

Université M. S. Ben Yahia Jijel

Fac. Sciences et Technologie

Dépt d'Electrotechnique

Master I Electrotechnique, option Réseaux, S2

Module: Commande des Systèmes Electro-énergétiques

Cours sur la commande de la machine asynchrone

Enseignant: N. Boudjerda

Chap III : Commande des moteurs asynchrones

A : Modélisation et commande scalaire

1/ Principe de la MAS

Les courants statoriques ont pour fréquence f (pulsation $\omega_s = 2\pi f$) ; ils créent un champ tournant à la vitesse $\Omega_s = \omega_s/p$. Le flux résultant balaye le bobinage rotorique et induit des fem dans ce bobinage qui est en court circuit, il ya donc un courant rotorique. L'action du champ tournant statorique sur les courants rotoriques (induits) crée le couple et le rotor tourne ; pour cette raison on l'appelle moteur à induction.

2/ Glissement

On considère la vitesse synchrone Ω_s et la vitesse de rotation Ω . On définit le glissement comme suit:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{n_s - n}{n_s}$$

Avec:

$$\omega_s = p\Omega_s, \text{ et } \omega = p\Omega$$

$$n_s = \frac{\Omega_s}{2\pi} \text{ et } n = \frac{\Omega}{2\pi}$$

La pulsation des grandeurs rotoriques est :

$$\omega_r = p(\Omega_s - \Omega) = \omega_s - \omega$$

Puisque :

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \Rightarrow \omega_r = g \omega_s \Rightarrow f_r = g f$$

3/ Equations de fonctionnement

Phase statorique :

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\varphi_s}{dt}$$

Avec ;

- v_s : Tension par phase statorique ;
- R_s : Résistance d'une phase statorique ;
- i_s : Courant de phase statorique ;
- φ_s : Flux totalisé par phase statorique.

En écriture complexe, on aura:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s$$

Phase rotorique :

$$0 = v_r = R_r i_r + \frac{d\varphi_r}{dt}$$

Avec ;

- R_r : Résistance d'une phase rotorique ;
- i_r : courant de phase rotorique ;
- φ_r : flux totalisé par phase rotorique.

En écriture complexe, on aura:

$$0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r$$

4/ Régime permanent

4.1/ Equations des flux

Stator :

$$\bar{\Phi}_s = \mathcal{L}_s \bar{I}_s + \mathcal{M} \bar{I}_r$$

Avec ;

- $\mathcal{L}_s = L_s - M_s$: Inductance cyclique propre statorique

L_s : inductance propre statorique

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques

- $\mathcal{M} = \frac{3}{2} M$: Inductance mutuelle cyclique stator-rotor

M : valeur de la mutuelle lorsque les bobines sont en regard l'une de l'autre (axes coïncidants).

Rotor :

$$\bar{\Phi}_r = \mathcal{L}_r \bar{I}_r + \mathcal{M} \bar{I}_s$$

Avec ;

- $\mathcal{L}_r = L_r - M_r$: Inductance cyclique propre rotorique
- L_r : inductance propre rotorique
- M_r : Inductance mutuelle entre phase rotoriques

4.2/ Equations des tensions

Phase statorique :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \mathcal{L}_s \bar{I}_s + j\omega_s \mathcal{M} \bar{I}_r$$

Phase rotorique :

$$0 = R_r \bar{I}_r + jg\omega_s \mathcal{L}_r \bar{I}_r + jg\omega_s \mathcal{M} \bar{I}_s$$

Soit en divisant par g , on aura ;

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s \mathcal{L}_r \bar{I}_r + j\omega_s \mathcal{M} \bar{I}_s$$

5/ Schéma équivalent

5.1/ Modèle à inductances couplées

Les équations des tensions statoriques et rotoriques donnent le schéma équivalent suivant:

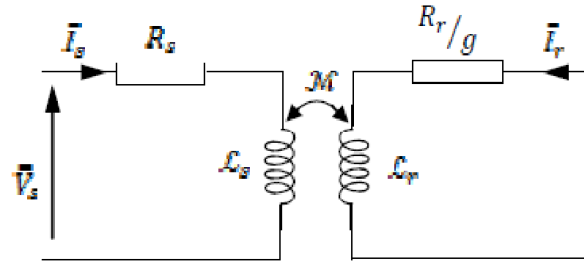


Figure 1. Modèle à inductances couplées

5.2/ Modèle à inductances de fuites couplées

Dans ce schéma ;

- $l_s = \mathcal{L}_s - \mathcal{M}$ désigne l'inductance cyclique de fuites statoriques
- $l_r = \mathcal{L}_r - \mathcal{M}$ est l'inductance cyclique de fuites rotoriques

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s (\mathcal{L}_s - \mathcal{M}) \bar{I}_s + j\omega_s \mathcal{M} (\bar{I}_r + \bar{I}_s)$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s (\mathcal{L}_r - \mathcal{M}) \bar{I}_r + j\omega_s \mathcal{M} (\bar{I}_s + \bar{I}_r)$$

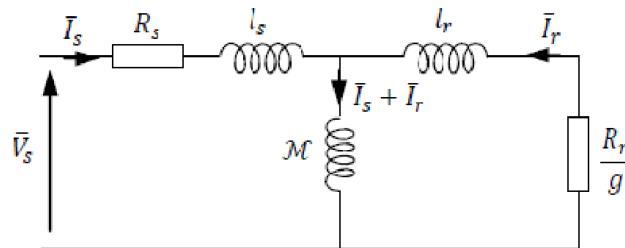


Figure 2. Modèle à inductances de fuites couplées

5.3/ Modèle à fuites totalisées au rotor ramenées au stator

On a au stator :

$$\bar{\Phi}_s = \mathcal{L}_s \bar{I}_s + \mathcal{M} \bar{I}_r = \mathcal{L}_s \left(\bar{I}_s + \frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_s} \bar{I}_r \right) = \mathcal{L}_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r)$$

$$\bar{I}'_r = \frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_s} \bar{I}_r : \text{Courant rotorique ramené au stator}$$

$$\frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_s} = m_{s \rightarrow r} : \text{Rapport de transformation dans le sens stator - rotor}$$

Au rotor, on aura :

$$\bar{\Phi}_r = \mathcal{L}_r \bar{I}_r + \mathcal{M} \bar{I}_s = \mathcal{L}_r \bar{I}_r - \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_s} \bar{I}_r + \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_s} \bar{I}_r + \mathcal{M} \bar{I}_s$$

Soit;

$$\bar{\Phi}_r = \mathcal{L}_r \left(1 - \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_s \mathcal{L}_r} \right) \bar{I}_r + \mathcal{M} \left(\bar{I}_s + \frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_s} \bar{I}_r \right) = \sigma \mathcal{L}_r \bar{I}_r + \mathcal{M} (\bar{I}_s + \bar{I}'_r)$$

$$\sigma = 1 - \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_s \mathcal{L}_r} \text{ est le Coefficient de dispersion de Blondel}$$

On désigne par $N_r = \sigma \mathcal{L}_r$ l'inductance de fuites totalisée au rotor ; on peut écrire finalement :

$$\bar{\Phi}_r = N_r \bar{I}_r + \mathcal{M} (\bar{I}_s + \bar{I}'_r)$$

Reprenons les équations des tensions statoriques et rotoriques ;

On a au stator :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \mathcal{L}_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r)$$

Au rotor :

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s \bar{\Phi}_r = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s N_r \bar{I}_r + j\omega_s \mathcal{M} (\bar{I}_s + \bar{I}'_r)$$

Multiplions les deux côtés de l'équation par $\frac{\mathcal{L}_s}{\mathcal{M}}$; on obtient:

$$0 = \frac{R_r}{g} \left(\frac{\mathcal{L}_s}{\mathcal{M}} \right)^2 \bar{I}_r \frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_s} + j\omega_s N_r \left(\frac{\mathcal{L}_s}{\mathcal{M}} \right)^2 \bar{I}_r \frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_s} + j\omega_s \mathcal{L}_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r)$$

$$0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + j\omega_s N'_r \bar{I}'_r + j\omega_s \mathcal{L}_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r)$$

On aboutit au schéma équivalent suivant:

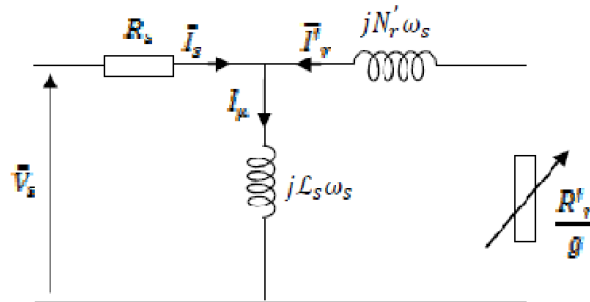


Figure 3. Modèle à fuites totalisées au rotor ramenées au stator

Dans ce schéma ;

$$\bar{I}'_r = \frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_s} \bar{I}_r : \text{ Courant rotorique ramené au stator.}$$

$$N'_r = \left(\frac{\mathcal{L}_s}{\mathcal{M}} \right)^2 N_r : \text{ Inductance de fuites totalisées au rotor}$$

$$R'_r = \left(\frac{\mathcal{L}_s}{\mathcal{M}} \right)^2 R_r : \text{ Résistance rotorique ramenée au stator}$$

Afin de tenir compte des pertes fer, une résistance R_μ est ajoutée en parallèle avec l'inductance L_s , ce qui donne en définitif le schéma de la figure II.4.

