t = 1s$. Or on aura une augmentation de 50% de ce paramètre jusqu'à l'instant $t = 2s$. A ce moment sa valeur sera augmentée de 75%.

Les résultats montrent qu'avant l'instant ($t = 1s$) c'est-à-dire à l'instant de variation de résistance rotorique ($R_r = 6.3 \Omega$) aucune variation sur les courbes de vitesse, couple, courants et flux. A $t = 1s$, la résistance devient $1.5R_r$.

On constate d'après ce test que la variation de la résistance rotorique influe sur le découplage ($\Phi_{rq} \neq 0$) et ceci dû à un régulateur PI qui est dimensionné avec la résistance initiale ($R_r = 6.3 \Omega$). Par conséquent, les régulateurs PI ne sont pas robustes avec la variation paramétrique.

Dans ce cas on préfère d'utiliser d'autre technique de commande plus robuste, notamment la commande par mode glissant.

II.7. CONCLUSION :

Dans ce chapitre on a présenté, la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique de la MAS. Cette commande permet de commander la machine asynchrone de façon semblable à celle de machine à courant continu dans lesquelles le flux et le couple électromagnétique soit commander indépendamment.

Dans le cas de l'alimentation en tension, l'algorithme de commande par orientation de flux rotorique, prend en compte la dynamique du stator. Ce qui a pour conséquence une plus grande sensibilité de la commande aux variations des paramètres de la machine.

Afin de juger de l'efficacité de la commande proposée, des différents tests ont été effectués où les résultats indiquent le degré de robustesse offerte par ce type de commande. Cependant cette technique de commande est moins robuste à la variation paramétrique de la machine c'est dû aux régulateurs PI qui sont dimensionnés par des paramètres initiaux de la machine. Dans ce cas l'utilisation d'autre techniques de commande devient une nécessité. Notamment la commande par mode glissant qui est l'objectif du 3^{ème} chapitre.

Pour palier au problème de la sensibilité de la commande aux perturbations et aux incertitudes paramétriques (telle que la résistance rotorique et statorique...) on introduit un deuxième type de commande, en l'occurrence la commande par mode glissant, ce dernier fera l'objet du chapitre qui suit.