# Chapitre II

## II-1 INTRODUCTION :

La simplicité de commander le moteur à courant continu (MCC) permet à ce dernier d'être le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur mécanique nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. Par conséquent les recherches ont été orientées vers la commande des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statique à fréquence variable.

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique dans la configuration de Park est non linéaire, multi variable et fortement couplé, c.à.d qu'il existe un couplage complexe entre les deux armatures : stator et rotor. Les commandes qui consistent à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport (tension/fréquence) n'ont pas pu répondre aux exigences des cahiers de charge et donnent donc des performances dynamiques appréciables. Ce n'est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes cités au-dessus ont vu le jour grâce à BLACSHKE et HUASSE qui ont réalisé la première commande découplée de la machine asynchrone pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continue [3]. 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.

## II-2 PIPRINCE DE BASE 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 :

$$C_e = p \frac{M}{L_r}(\Phi_{rd} i_{Sq} - \Phi_{rq} i_{Sd}) \qquad \textit{(II-1)}$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant, «***Fig.II-1***»:

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \qquad \textit{(II-2)}$$

Le couple devient :

$$C_e = p \frac{M}{L_R}(\Phi_{rd} i_{Sq}) \qquad \textit{(II-3)}$$

Ou encore moyennant une constante $K_t^{'}$ prés, $C_{em}$ devient.

$$\begin{aligned} C_e &= K_t^{'}.\Phi_{rd}.i_{Sq} \\ K_t^{'} &= P\frac{M}{L_r} \end{aligned} \qquad \textit{(II-4)}$$

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

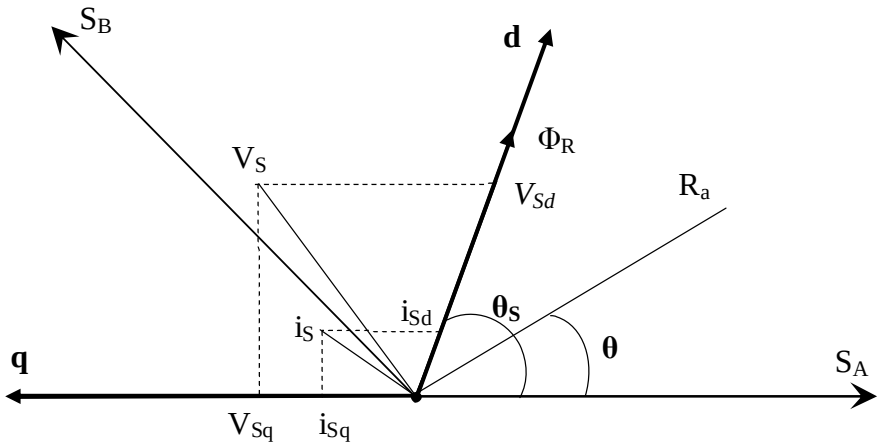


***Fig.(II-1)*** *Référentiel lié au flux rotorique Sur L'Axe d.*

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.

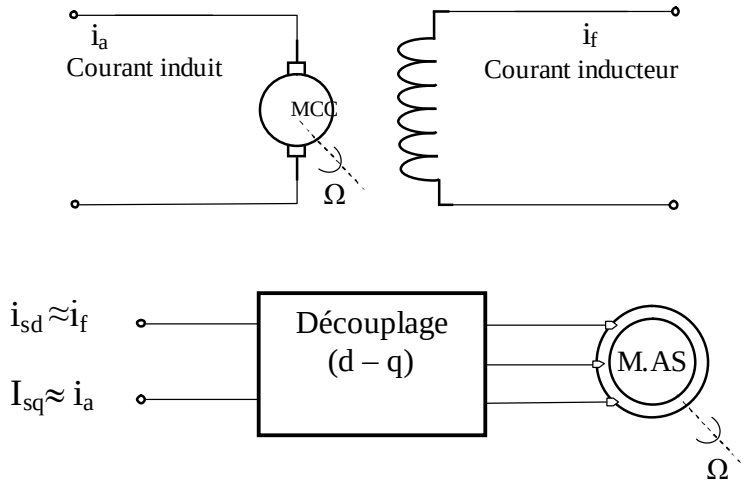


***Fig. (II-2)*** *Principe de commande découplée pour la MCC. et la M.AS.*

$$C_e = K_t i_a i_f \qquad \textbf{(II-5)}$$

$$C_e = K_t i_{sd} i_{sq} \qquad \textbf{(II-6)}$$

$i_a, i_{sq}$ : 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 classifier 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.

La commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite la condition (II-2) , dans ce sens, et pour avoir un fonctionnement à flux rotorique constant on a recours à un bloc non linéaire dit bloc de défluxage**, *«Fig.II-3»,*** ce dernier est défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \Phi_r^* = \Phi_{r\ nom} & Pour: \quad |\Omega| \le \Omega_{nom}. \\ \Phi_r = \dfrac{\Phi_{r\ nom}.\Omega_{nom}}{\Omega} & Pour: \quad |\Omega| > \Omega_{nom}. \end{cases} \qquad \textit{(II-7)}$$

Avec :

$\Phi_r^*$ : Flux rotorique de référence ;

$\Phi_{r\ nom}$ : Flux rotorique nominal ;

$\Omega_{nom}$ : Vitesse nominale de rotation.

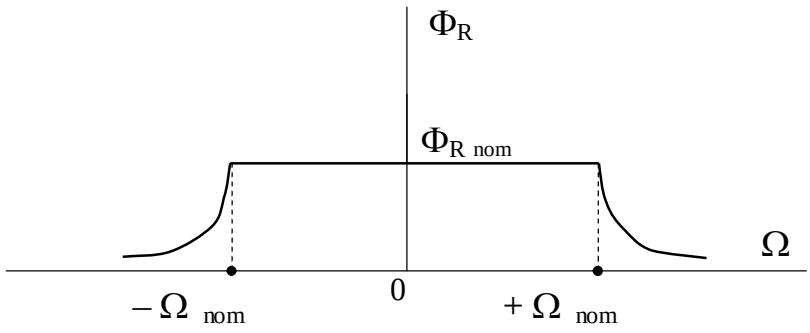


***Fig.II-3*** *Région de fonctionnement à toutes vitesses***.**

Le flux de commande 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, **[3]**.