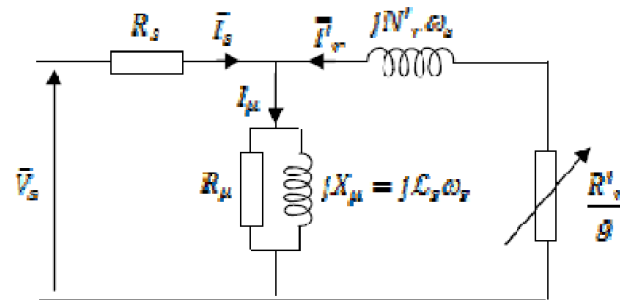


Figure 4. Modèle à fuites totalisées au rotor ramenées au stator (pertes fer considérés)

6/ Bilan des puissances et couple

6.1/ Bilan des puissances

Puissance active :

-Le moteur absorbe une puissance active donnée par :

$$P_a = 3V_s I_s \cos \varphi_s$$

-Une partie de cette puissance est dissipée en pertes Joule au stator (p_{js}) et en pertes fer dans le stator (p_{fs}), le reste traverse l'entrefer ; c'est la puissance électromagnétique (ou la puissance transmise).

$$P_{tr} = P_a - p_{js} - p_{fs}$$

Avec ;

$$p_{js} = 3R_s I_s^2, \text{ et } p_{fs} = 3 \frac{V_s^2}{R_f}$$

Une partie de P_{tr} est dissipée en pertes joules au rotor (p_{jr}) dans l'enroulement rotorique, le reste P_m est transformé en puissance mécanique.

$$P_m = P_{tr} - p_{jr} = P_{tr} - 3R_r' I_r'^2 = P_{tr} - 3R_r' \left(\frac{P_{tr}}{R_r'/g} \right)^2$$

$$P_u = P_m - p_m$$

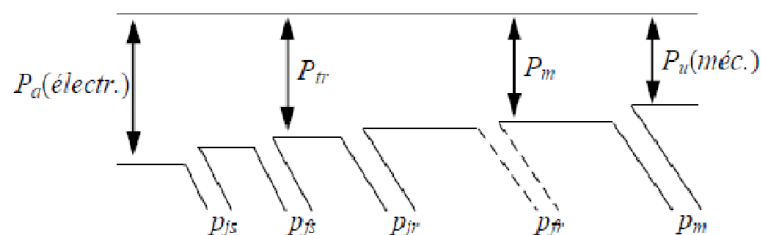


Figure 5. Bilan des puissances

Remarque :

En fonctionnement normal, on néglige les pertes dans le fer du rotor (p_{fr}) car les variations de l'induction dans le fer du rotor ont une fréquence (gf) très faible.

Valeur des pertes Joule rotor :

Dans le schéma équivalent obtenu, c'est (R_r'/g) qui rend compte de la puissance transmise au rotor ;

$$P_{tr} = 3 \frac{R'_r}{g} I_r'^2$$

Or :

$$p_{jr} = 3 R'_r I_r'^2$$

Donc ;

$$p_{jr} = g P_{tr}$$

Cette relation donnant les pertes Joule au rotor en fonction de P_{tr} et de g est très utilisée car R_r et I_r ne sont pas mesurables dans un moteur à cage.

Puissance réactive :

La puissance réactive consommée par la machine s'exprime par :

$$Q_a = 3 \frac{\bar{V}_s^2}{\bar{\mathcal{L}}_s \omega_s} + 3 N_r' \omega_s I_r'^2$$

Elle se compose d'un terme constant appelé puissance réactive magnétisante correspondant à la magnétisation du circuit magnétique et principalement de l'entrefer, et un terme variable avec le courant, donc de la puissance appelée, correspondant aux fuites magnétiques.

6.2/ Couple

Le couple mécanique est le quotient de la puissance mécanique par la vitesse de rotation du rotor ;

$$C_m = \frac{P_m}{\Omega}$$

Or ;

$$P_m = P_{tr} - p_{jr} = P_{tr} - g P_{tr} = (1 - g) P_{tr}$$

Et,

$$\Omega = (1 - g) \Omega_s$$

Donc ;

$$C_m = \frac{P_m}{\Omega} = \frac{(1 - g) P_{tr}}{(1 - g) \Omega_s} = \frac{P_{tr}}{\Omega_s}$$

$$C_m = \frac{p}{\omega_s} P_{tr} = \frac{p}{\omega_s} 3 \frac{R'_r}{g} I_r'^2$$

Le schéma équivalent (Fig. 11.4) donne (en supposant R_s très faible) ;

$$I_r' = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2}}$$

$$C_m = 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2}$$

6.3/ Caractéristique mécanique

Cette dernière expression du couple nous permet de noter ce qui suit:

- ✓ Le couple est nul pour $g = 0$
- ✓ Quand g est faible ; $C_m = 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{g}{R_r'}$
- ❖ Le couple est proportionnel au glissement
- ✓ Lorsque g est grand ; $C_m = 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{R_r'}{g N_r'^2 \omega_s^2}$
- ❖ Le couple est inversement proportionnel au glissement (hyperbole).
- ✓ Entre ces deux situations, le couple passe par un maximum. En effet $C_m(g)$ peut s'écrire :

$$C_m = 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{R_r'}{\frac{R_r'^2}{g} + g N_r'^2 \omega_s^2}$$

Le dénominateur est la somme de deux termes dont le produit est constant. Il est donc minimal lorsque les deux termes sont égaux ; soit lorsque $g = g_M$ défini par :

$$g_M = \frac{R_r'}{N_r' \omega_s}$$

C'est la valeur du glissement qui donne le couple max défini par :

$$C_M = \frac{3}{2} \frac{p}{N_r'} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2$$

Remarque :

On voit que le couple max est obtenu pour un glissement proportionnel à R_r' , mais la valeur de ce maximum est indépendante de R_r' .

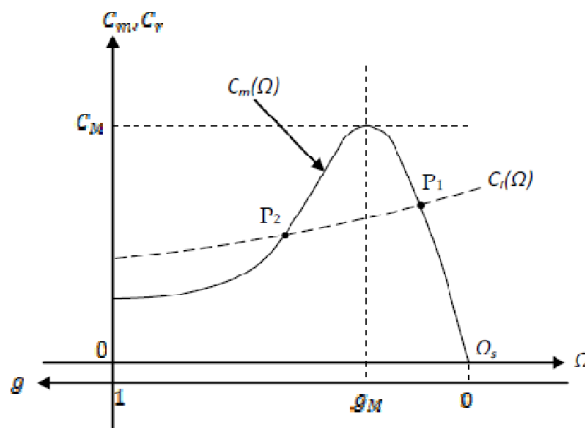


Figure 6. Caractéristique mécanique

La courbe $C_m(g)$ présente deux branches ; l'une stable comprise entre le fonctionnement à vide ($g = 0$) et le point à couple max, l'autre instable comprise entre ce point et l'arrêt ($g = 1$).

En vertu des considérations développées sur la stabilité $\frac{\Delta(C_m - C_r)}{\Delta\Omega} < 0$; seul le point A est stable.

Le couple nominal est compris entre 0.2 et 0.4 C_M , le moteur peut supporter des surcharges importantes de courte durée.

Il y'a donc deux raisons pour que le glissement nominal d'un moteur asynchrone soit petit devant 1 (il est de l'ordre de 2% à 5%) :

- ✓ L'exigence d'un bon rendement ;
- ✓ La bonne stabilité en vitesse.

Le moteur travaille donc au début de la branche stable ($0 < C < C_M$). Dans cette zone :

- A (R'_r) donnée, le glissement est sensiblement proportionnel au couple.
- A (g) donnée, le couple est inversement proportionnel à (R'_r).
- A couple donné, le glissement est donc à peu près proportionnel à (R'_r).

Couple max :

Le rapport entre le couple max et le couple nominal ne doit pas être trop élevé sinon le moteur serait surdimensionné, il ne doit pas être trop faible sinon le moteur risque de décrocher (s'arrêter) en cas de baisse de la tension. Ce rapport est généralement de l'ordre de 2 si bien que le glissement g_M est également faible (de l'ordre de 10% à 20%). D'où il résulte fatalement que le couple de démarrage ($g = 1$) est petit devant le couple nominal.

7. Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones

A partir de la caractéristique mécanique (couple/vitesse) et à partir de l'expression du couple, les paramètres sur lesquels on peut agir pour modifier cette caractéristique sont :

- La tension d'alimentation V_s ;
- La résistance rotorique R'_r ;
- La pulsation ω_s .

7.1. Action sur la tension d'alimentation

Le couple varie comme le carré de la tension V_s , et en particulier le couple max, en revanche, le glissement g_M ne dépend pas de V_s . Partant de la caractéristique à tension nominale, la seule variation possible est une diminution de la tension V_s . Pour des valeurs décroissantes de cette dernière, on obtient les courbes de la figure II.7 représentée ci-après :

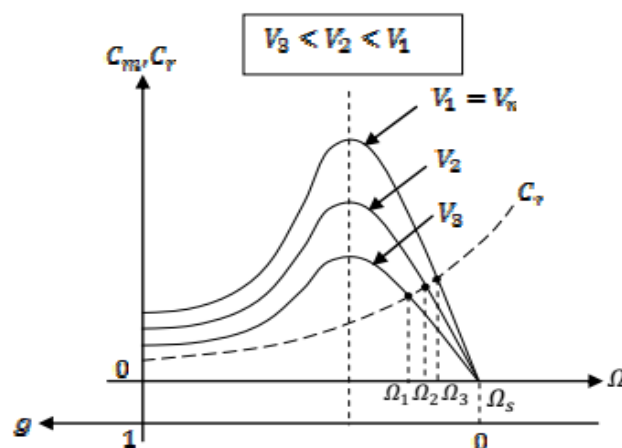


Figure 7. Modification de la caractéristique mécanique par la tension d'alimentation

A couple résistant donné, plus la tension est faible, plus le glissement est élevé et donc la vitesse réduite.

Cette méthode utilisable avec un moteur à cage, présente quelques inconvénients qui découlent directement des propriétés du moteur asynchrone :

- ✓ Ce n'est pas un vrai réglage de vitesse, car on ne peut faire varier la vitesse à vide imposée par la fréquence.
- ✓ A glissement donné, le couple est proportionnel au carré de la tension. Cette proportionnalité est applicable, en particulier, au couple max. En réduisant la tension, on réduit les possibilités du moteur.
- ✓ Les pertes Joule au rotor sont proportionnelles au glissement. La marche à glissement élevé correspond à une valeur très faible du rendement.
- ✓ Ce procédé n'est utilisable que pour l'entraînement des charges dont le couple croît très vite avec la vitesse (pompes, ventilateurs,.....)

La mise en œuvre de cette technique est donnée en figure II.8 suivante :

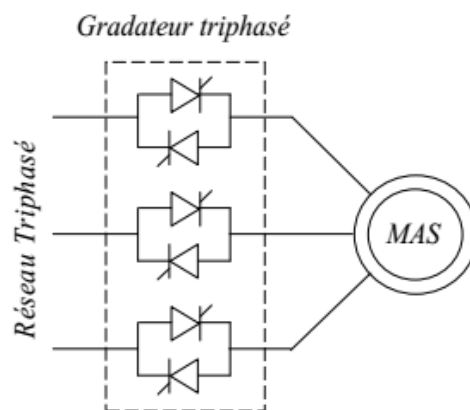


Figure 8. Association gradateur-moteur asynchrone

Inconvénients :

- ✓ Ce n'est pas un vrai réglage de vitesse ; la vitesse à vide étant toujours voisine de la vitesse synchrone.
- ✓ L'augmentation du glissement se fait au détriment du rendement par augmentation des pertes Jjoule rotoriques.
- ✓ D'autre part, ce réglage est mauvais du point de vue technique car les caractéristiques, dans leur partie utile, sont concourantes.

Avantages :

Ce procédé de réglage présente deux avantages importants ;

- ✓ On peut régler la vitesse d'une charge quelconque car la partie utilisée des courbes $C(\Omega)$ est toujours stable. Elle l'est même d'autant plus que R_h est plus grand.
- ✓ Les pertes dues à l'accroissement du glissement sont dissipées hors du moteur dans la résistance additionnelle. On peut, sans surintensité, développer le couple nominal à toutes les vitesses.

7.2. Action sur la résistance rotorique (R'_r)

Cette méthode est applicable pour le moteur à rotor bobiné. Dans ce cas, R_r est reliée par l'intermédiaire de bagues et de balais à un rhéostat R_h (Fig. II.9).

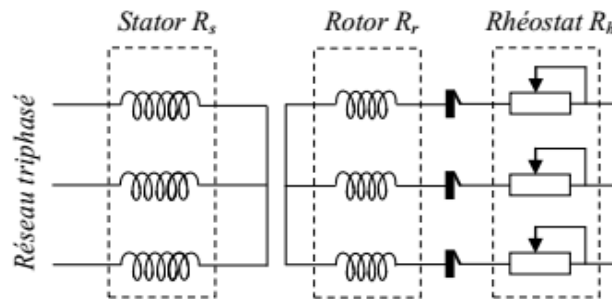


Figure 9 : MAS avec un rhéostat au rotor

En fonctionnement normal, le rhéostat est en court-circuit ($R_h = 0$). Si on déplace le curseur de façon à rendre R_h non nulle, la résistance effective du circuit rotorique devient $(R_r + R_h)$, soit ramenée au stator ; $(R'_r + R'_h)$. Ceci revient à remplacer dans la relation du couple R'_r par aR'_r ($a > 1$). La courbe $C(g)$ est alors modifiée en multipliant par a toutes les abscisses (comptées par rapport à g). En effet si dans la relation du couple, on multiplie R'_r par a , on ne modifie pas C en multipliant également (g) par a . On obtient, alors, une famille de courbes du type de la figure II.10. En particulier, le couple max est inchangé, et lorsque a (ou R_h) augmente, le couple de démarrage augmente également. On peut même ajuster R_h pour obtenir le couple max au démarrage.

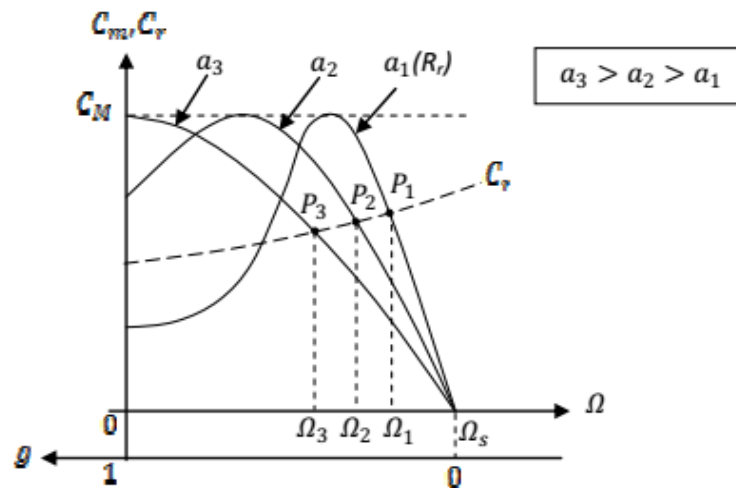


Figure 10. Modification de la caractéristique mécanique par insertion d'un rhéostat au rotor

Inconvénients :

- ✓ Ce n'est pas un vrai réglage de vitesse ; la vitesse à vide étant toujours voisine de la vitesse synchrone.
- ✓ L'augmentation du glissement se fait au détriment du rendement par augmentation des pertes Joule rotoriques.
- ✓ D'autre part, ce réglage est mauvais du point de vue technique car les caractéristiques, dans leur partie utile, sont concourantes.

Avantages :

Ce procédé de réglage présente deux avantages importants ;

- ✓ On peut régler la vitesse d'une charge quelconque car la partie utilisée des courbes $C(\Omega)$ est toujours stable. Elle l'est même d'autant plus que R_h est plus grand.
- ✓ Les pertes dues à l'accroissement du glissement sont dissipées hors du moteur dans la résistance additionnelle. On peut, sans surintensité, développer le couple nominal à toutes les vitesses.

7.3. Cascade Hyposynchrone

Dans la méthode rhéostatique présentée précédemment, pour diminuer la vitesse du moteur (c.à.d. accroître son glissement), on prélève de l'énergie au rotor (énergie de glissement), la puissance correspondant à cette énergie est transformée en chaleur dans le rhéostat.

Pour améliorer le rendement, il suffit d'utiliser cette énergie au lieu de la gaspiller. On peut, par exemple, la renvoyer au réseau d'alimentation. Pour réaliser cette opération, on rencontre une difficulté car l'énergie de glissement est à une fréquence (gf) différente de la fréquence (f) du réseau ; c'est pourquoi il sera nécessaire d'utiliser un changeur de fréquence (convertisseur).

Le convertisseur de fréquence utilisé dans la cascade hyposynchrone comporte deux organes fondamentaux ;

Un redresseur formé d'un pont de six diodes qui transforme la puissance de glissement de fréquence ($f_r = gf$) en puissance continue.

Un onduleur formé d'un deuxième pont à six thyristors qui transforme cette puissance continue en une puissance triphasée de fréquence f égale à la fréquence du réseau.