## II-3 CHOIS DE TYPE D'ORIENTATION DU 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 , ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant.

## II-4 STRATEGE DE COMMANDE:

La principale difficulté de la commande vectorielle du moteur asynchrone réside dans le contrôle du flux. Différentes approches de la commande ont été envisagées, elles diffèrent principalement par la méthode du contrôle du flux . En générale, deux sortes de commande sont utilisées ; une dite indirecte et l'autre dite directe.

### II-4.1 Méthode de control indirect de flux :

Dans cette méthode, le flux rotorique n'est pas régulé, donc on n'a pas besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. La position du flux doit être connue pour effectuer les changements des coordonnées, ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor.

Le contrôle indirect du flux est très sensible aux variations des paramètres de la machine. En effet, si la constante de temps rotorique utilisée dans le calcul de $(\omega_S - \omega)$ est différente de la valeur réelle de $T_R$, on obtient une erreur sur la phase du flux par apport au stator ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple

### II-4.2 Méthode de control direct de flux :

La méthode de contrôle directe du flux nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire considéré.

La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique, et ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement. Ainsi la commande directe doit être réalisée par la mesure directe du flux, d'où la nécessité d'utiliser des capteurs de flux;

## II-5 STRUCTUREDECOMMANDE DIRECT DE LA MRAS EN TENSION:

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d du repère lié au champ tournant ($\Phi_{rd} = \Phi_r$ et $\Phi_{rq} = 0$), comme illustré sur la «***Fig.II-1***», on a alors :

- l'évolution du flux est donnée par :

$$\Phi_r + T_r \frac{d\Phi_r}{dt} = M\ i_{Sd} \qquad \textit{(II-8)}$$

la pulsation $\omega_g$ est estimée par:

$$\omega_g = \frac{M R_r i_{Sq}}{L_r \Phi_r^*} \qquad \textit{(II-9)}$$

Pour une MAS alimentée en tension, $V_{Sd}$ et $V_{Sq}$ représentent les variables de commande. L'orientation du flux rotorique permet d'écrire:

$$\begin{cases} V_{Sd} = \left(\sigma L_S \dfrac{d}{dt} + R_t\right) i_{Sd} - \left(\omega_S \sigma L_S\ i_{Sq} + \dfrac{M}{L_r^2} R_r \Phi_r\right) \\ V_{Sq} = \left(\sigma L_S \dfrac{d}{dt} + R_t\right) i_{Sq} + \omega_S \sigma L_S\ i_{Sd} + \dfrac{M}{L_r} \omega_S\ \Phi_r - \dfrac{M^2}{L_r T_r} i_{Sq} \end{cases} \qquad \textit{(II-10)}$$

Dans la mesure du possible de limiter l'effet d'une entée à une seule sortie, nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de système mono variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent, telles que le découplage par retour d'état ou le découplage par compensation, nous utilisons donc une loi de découplage par compensation «***Fig.II-5***», en introduisant de nouvelles variables de commande $U_{Sd}$ et $U_{Sq}$, le système ***(II.10)*** devient :

$$\begin{cases} V_{Sd} = U_{Sd} - f.e.m_d \\ V_{Sq} = U_{Sq} - f.e.m_q \end{cases} \qquad \textbf{(II-11)}$$

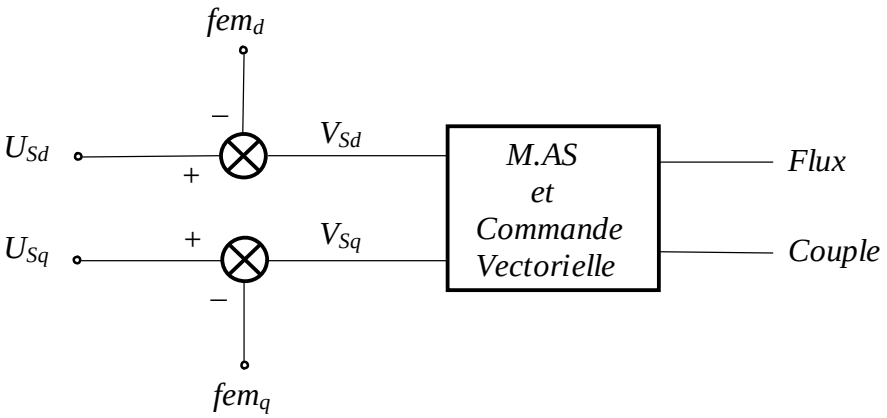


***Fig.II-4*** *Reconstitution des tensions $V_{Sd}$ et $V_{Sq}$ .*

A partir du système d'équations ***(II-11)***, il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés comme des perturbations.

$$\begin{cases} f.e.m_d = \omega_S \sigma L_S i_{Sq} + \dfrac{M}{L_r^2} R_r \Phi_r \\ f.e.m_q = -\omega_S \sigma L_S i_{Sd} + \dfrac{M}{L_r} \omega_S \Phi_r + \dfrac{M^2}{L_r . T_r} i_{Sq} \end{cases} \qquad \textbf{(II-12)}$$

Si la compensation est bien réalisée en temps réel, nous définissons ainsi un nouveau système«***Fig.II-6***», pour lequel :

$$\begin{cases} U_{Sd} = \sigma . L_S \dfrac{d}{dt} i_{Sd} + (R_S + R_r \dfrac{M^2}{L_r^2}) i_{Sd} \\ U_{Sq} = \sigma . L_S \dfrac{d}{dt} i_{Sq} + (R_S + R_r \dfrac{M^2}{L_r^2}) i_{Sq} \end{cases} \qquad \textbf{(II-13)}$$

Les actions sur les axes d et q sont découplées.