A ces deux organes fondamentaux, il faut ajouter une inductance de lissage pour améliorer la qualité du courant continu et un transformateur qui permet d'adapter la tension de l'onduleur à celle du réseau avec le meilleur $\cos\varphi$ possible.

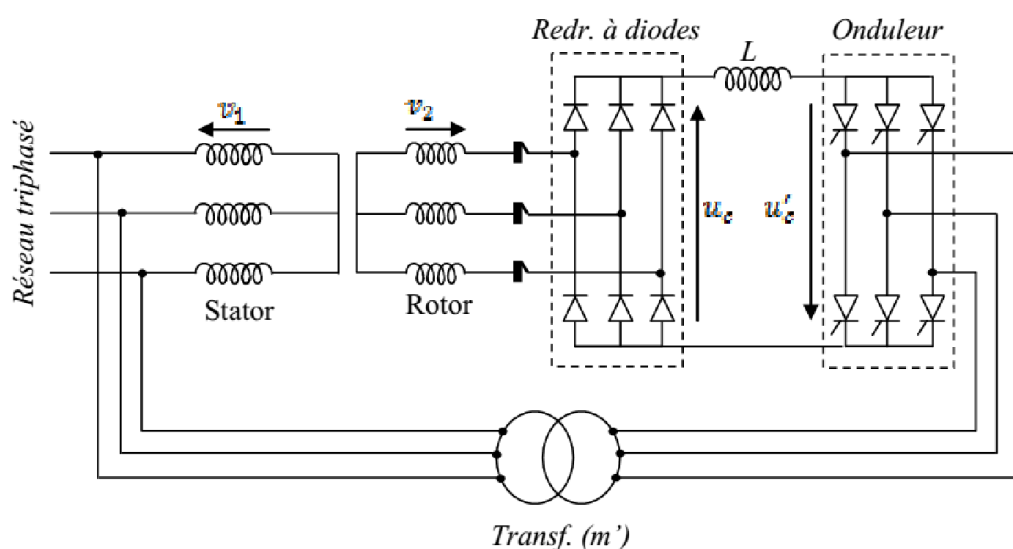


Figure 11. Schéma de principe de la cascade hyposynchrone

Si U_1 désigne la tension efficace du réseau d'alimentation entre deux fils de ligne, la tension rotorique par phase en marche normale a pour valeur efficace :

$$V_2 = g m \frac{U_1}{\sqrt{3}}$$

$$\text{Avec: } m = \frac{k_2 N_2}{k_1 N}$$

m : étant le rapport des nombres effectifs de brins actifs rotoriques et statoriques par phase.

Dans ces conditions, la tension continue aux bornes du pont redresseur a pour expression :

$$U_c = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} g m U_1$$

De même, la tension aux bornes du pont onduleur a pour expression :

$$U'_c = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} m' U_1 \cos \alpha$$

$$\text{Avec: } m' = \frac{N_2}{N_1}$$

m' étant le rapport de transformation du transformateur.

A vide, le couple moteur est négligeable, le courant redressé est sensiblement nul ; aussi les tensions U_c et U'_c sont-elles égales et opposées ;

$$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} g_0 m U_1 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} m' U_1 \cos \alpha$$

Ce qui donne :

$$g_0 = -\frac{m'}{m} \cos \alpha$$

Dans le fonctionnement en onduleur ($90^\circ < \alpha < 180^\circ$), $\cos \alpha$ est négatif, donc le glissement est positif ; la vitesse du moteur est inférieure à la vitesse de synchronisme, d'où le nom de la cascade hyposynchrone.

Si $k = m'/m$ est égal à l'unité, la vitesse du moteur peut être contrôlée depuis l'arrêt jusqu'à la pleine vitesse. Dans la pratique, il n'est pas forcément nécessaire de régler la vitesse jusqu'à l'arrêt, aussi se fixe-t-on un glissement max, lequel détermine le rapport k , soit ;

$$g_{0max} = k = \frac{m'}{m}$$

C'est le retard α à l'amorçage des thyristors qui fixe le glissement, donc la vitesse de rotation. La valeur du rapport de transformation m' limite la plage de réglage de cette vitesse.

7.4. Variation de la fréquence d'alimentation

Reprenons l'expression du couple :

$$C_m = 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \omega_s)^2}$$

Pour expliquer cette méthode de réglage, nous réécrivons cette équation comme suit (en considérant que $g = (\omega_r / \omega_s)$):

$$C_m = 3p\Phi_s^2 \frac{R'_r \omega_r}{R_r'^2 + (N'_r \omega_r)^2}$$

Avec : $\Phi_s = V_s / \omega_s$

A partir de cette expression, nous voyons que pour contrôler le couple électromagnétique, il faut contrôler le flux et la pulsation des courants rotorique ω_r (à noter que ω_r n'est pas directement accessible).

Lorsque la pulsation est faible ($\omega_r \rightarrow 0$: glissements faibles), l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_m = \frac{3p}{R'_r} \Phi_s^2 \omega_r = \frac{3p}{R'_r} \Phi_s^2 (\omega_s - \omega) = \frac{3p^2}{R'_r} \Phi_s^2 (\Omega_s - \Omega)$$

A flux constant, on peut écrire :

$$C_m = A(\Omega_s - \Omega)$$

Cette relation montre que la caractéristique $C(\Omega)$ est paramétré par Ω_s (ou ω_s). Lorsqu'on fait varier la valeur de la vitesse (pulsation) synchrone Ω_s , on obtient le faisceau des caractéristiques schématisé à la figure suivante:

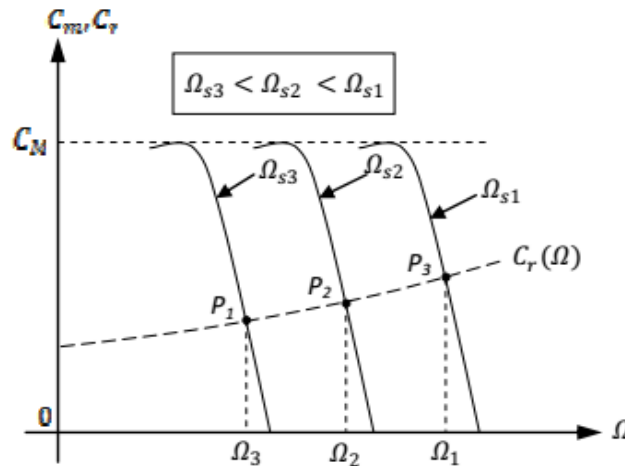


Figure 12. Caractéristique mécanique et variation de la fréquence d'alimentation

Dans la zone linéaire (faibles glissements), cette famille de caractéristiques couple-vitesse est tout à fait analogue à celle d'une machine à courant continu où la tension d'induit constitue le paramètre de réglage de la vitesse.

❖ Ainsi, pour faire varier (régler) la vitesse d'un moteur asynchrone, il faut changer la valeur de la fréquence (pulsation) d'alimentation tout en maintenant le flux constant.

Le principe de la commande scalaire d'un moteur asynchrone est donc de garder le flux constant dans la machine et de régler la fréquence (pulsation) d'alimentation statorique. Plusieurs commandes scalaires peuvent être envisagées selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant).

8/ Commande Scalaire

Le principe de la commande scalaire d'un moteur asynchrone est donc de garder le flux constant dans la machine et de régler la fréquence (pulsation) d'alimentation statorique. Plusieurs commandes scalaires peuvent être envisagées selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant).

Note : Cette étude est menée dans le cas d'une alimentation en tension (Onduleur de tension)

La tension efficace V_s doit être réglée pour maintenir le flux constant dans la machine.

Pour maintenir le flux Φ_s constant, il faut que la fréquence d'alimentation statorique réponde à la relation :

$$\Phi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$$

Toutefois, deux remarques importantes doivent être signalées ici ;

- Cette relation n'est pas valable pour les faibles valeurs de la pulsation ω_s et une correction est nécessaire pour tenir compte du terme $R_s I_s$ représentant la chute de tension dans les enroulements. On y remédie en réalisant une compensation par augmentation de l'amplitude des tensions statoriques aux faibles valeurs de ω_s .
- D'autre part, en régime de survitesse, l'augmentation de la pulsation ne peut pas être accompagné par une augmentation de la valeur de la tension au delà de sa valeur nominale ; le flux Φ_s est alors diminué (défluxage).

Ces deux constatations sont interprétées schématiquement par la figure II.13 où sont données les caractéristiques de réglage par variation de la fréquence d'alimentation d'une machine asynchrone.

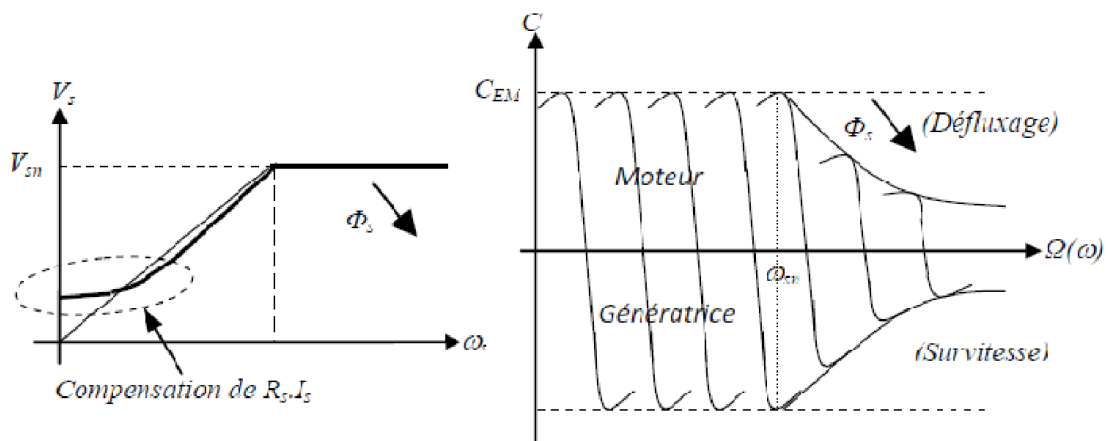


Figure 12. Caractéristiques de réglage par action sur la fréquence statorique

8.1.1/ Commande en boucle ouverte

Les remarques et conclusions établies précédemment nous permettent de tracer le schéma structurel de la commande scalaire du moteur asynchrone en boucle ouverte donné en Figure II.14.

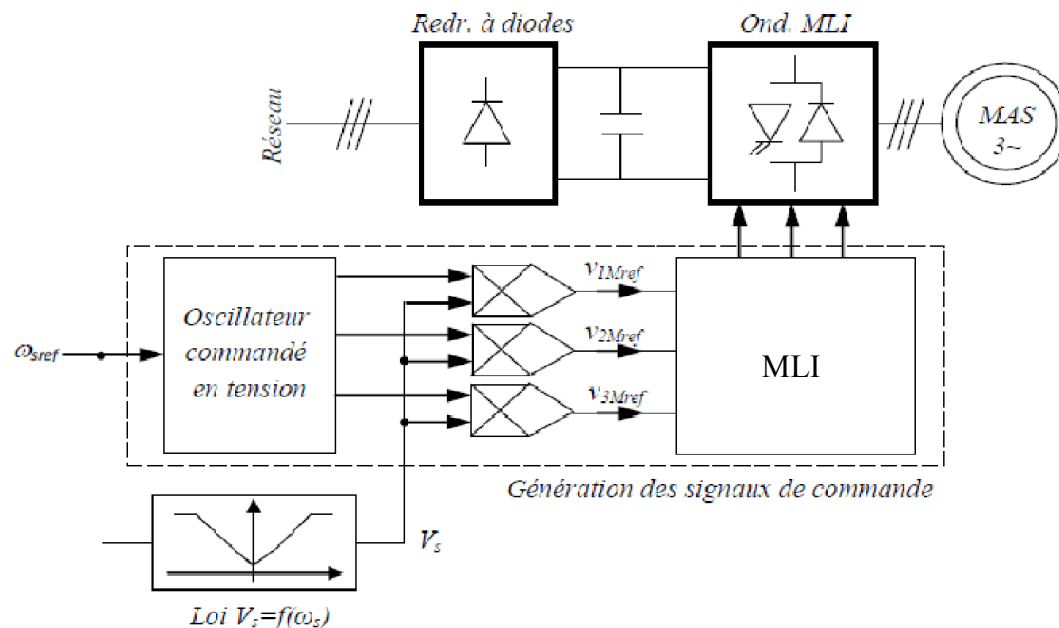


Figure 13. Réalisation de la loi $V_s/f_s = \text{Cste}$ (sans réglage de vitesse : boucle ouverte)

8.1.2/ Réglage de vitesse (boucle fermée)

Afin d'asservir la vitesse de rotation de la machine, on rajoute une boucle externe qui, à partir de l'erreur de vitesse, permet d'agir sur la fréquence des tensions statoriques de façon à éliminer l'erreur de vitesse due au glissement.

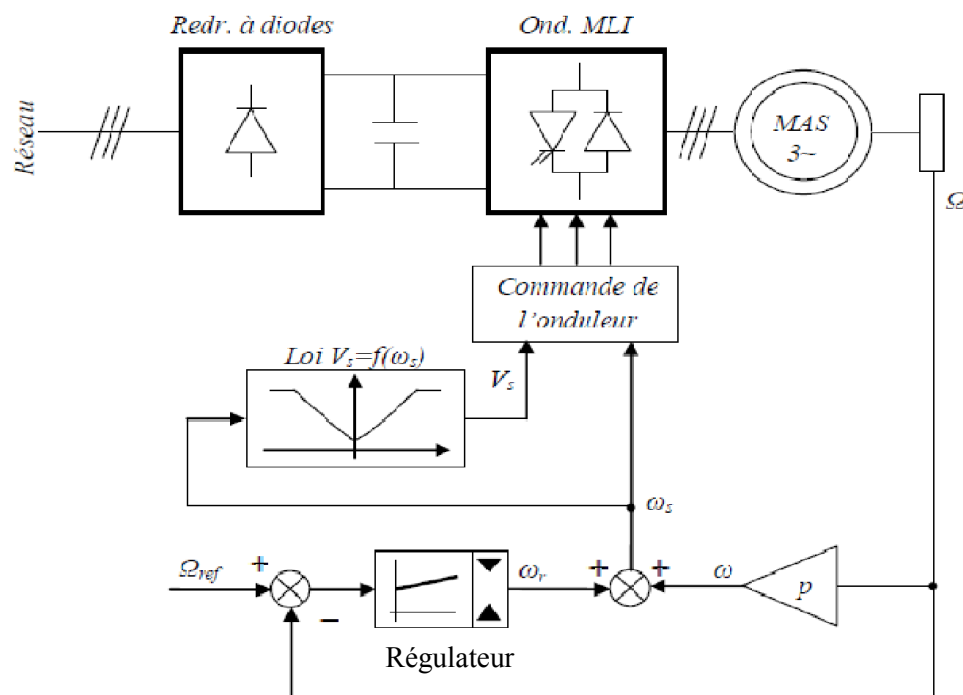


Figure 15. Réglage de vitesse d'un MAS alimenté en tension

B : Modélisation et commande vectorielle

I. Modélisation en grandeurs de Park

I.1. Equations électriques de la machine

Les équations de tension des phases statoriques et rotoriques s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (1)$$

$$\text{Avec : } [V_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} ; [R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} ; [R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

I.2. Equations électromagnétiques de la machine

Les équations magnétiques de la machine sont données par :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (2)$$

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

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage stator-rotor) s'écrit :

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

$l_s = l_s - M_s$: inductance cyclique statorique

$l_r = l_r - M_r$: inductance cyclique rotorique

l_s et l_r : inductances propres statorique et rotorique

R_s : résistance propre d'une phase statorique

R_r : résistance propre d'une phase rotorique

M_s : coefficient de mutuelle entre deux phases du stator

M_r : coefficient de mutuelle entre deux phases du rotor

M_{sr} : maximum de la mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

Par substitution de (2) dans (1) on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_r] \} \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_s] \} \end{cases} \quad (4)$$

I.3. Equation mécanique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale :

$$C_{em} = p[I_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}][I_r] \quad (5)$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (6)$$

Avec :

J : Moment d'inertie de l'ensemble charge et rotor

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor

K_f : Coefficient de frottement.

Remarque: Le fonctionnement de la MAS est complètement modélisé par les équations (4), (5) et (6). Ces équations constituent un système non linéaires dont la résolution n'est pas facile. La transformée de Park permet en même temps de linéariser ce système et de réduire sa taille et la résolution devient facile.

I.4. Modèle biphasé de la machine

I.4.1. Transformation de Park

La transformation de **Park** permet le passage d'un système triphasé (**a, b, c**) fixe vers un système (**d, q, o**) orthogonal à l'aide de la matrice suivante:

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Avec : $[X_d \ X_q \ X_o]^t = [P(\theta)][X_a \ X_b \ X_c]^t$

X : peut être la tension, le courant ou le flux.

N.B : pour un système équilibré, la composante homopolaire est nulle $X_o = 0$.