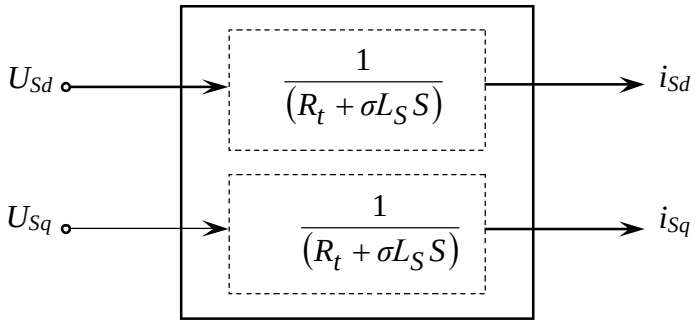


***Fig.II-5*** *Commande découplée - Expressions de $i_{Sd}$ et $i_{Sq}$.*

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons :

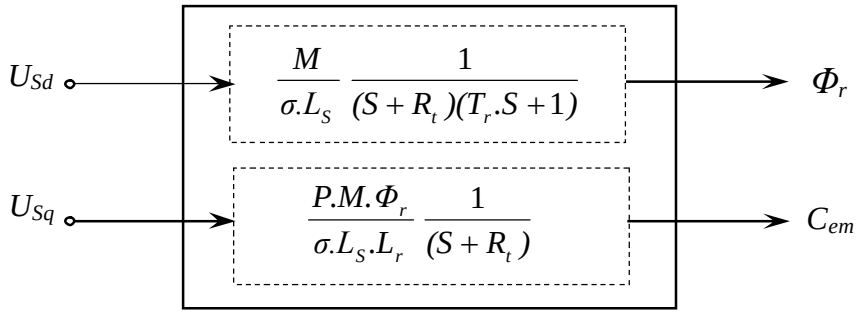


***Fig.II-6*** *Commande découplée - Expressions de $\Phi_R$ et $C_{em}$.*

## II-6 ORGANISATION FONCTIONNELLE DE LA COMMANDE

L'organisation fonctionnelle de la commande issue des principes précédemment évoqués est donnée par «***Fig.II-7***», dans ce schéma de commande, le flux rotorique est régulé, donc il faut alors l'estimer ou plus rarement le mesurer

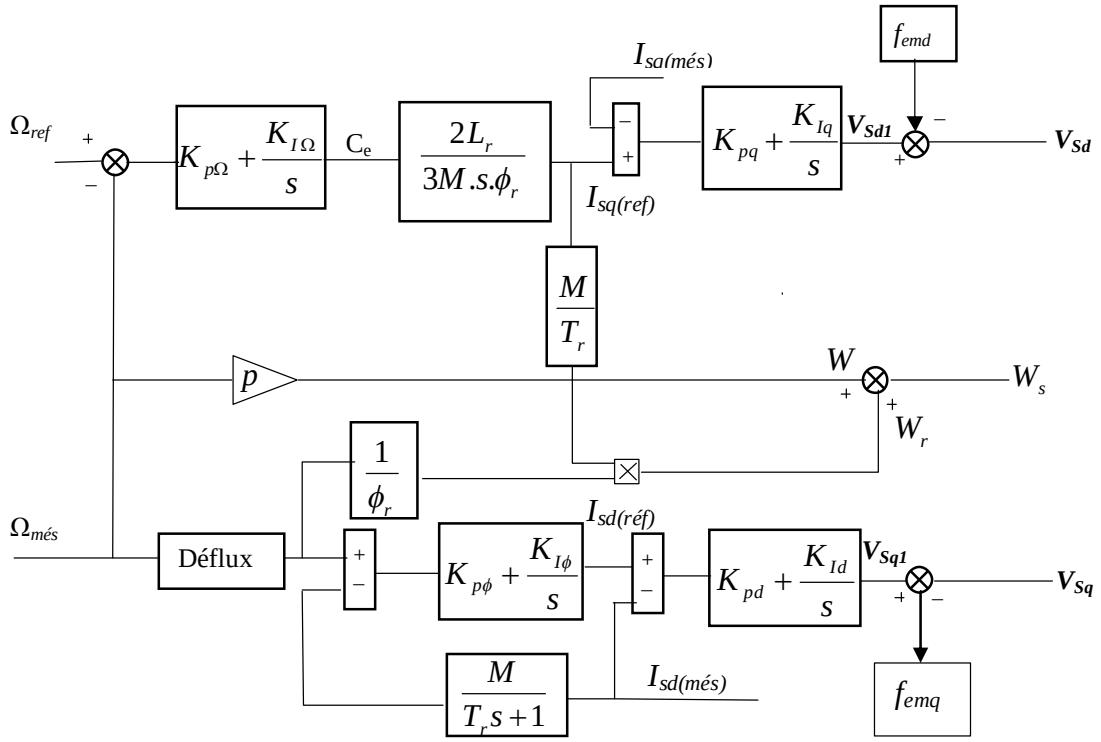


***Fig.II-7*** *Principe de commande par contrôle vectoriel direct de la M.AS en tension.*

## II-7 ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE

L'importance capitale pour la commande vectorielle directe (F.O.C) est de donner des informations précises sur l'amplitude du flux rotorique, et cela est déterminé moyennant une mesure directe du flux par des capteurs. Devant la complexité posée par l'installation des capteurs, une autre technique favorisée par le développement des microprocesseurs consiste à estimer le flux à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (vitesse, courant, tension)
Dans ce cas le flux peut être régulé par une contre réaction. Les estimateurs ou observateurs du flux sont construits à partir du modèle de la machine.

## II-8 CALCULS DES REGULATEURS

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation sont de type proportionnel – Intégral (PI). On a choisi ce dernier car les grandeurs à réguler sont des grandeurs continues **[4]**.

Nous avons vu précédemment qu'un découplage parfait entre les axes d et q conduit à transformer notre système multi variable en deux systèmes mono variables. Ceci permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple.