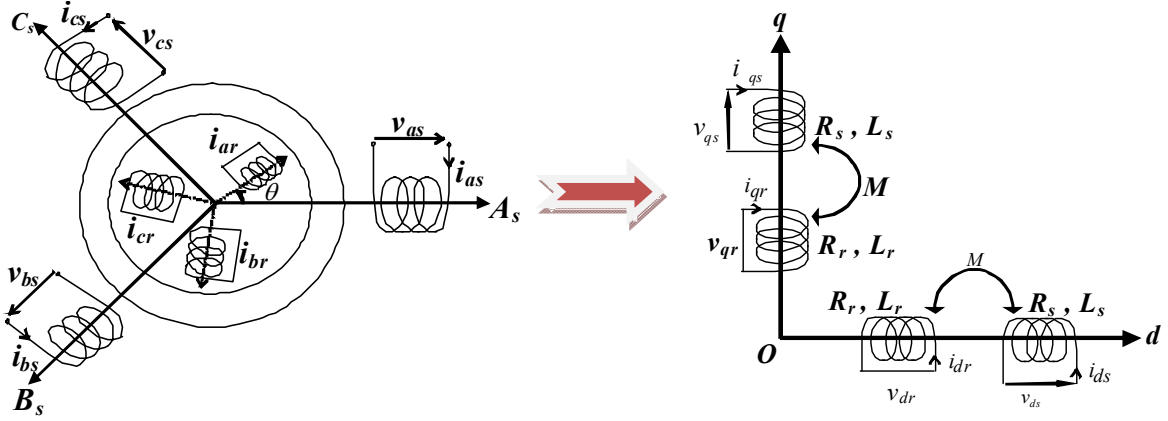


Figure 16. Transformée de Park appliquée aux enroulements de la machine asynchrone

Convention :

θ_p : Angle entre l'axe A_s et l'axe d . θ_r : Angle entre l'axe a_r et l'axe d .

$\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt}$: vitesse angulaire électrique des axes (d, q) par rapport au stator.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: vitesse angulaire électrique des axes (d, q) par rapport au rotor.

Dans le repère de Park les équations (1) et (2) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_p \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_p \Phi_{ds} \end{cases} ; \begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_p - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_p - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} ; \begin{cases} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (8)$$

Avec : $M_{sr} = M_{rs} = M$ Inductance mutuelle entre stator et rotor.

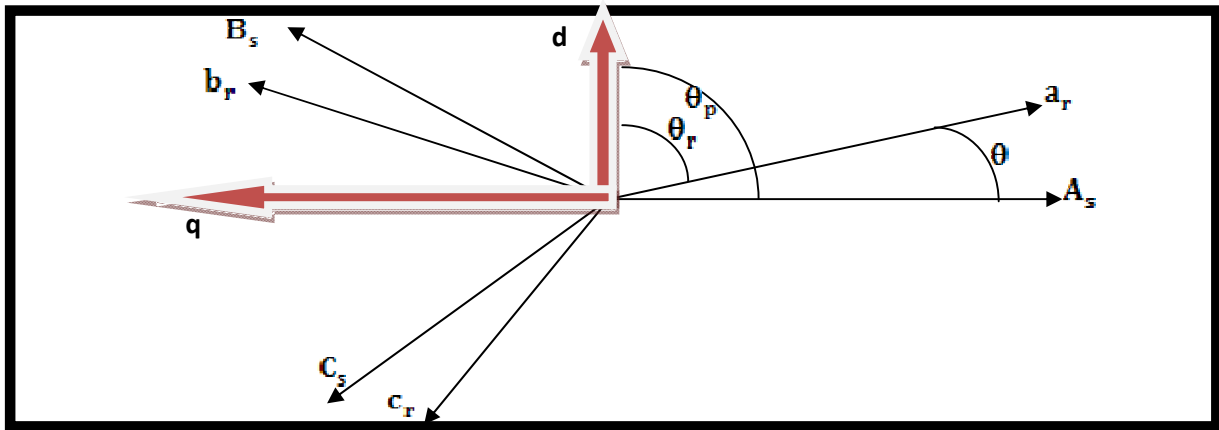


Figure 17. Représentation de la machine asynchrone

I.4.2. Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités concernant le choix du repère d'axes (d, q) qui dépendent des objectifs de l'application :

- référentiel lié au stator ($\omega_p = 0$)
- référentiel lié au rotor ($\omega_r = 0$)
- référentiel lié au champ tournant ($\omega_p = \omega_s$)

Le référentiel lié au champ tournant est utilisé pour la commande car les grandeurs statoriques qui deviennent continues, donc faciles à manipuler. Ainsi, les équations de la machine s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \end{cases} ; \begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{ds} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \Phi_{dr} \\ i_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} \Phi_{qr} \end{cases} ; \begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{\sigma L_r} \Phi_{dr} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \Phi_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{qr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} \Phi_{qs} \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (11)$$

Avec :

$\omega_r = (\omega_s - \omega)$: Pulsation des grandeurs électriques rotoriques.

ω_s : Pulsation des grandeurs électriques statoriques.

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

II. Commande par orientation du flux (commande vectorielle)

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

Après avoir choisi un référentiel d'axes (**d-q**) lié au champ tournant, on peut avoir trois méthodes d'orientation du flux :

➤ Orientation du flux rotorique : $\Phi_{rd} = \Phi_r$ et $\Phi_{rq} = 0$

➤ Orientation du flux magnétisant : $\Phi_{md} = \Phi_m$ et $\Phi_{mq} = 0$

➤ Orientation du flux statorique : $\Phi_{sd} = \Phi_s$ et $\Phi_{sq} = 0$

Où (Φ_{rd} , Φ_{sd} et Φ_{md}) sont le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant.

Les deux dernières méthodes d'orientation du flux (flux magnétisant et le flux statorique) sont moins utilisées que la première méthode (flux rotorique).

II.1. Commande vectorielle à flux rotorique orienté

Dans une machine à courant continu, le couple électromagnétique est contrôlé par le courant d'induit et le flux inducteur principal est contrôlé par le courant inducteur. Pour obtenir une situation similaire avec la machine asynchrone, il est nécessaire de décomposer le vecteur courant statorique en deux composantes : la composante directe permet de contrôler le flux et celle en quadrature contrôle le couple. Le rôle de la commande à concevoir donc est d'orienter le flux magnétique rotorique selon l'axe direct de telle façon à avoir sa composante en quadrature nulle : $\Phi_{rd} = \Phi_r$ et $\Phi_{rq} = 0$.

La figure (18) montre le calage de l'axe « **d** » sur le vecteur flux rotorique :

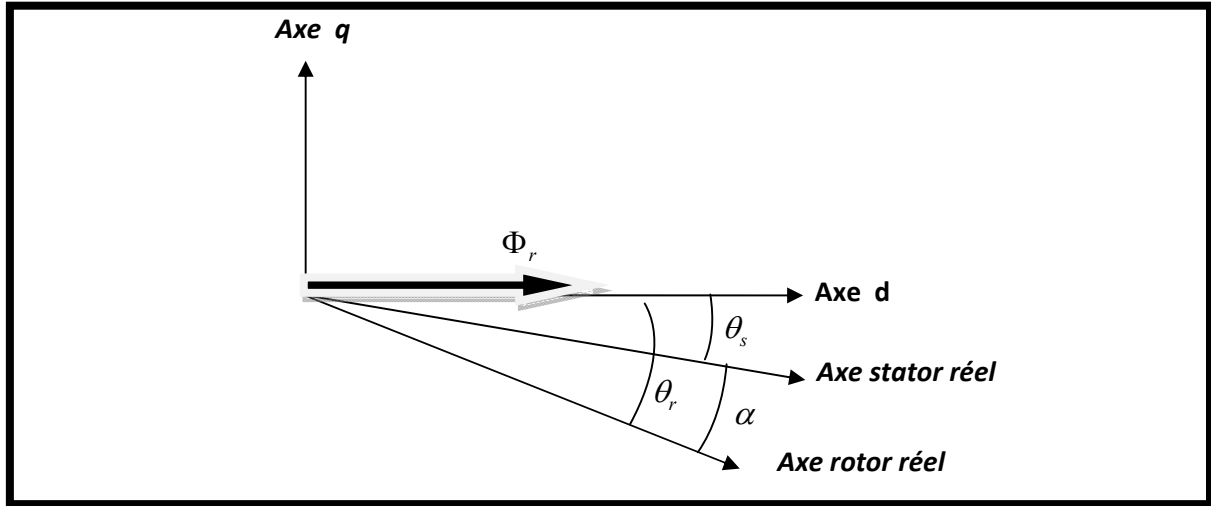


Figure 18. Orientation du flux rotorique sur l'axe d

Pour $\Phi_{rq} = 0$, les équations électromagnétiques de la machine asynchrone en régime non saturé se simplifient et deviennent :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \left(\frac{d\Phi_{sd}}{dt} \right) - \omega_s \Phi_{sq} \quad (12)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \left(\frac{d\Phi_{sq}}{dt} \right) + \omega_s \Phi_{sd} \quad (13)$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \quad (14)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \omega_r \Phi_{rd} \quad (15)$$

Avec :

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (16)$$

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad (17)$$

$$\Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \quad (18)$$

$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \quad (19)$$

L'expression du couple devient alors :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} i_{sq} \quad (20)$$

Cette expression montre que le couple est réglable par action sur i_{sq} seulement à condition d'avoir le flux Φ_{rd} constant.