### II-8-1 Calcul du régulateur de courant

Apartir de l'équation **II-10**

$$\frac{I_{sd}}{U_{sd}} = \frac{I_{sq}}{U_{sq}} = \frac{K}{\tau s + 1}, K = \frac{1}{R_S + \frac{M^2}{L_r T_r}} \tau = \frac{\sigma L_s}{R_S + \frac{M^2}{L_r T_r}}$$

$$\begin{cases} K_{Id} = \dfrac{1}{\tau_d K_e} \\ K_{pd} = K_I . \sigma . L_s . K_e \end{cases}$$

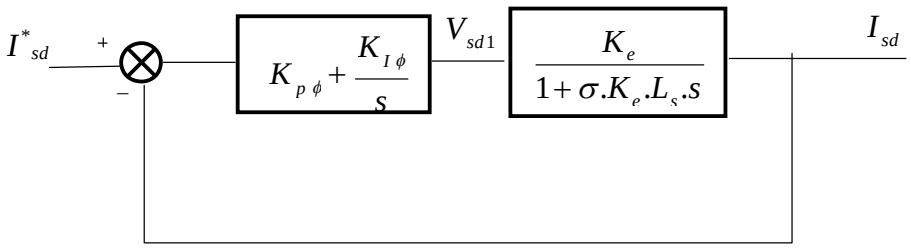


***Fig.II-8*** *Schéma fonctionnel de régulation de courant.*

$$\frac{I_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{K_e}{1 + \sigma . L_s . K_e . s} \qquad \textit{(II-18)}$$

Avec:

La $K_e = \dfrac{L_r . T_r}{R_s . L_r . T_r + M^2}$ fonction de transfert en boucle ouverte s'écrive donc

$$FTBO_d = K_{Id} \frac{\left(\frac{K_{Pd}}{K_{Id}}\right).s + 1}{s} . \frac{K_e}{1 + \sigma . L_s . K_e . s} \qquad \textit{(II-19)}$$

On utilisant la méthode des compensation des pôles $\left(\frac{K_{pd}}{K_{Id}} = \sigma.L_s.K_e\right)$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_d = \frac{1}{1+\frac{1}{K_{Id}.K_e}s} \qquad \textit{(II-20)}$$

Alors nous obtenons une réponse de type 1er ordre de constant de temps

$$\tau_d = \frac{1}{K_{Id}.K_e}$$

Pour un temps des réponse $t_r=3\tau_d$

On choisie $t_r$=2ms, $\tau = \frac{K_{pd}}{K_{Id}}$

$$\begin{cases} K_{Id} = \dfrac{1}{\tau_d K_e} \\ K_{pd} = K_I.\sigma.L_s.K_e \end{cases} \qquad \textit{(II-21)}$$

**II-8-2 Calcul du régulateur de flux**

Pour assurer un contrôle correct du couple, il faut maintenir le flux constant lors Des changements de consigne de vitesse ou lors des applications de la charge perturbatrice.

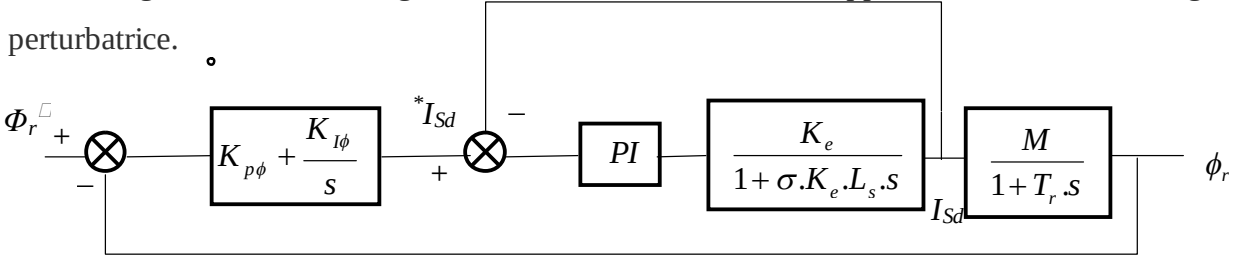


***Fig.II-8*** *Schéma fonctionnel de régulation de flux.*

On considère que le courant $I_{sd}$ est parfaitement régulé, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

Avec: $$FTBO_{\phi} = K_{I\phi}\frac{\left(\frac{K_{P\phi}}{K_{I\phi}}\right).s+1}{s}.\frac{M}{1+T_r.s} \qquad \textit{(II-22)}$$

Après la compensation des pôles par la condition $T_r = \frac{K_{p\Omega}}{K_{I\Omega}}$ nous obtenons la $FTBF_{\phi}$ comme

$$FTBF_{\phi} = \frac{1}{1+\frac{1}{K_{I\phi}.M}s} \qquad \textit{(II-23)}$$

Avec:

$$\tau_{\phi} = \frac{1}{K_{I\phi}.M}$$

Avec:les temps de réponse

$t_{rep\phi} = 15.t_{repd}$

Les paramètres du régulateur sont alors :

$$\begin{cases} K_{I\phi} = \dfrac{1}{\tau_{\phi}.M} \\ K_{P\phi} = K_{I\phi}.T_r \end{cases} \qquad \textit{(II-24)}$$

**II-8.3 Calcul du régulateur de vitesse :**

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$C_e - C_r = J\frac{d\Omega}{dt} + f\,\Omega \quad \Rightarrow \quad \Omega = \frac{C_e - C_r}{JS + f} \qquad \textit{(II-25)}$$

Le schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle avec régulateur PI. est donné par «***Fig.II-10***»,

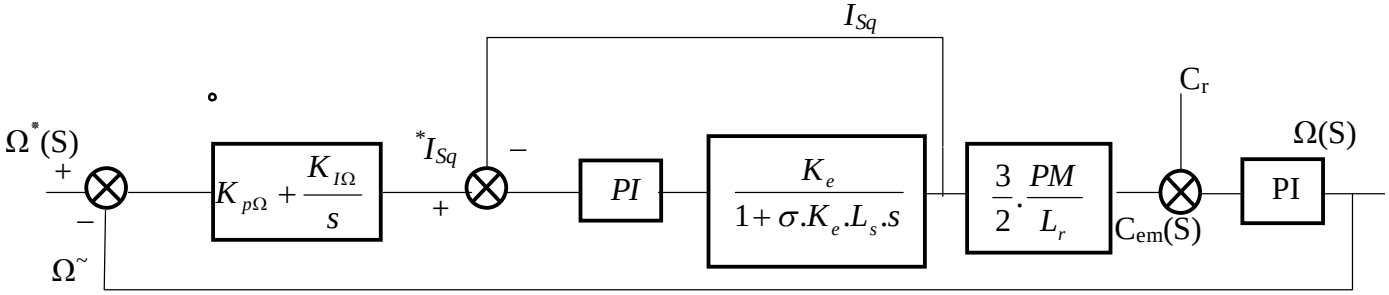


***Fig.II-10*** *Schéma fonctionnelle de Régulateur de Vitesse*

On considère que le courant $I_{sq}$ est parfaitement régulé et $C_r$ =0, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{\frac{K_{I\Omega}(\tau'.s+1)}{j.s^2}}{1+K_{I\Omega}\frac{(\tau'.s+1)}{j.s^2}} \qquad \textbf{(II-26)}$$

Avec:

$$\tau' = \frac{K_{p\Omega}}{K_{I\Omega}}$$

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\frac{K_{I\Omega}}{j}(\tau'.s+1)}{s^2 + \frac{K_{I\Omega}\tau'}{j}s + \frac{K_{Ip}}{j}} \qquad \textbf{(II-27)}$$

On compare l'équation caractéristique de la fonction de transfert ***(II-27)*** avec la forme standard du second ordre, on trouve que:

$$\frac{K_{I\Omega}}{j} = \omega_n{}^2 \quad et \quad \frac{K_{p\Omega}}{j} = 2\zeta\omega_n$$

Avec:

$\zeta$ : Coefficient d'amortissement ;

. $\omega_n$ : Pulsation du système ;

Pour coefficient d'amortissement $\zeta$ et d'une pulsation $\omega_n$ : donnée, on obtient :

$$\begin{cases} K_{I\Omega} = \omega_n{}^2 j; \\ K_{P\Omega} = 2.\zeta\omega_n \quad j; \end{cases} \qquad \textit{(II-28)}$$

On utilise le filtre $\frac{1}{1+\tau'.s}$ pour éliminer le dépassement dans la vitesse $\Omega$

## II-9 PRESENTATION DES RESULTANTS DE SIMULATION

Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de le commande vectorielle directe en tension. Nous avons simulé le système dans différents cas de fonctionnement tels que la variation de charge, de la vitesse et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique.

***Simulation avec variation de la charge:***

Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge fig (II-14) , les grandeurs telles que la vitesse et les flux ont suivis leurs consignes d'ou le système est parfaitement commandé.

La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique $C_e$ et le flux rotorique $\phi_r$ ,le couple électromagnétique a la même allure que le courant $I_{sq}$ avec un coefficient prés 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.

***Simulation avec variation de la vitesse:***

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ( $\Omega_{ref}$ =157, 100,-157 rad/s) de la fig (II-12) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influx sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

On remarque 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 transaction lors du passage d'un mode à l'autre puis regagne sa valeur sans erreur.

Aussi on remarque une légère variation en module des composantes directes des flux rotorique $\phi_{Rd}$ et $\phi_{Rq}$ le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste du point de vue contrôle de vitesse**.**

✍ ***Simulation avec l'inversion de la vitesse:***

En inversant le sens de rotation de la vitesse (157rad/s à-157rad/s) fig (II-13) avec l'application d'une charge, les résultats montrent que la réponse de la vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une erreur nulle.

Le couple suit la valeur de charge imposée avec certains pics lors du passage du transitoire au permanent. Le couplage entre le flux et le couple est intact lors de ce test.

✍ ***Test de robustesse avec variation de la résistance rotorique:***

Lors de la variation de la résistance rotorique ( 50% à 1s puis 100% à 2s),

Les résultats présentés par la figure (II-15) montrent un fort couplage entre le flux et le couple et une perte d'orientation du flux rotorique sur l'axe d.