D'autre part, l'équation (19) impose :

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (21)$$

A partir des équations (20) et (21) on constate, que l'évolution du couple qui suit celle de i_{sq} , peut être contrôlé par i_{rq} . En effet, à partir de l'équation (14) selon l'axe **d** On aura :

$$i_{rd} = -\frac{1}{R_r} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \quad (22)$$

En remplaçant cette dernière expression dans l'équation (18), on obtient:

$$(1 + T_r \frac{d}{dt}) \Phi_{rd} = M i_{sd} \quad (23)$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r}, \text{ (constante de temps rotorique).}$$

D'après les équations (20) et (23), on voit que le courant i_{sq} contrôle le couple et le courant i_{sd} contrôle le flux ; c'est le but recherché au départ, à savoir retrouver un découplage similaire à celui du moteur à courant continu.

II.2. Différents types de la commande vectorielle

II.2.1. Commande vectorielle indirecte

Le flux n'est pas régulé, les capteurs de flux, les estimateurs et les observateurs ne sont pas nécessaires. Nous n'avons donc pas de connaissance du module et de la phase du flux rotorique, ceci exige une mesure de la position rotorique. Cette commande est plus simple mais ses performances sont plus faibles par rapport à la commande directe, ceci est du à la sensibilité de ce type de commande face aux variations de la constante de temps rotorique.

II.2.2. Commande vectorielle directe

Elle exige la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique). Une première méthode consiste à mesurer le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibration, etc.) de plus la mesure est bruitée, Pour cette raison une deuxième méthode est celle de l'estimation (boucle ouverte) ou observation (boucle fermée) du flux à partir de mesures classiques (courant, tensions, vitesse), (**Voir figure 19**). Dans ce cours, cette commande sera développée.

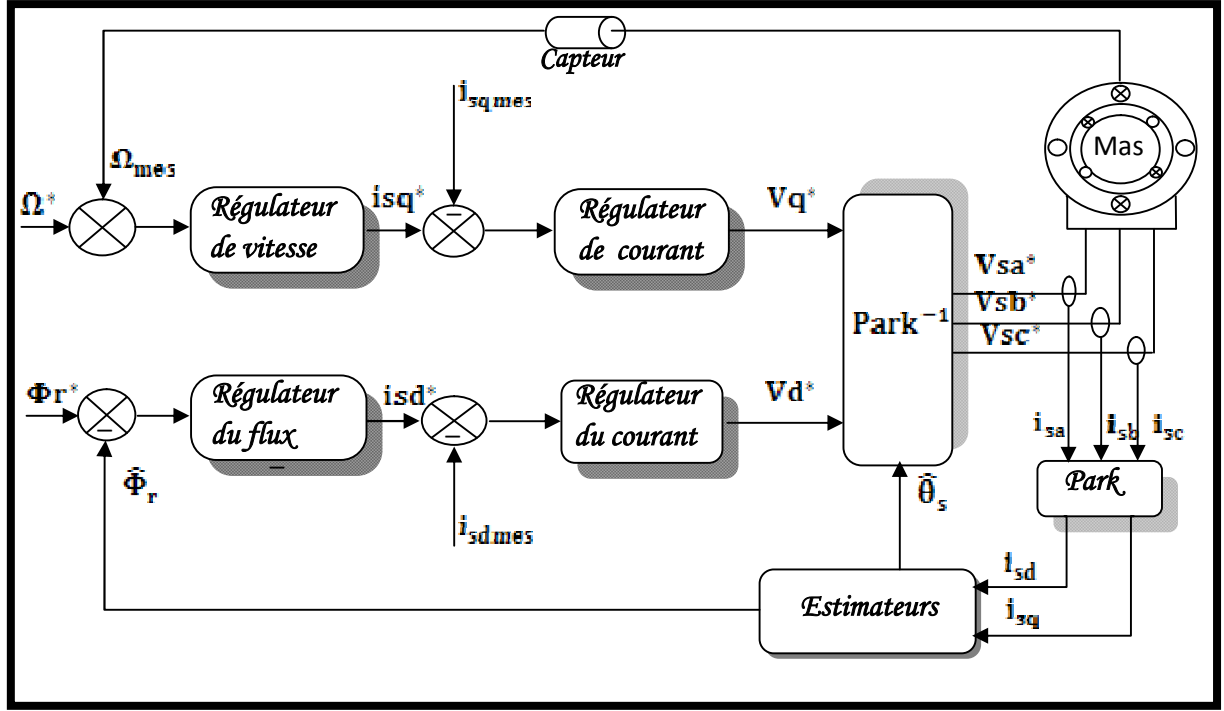


Figure 19. Représentation de la commande vectorielle directe de la MAS

II.3 Etude de la commande vectorielle directe (CVD) à flux rotorique orienté (Fig. 19)

II.3.1 Processus électrique

Considérons les expressions de Φ_{sd} et Φ_{sq} :

D'une part Φ_{sd} est donné par :

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \text{ Avec : } i_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sd} \quad (24)$$

Donc :

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} (\Phi_r - M i_{sd}) \quad (25)$$

Ou encore :

$$\Phi_{sd} = \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_r \quad (26)$$

Et d'autre part Φ_{sq} est donné par :

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad \text{Avec :} \quad i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq}$$

$$\text{Donc : } \Phi_{sq} = L_s i_{sq} - \frac{M^2}{L_r} i_{sq} = \sigma L_s i_{sq} \quad (27)$$

On remplace dans l'équation des tensions (12) Φ_{sd} par (26) et Φ_{sq} par (27) :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt}(\sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_r) - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \quad (28)$$

On remplace dans l'équation (28) par l'expression de Φ_r (équation 23), on obtient :

$$v_{sd} = (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r} R_r \Phi_r$$

En posant :

$$e_{sd} = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} R_r \Phi_r$$

On obtient :

$$v_{sd} + e_{sd} = (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \quad (29)$$

De même, on remplace dans l'équation des tensions (13) Φ_{sd} et Φ_{sq} :

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt}(\sigma L_s i_{sq}) + \omega_s (\sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_r) \quad (30)$$

On remplace dans l'équation (30) par l'expression de Φ_r (équation 23):

$$v_{sq} = (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_r - \frac{M^2}{L_r T_r} i_{sq}$$

En posant :

$$e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{M^2}{L_r T_r} i_{sq}$$

On obtient :

$$v_{sq} + e_{sq} = (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \quad (31)$$

L'analyse des expressions (28) et (30), montre qu'il y'a couplage entre les axes **d** et **q** ; c'est-à-dire que toute action sur v_{sq} en vue de modifier le couple se répercute sur la valeur du flux et vis-versa. De ce fait, la partie électrique apparait sous cette forme comme deux processus mono-variables couplés par les grandeurs de perturbation e_{sd} et e_{sq} .

II.3.2 Découplage par compensation

Le but de cette partie consiste à réaliser un découplage entre les axes **d** et **q**. Ceci passe à travers l'estimation des perturbations (\hat{e}_{sd} et \hat{e}_{sq}), ce qui permet de les retrancher du processus. Le découplage est réalisé une fois obtenues les expressions suivantes : $e_{sd} = \hat{e}_{sd}$ et $e_{sq} = \hat{e}_{sq}$, et alors, les tensions v_{sd} et v_{sq} permettent respectivement le réglage séparé du flux et du couple.

Les équations (29) et (31) montrent que pour pouvoir établir la commande, on doit connaître à tout instant les valeurs de Φ_r, i_{sd}, i_{sq} et ω_s .

Dans le cas de la commande directe, ces variables peuvent être obtenues en effectuant des mesures, cependant, la pulsation rotorique dans une machine à cage n'est pas mesurable à l'aide d'un capteur, ainsi que le flux, (courant magnétisant), il faut alors prévoir des capteurs lors de la construction de la machine. Mais à cause des problèmes de fiabilité et de robustesse on est alors obligé de faire recours à la théorie des estimateurs (cas de la boucle ouverte) ou des observateurs (cas de la boucle fermée) pour résoudre ces problèmes. Dans notre travail on a recours aux estimateurs.

II.3.3 Estimation

➤ Estimation de Φ_r

Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques.

A partir de : $\Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd}$ et de $i_{rd} = -\frac{1}{R_r} \frac{d\Phi_{rd}}{dt}$, on obtient :

$$\Phi_r = -\frac{L_r}{R_r} \frac{d\Phi_r}{dt} + M i_{sd}$$

Soit :

$$\Phi_r + \frac{L_r}{R_r} \frac{d\Phi_r}{dt} = M i_{sd} \quad \text{qui peut être réécrit en utilisant la notation de Laplace :}$$

$$\ll S \gg = \frac{d}{dt}$$

$$\Phi_r \left(1 + \frac{L_r}{R_r} S\right) = M i_{sd} \quad \text{Ou encore en posant } \frac{L_r}{R_r} = T_r, \quad \Phi_r (1 + T_r S) = M i_{sd}$$

Donc : $\hat{\Phi}_r = \frac{M}{1 + T_r S} i_{sd}$

Le flux Φ_r peut être estimé par $\hat{\Phi}_r$ à partir du courant i_{sd} qui est accessible à partir de la mesure des courants réels statoriques et de la réalisation de la transformation de **Park**.