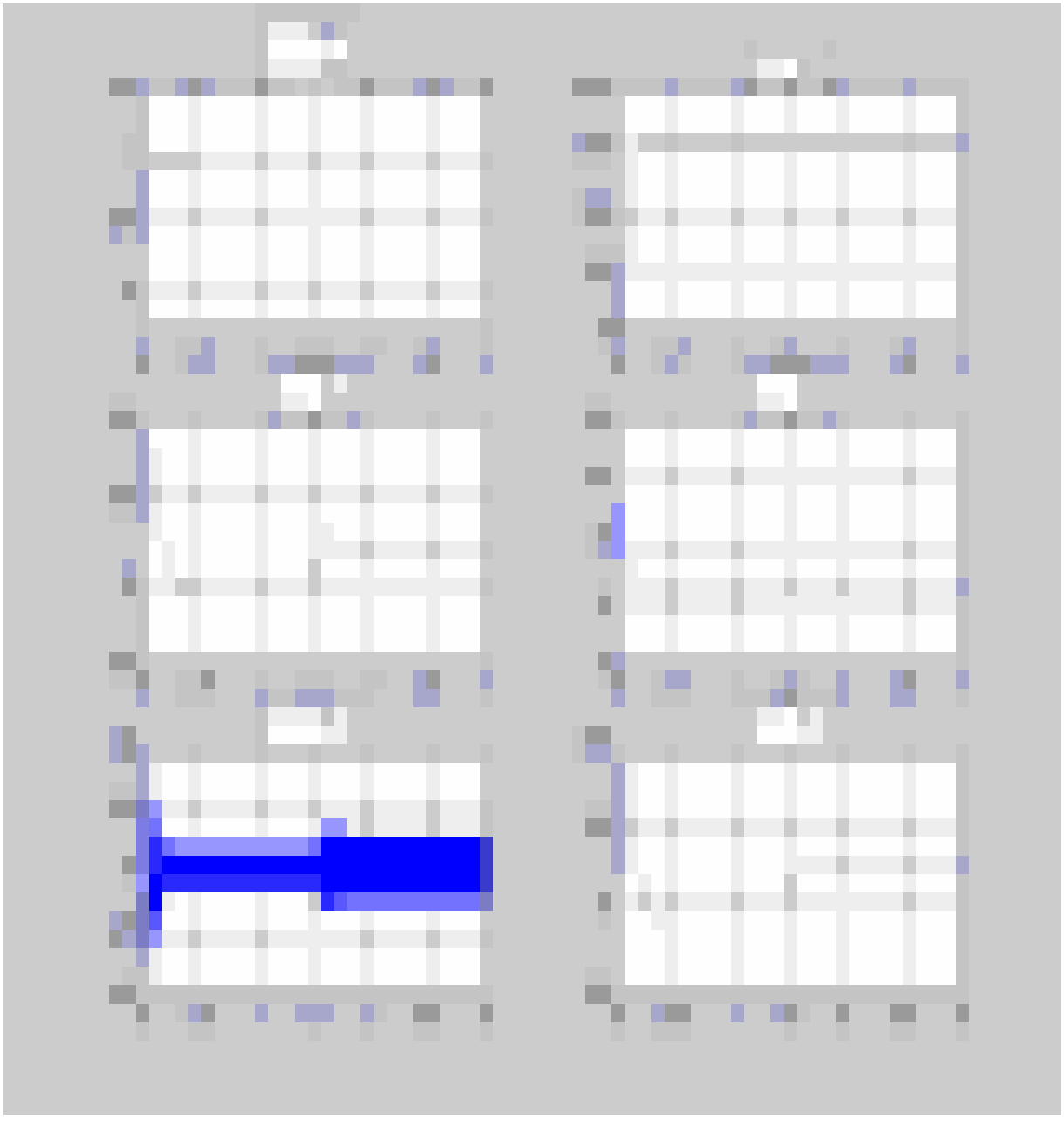

***fig* (*II-11*)** *Simulation Avec(*$\Omega_{ref}$ *=157**rad/sec** , Cr =25**N.m**);*

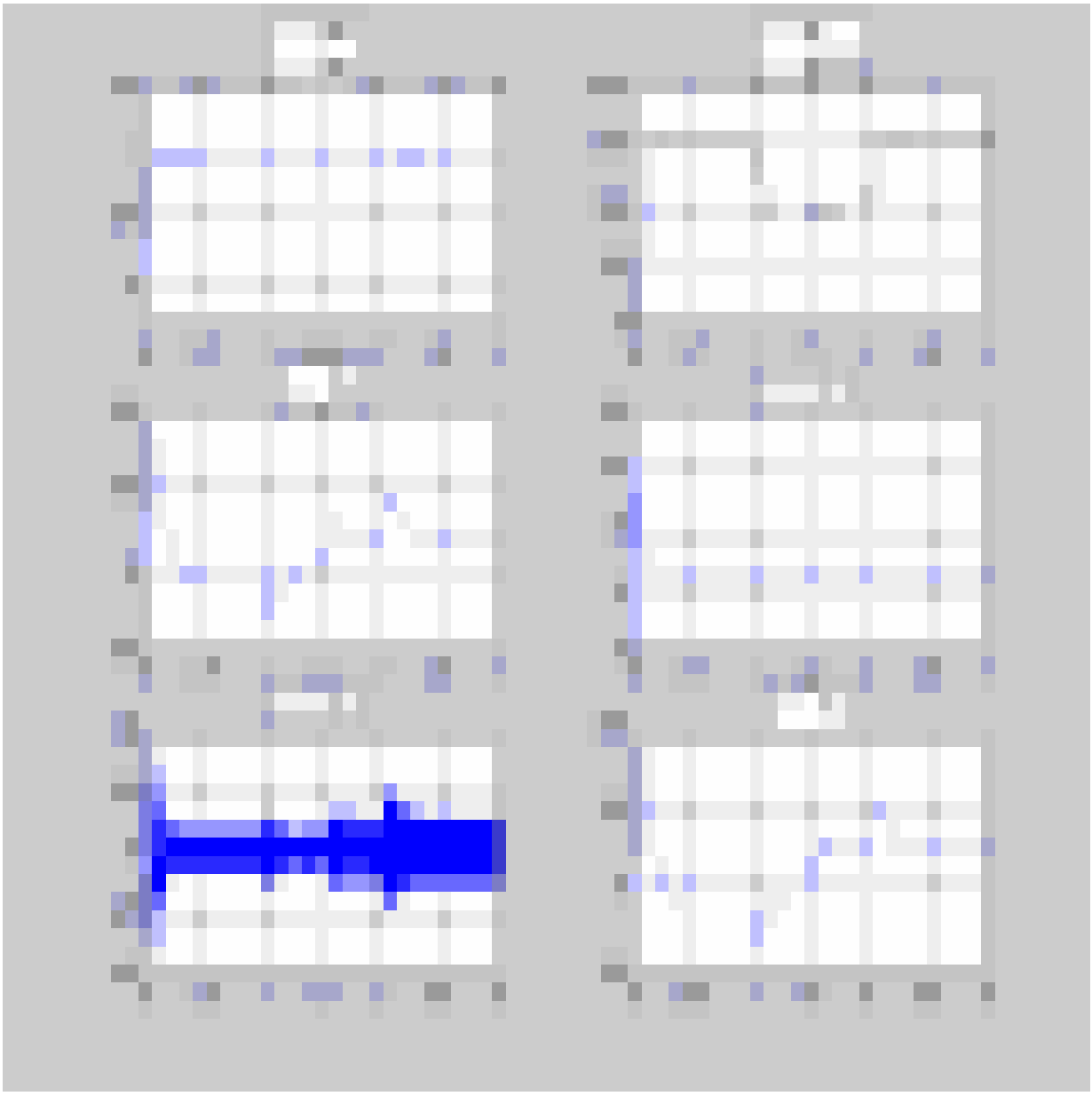

***fig* (*II-12*)** *Simulation avec la variation de la vitesse*

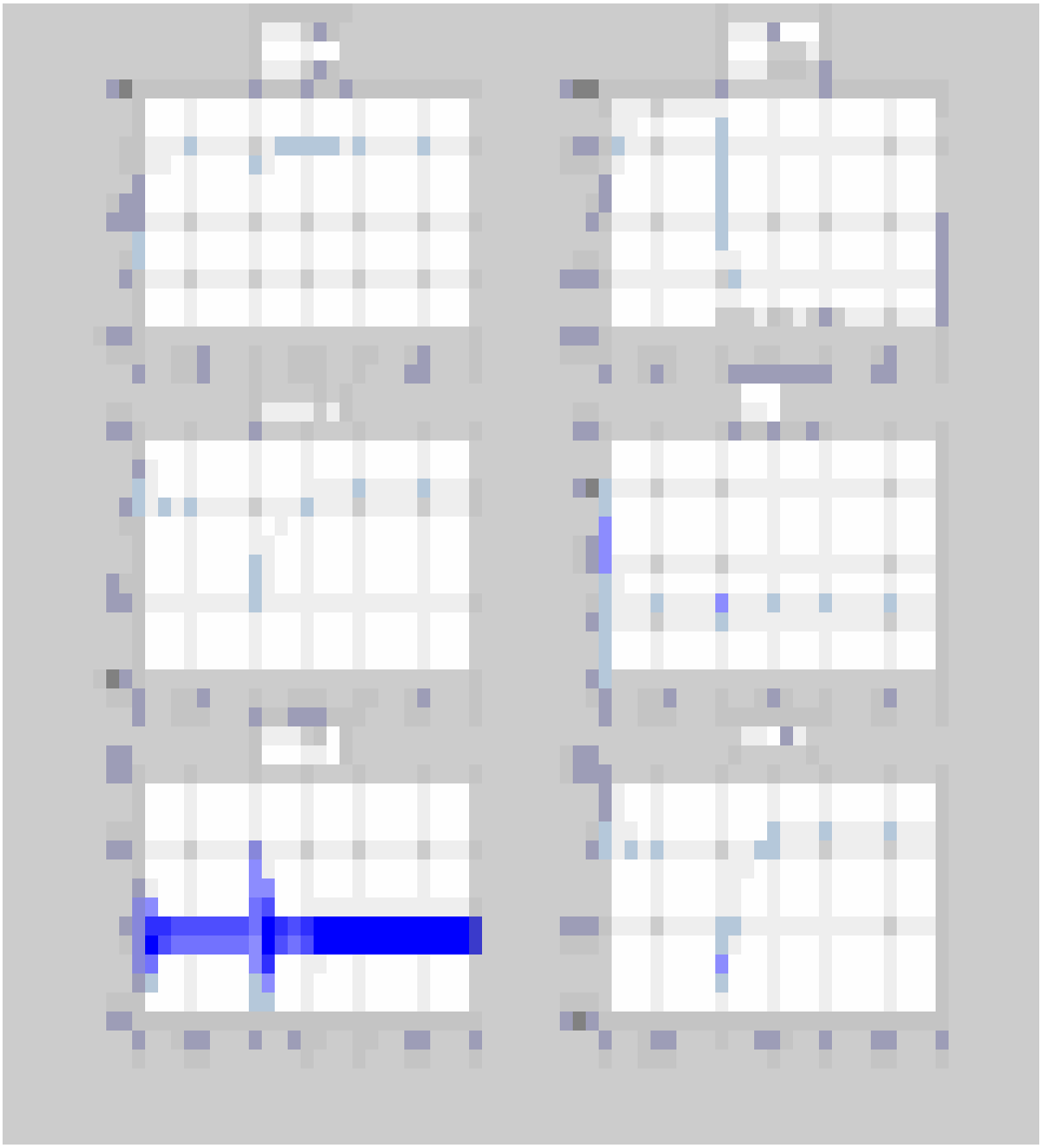

***fig* (*II-13*)** *Simulation avec l'inversion de la vitesse*

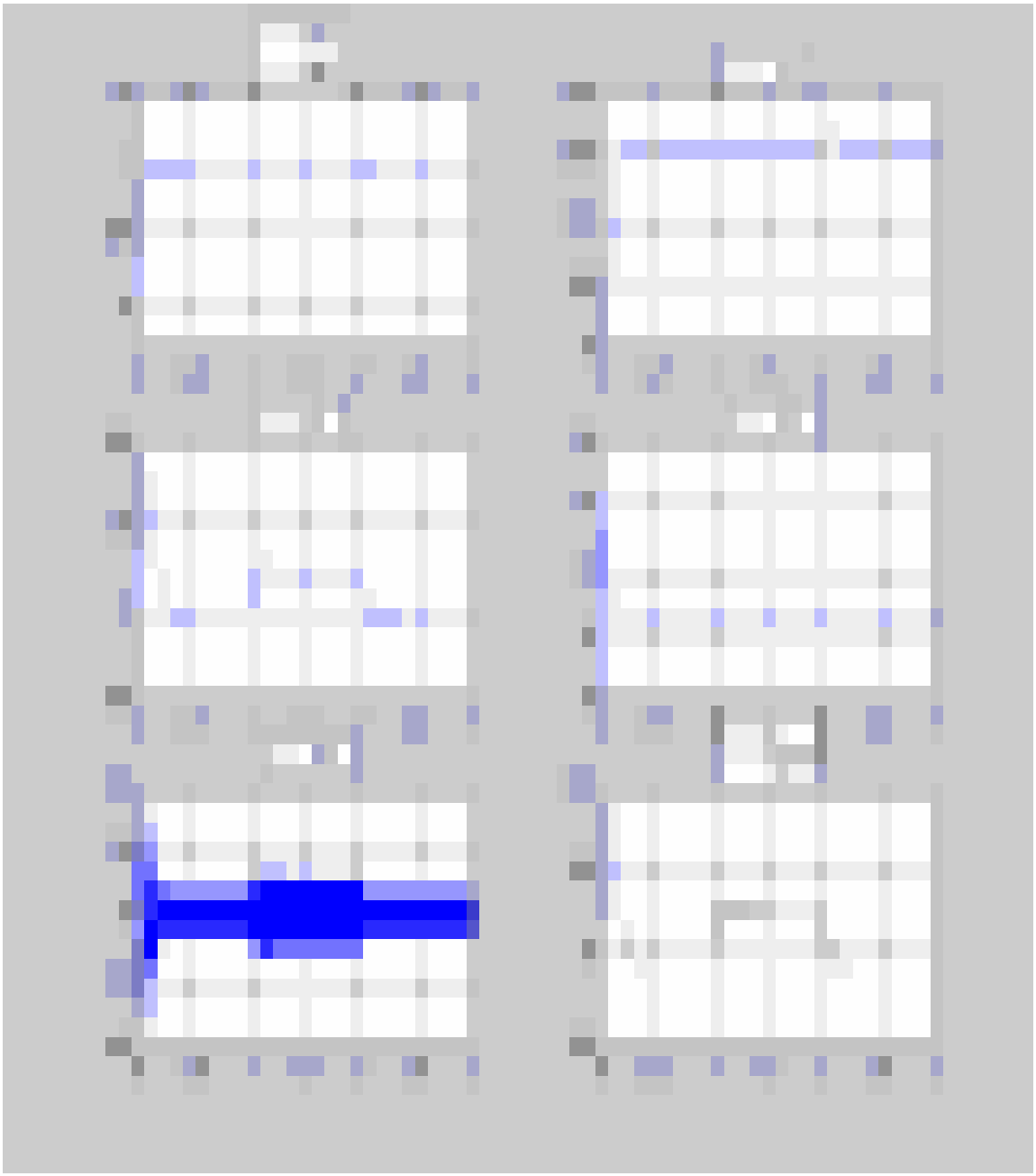

***fig* (*II-14*)** *Simulation par la variation de la Charge;*

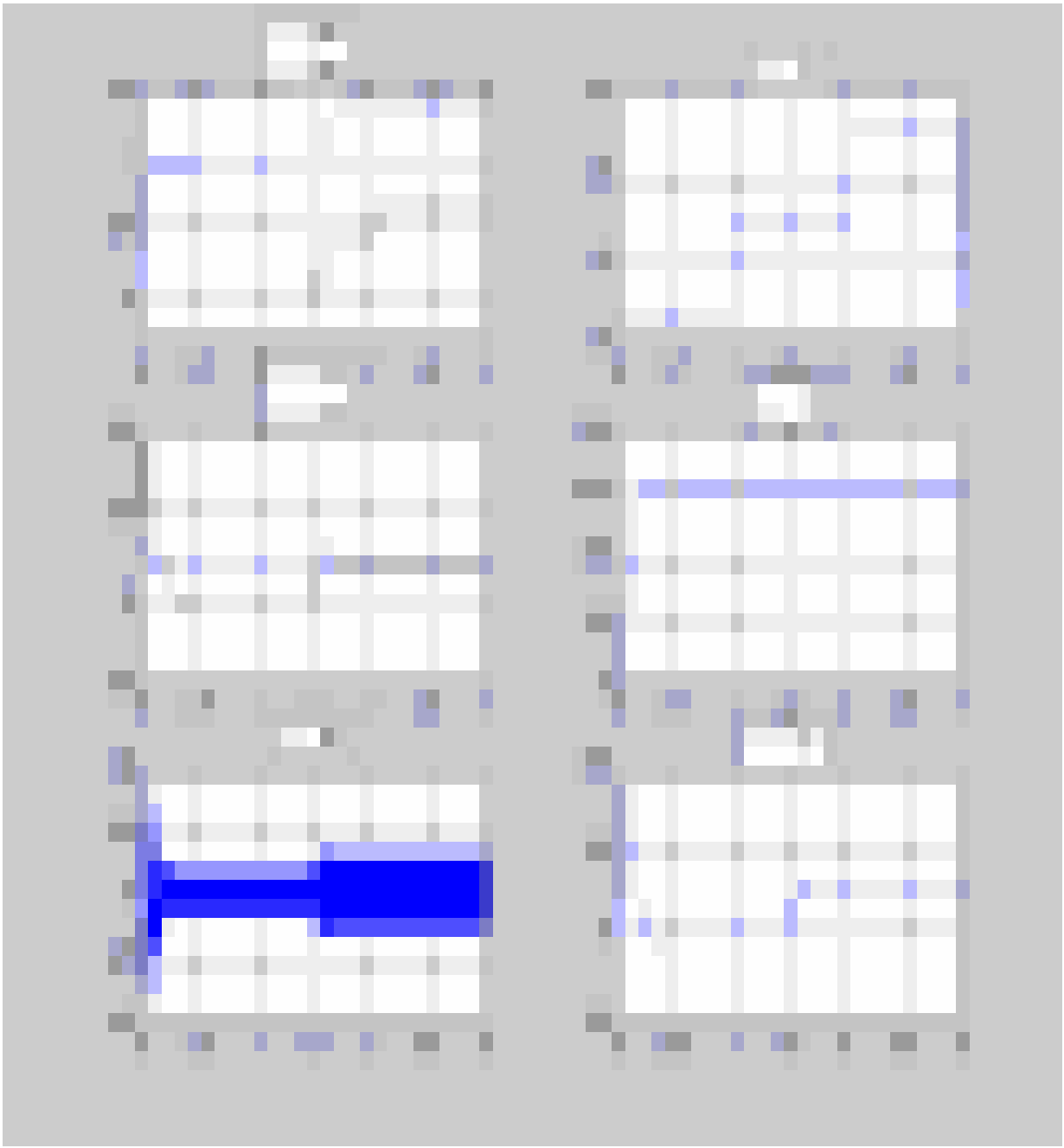

***fig* (*II-15*)** *Simulation par la variation de la résistance rotorique;*

## II-10 CONCLUSION:

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de bas de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage permettant de séparer la commande du flux et celle du couple.

Apres le calcul des différents régulateurs, la simulation avec différents essais, montre que le principe de la commande vectorielle est perdu lors de la variation de la résistance rotorique, cela est prouvé par la désorientation du flux sur l'axe d .

On conclu que la commande vectorielle est sensible à la variation paramétrique ce qui nous pousse à chercher des techniques qui peuvent diminuer l'effet de cette variation, ce que nous allons le voir dans le chapitre suivant.