➤ Estimation de ω_s et θ_s

L'estimation du flux sera réalisable sous réserve que l'on puisse faire la transformation de **Park**, ce qui suppose la connaissance de l'angle θ_s .

A partir de : $0 = R_r i_{rq} + \omega_r \Phi_{rd}$ et de $\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0$

On tire : $\omega_r = -\frac{R_r}{\Phi_r} i_{rq}$

Donc : $\hat{\omega}_r = \frac{M}{\hat{\Phi}_r} \frac{R_r}{L_r} i_{sq}$, $\hat{\theta}_r = \int \frac{M}{\hat{\Phi}_r} \frac{R_r}{L_r} i_{sq} dt + \theta_{ro}$ et $\hat{\theta}_s = \hat{\theta}_r + \alpha$

θ_s Sera donc estimée à partir de la mesure de α (codeur incrémental), et du courant i_{sq} grandeur statorique accessible à partir de la mesure des courants réels statoriques.

II.3.4 Schéma simplifié de la commande

Les expressions (29) et (31) débouchent sur les fonctions de transfert suivantes :

$$F_d(S) = \frac{i_{sd}(s)}{v_{sd}(s) + e_{sd}(s)} = \frac{1/\gamma}{1 + \left(\frac{\sigma L_s}{\gamma}\right) s}$$

$$F_q(S) = \frac{i_{sq}(s)}{v_{sq}(s) + e_{sq}(s)} = \frac{1/\gamma}{1 + \left(\frac{\sigma L_s}{\gamma}\right) s} \quad \text{Avec :} \quad \gamma = R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}$$

La figure (20) représente alors le schéma fonctionnel du contrôle, qui à priori peut être envisagé suivant deux stratégies, selon que les perturbations non linéaires (e_{sd} et e_{sq}) sont compensées ou non. La compensation a pour effet de découpler les deux processus grâce à une reconstitution en temps réel de ces perturbations réciproques qui dans le cas présent sont mesurables. Dans de telles conditions, le système devient linéaire et les expressions de i_{sd} et i_{sq} sont :

$$i_{sd}(s) = F_d(s)[v_{sd}(s) + e_{sd}(s)] = F_d(s)[U_{sd}(s) - \hat{e}_{sd}(s) + e_{sd}(s)] = F_d(s)[U_{sd}(s)]$$

$$i_{sq}(s) = F_q(s)[v_{sq}(s) + e_{sq}(s)] = F_q(s)[U_{sq}(s) - \hat{e}_{sq}(s) + e_{sq}(s)] = F_q(s)[U_{sq}(s)]$$

Ces deux expressions sont correctes lorsque $\hat{e}_{sd}(s) = e_{sd}(s)$ et $\hat{e}_{sq}(s) = e_{sq}(s)$

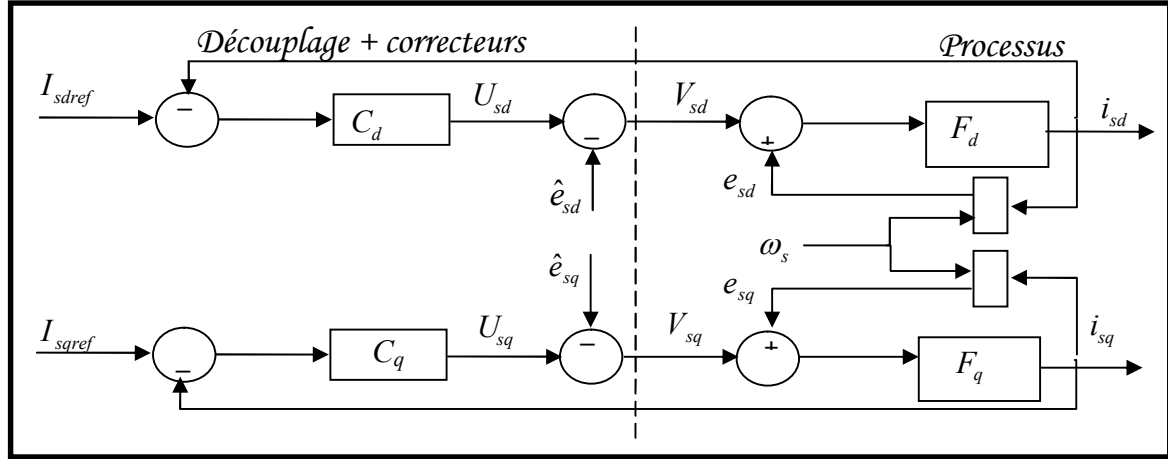


Figure 20. Schéma fonctionnel du contrôle du couple et du flux

II.4. Synthèse des régulateurs

II.4.1. Régulateurs des courants

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consignes, des régulateurs de courant agissant sur les tensions de commande sont indispensables (si nous considérons une alimentation en tension, comme nous sommes en train de le faire). Le régulateur que nous utilisons est du type proportionnel-intégral (**PI**), et son dimensionnement sera basé simplement sur l'annulation des pôles dominants et zéro du système.

II.4.1.1. Régulateur du courant i_{sd} (flux)

Le régulateur du courant i_{sd} fournit la tension de référence v_{sd} . La fonction de transfert de ce régulateur est :

$$C_d(s) = k_d \frac{1 + t_d s}{t_d s}$$

$C_d(s)$ est adapté de manière à compenser la constante de temps du processus à réguler F_d .

II.4.1.2. Régulateur du courant i_{sq} (couple)

Le régulateur du courant i_{sq} fournit la tension de référence v_{sq} . La fonction de transfert de ce régulateur est :

$$C_q(s) = k_q \frac{1 + t_q s}{t_q s}$$

$C_q(s)$ est adapté de manière à compenser la constante de temps du processus à réguler F_q .

II.4.2. Régulateur du flux

Le régulateur de flux fournit la valeur de référence du courant i_{sd} , la fonction de transfert qui relie la sortie du flux avec sa référence en boucle ouverte est donnée par :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = \frac{M}{1 + T_r s} \frac{1}{1 + \tau_d s} = F_\phi$$

Le régulateur du flux est de type **PI** et a pour fonction de transfert :

$$C_\phi(s) = k_\phi \frac{1 + t_\phi s}{t_\phi s}$$

$C_\phi(s)$ Est adapté de manière à compenser la constante de temps du processus F_ϕ .

II.4.3. Régulateur de la vitesse

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu, ce qui facilite la synthèse du contrôle de la vitesse.

Pour rendre encore plus facile cette synthèse on néglige le coefficient de frottement, donc le processus à commander se définit à partir de l'équation mécanique suivante :

$$\Omega(s) = \frac{1}{J_s} (C_e(s) - C_s(s))$$

$$\text{Avec : } C_e(s) = p \frac{M}{L_r} \Phi_r i_{sq} = p \frac{M}{L_r} \Phi_r^* \frac{1}{1 + \tau_q s} i_{sq}^*$$

$$\text{Soit : } C_e(s) = F_c(s) i_{sq}^*$$

A partir de ces équations on déduit le schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse illustré dans la figure **(20)**.

L'analyse de l'équation mécanique montre que pour obtenir de bonnes performances (erreur statique nulle), la réponse en régulation (à une perturbation de charge) doit être nulle.

Remarque : Pour la boucle de réglage de vitesse, ce schéma utilise une boucle principale PI et une boucle secondaire P pour avoir un bon réglage.

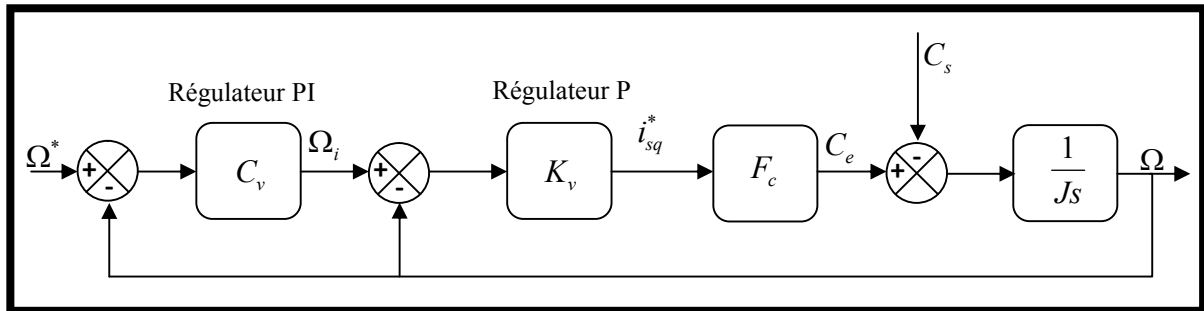


Figure 20. Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse

II.5. Quelques Résultats de simulation (exemple traité en PFE)

Les simulations présentées dans ce paragraphe correspondent au réglage proposé. Les performances de cette commande ont été testées à partir de la simulation d'un démarrage à vide suivi d'une perturbation de charge (**Fig.21**).

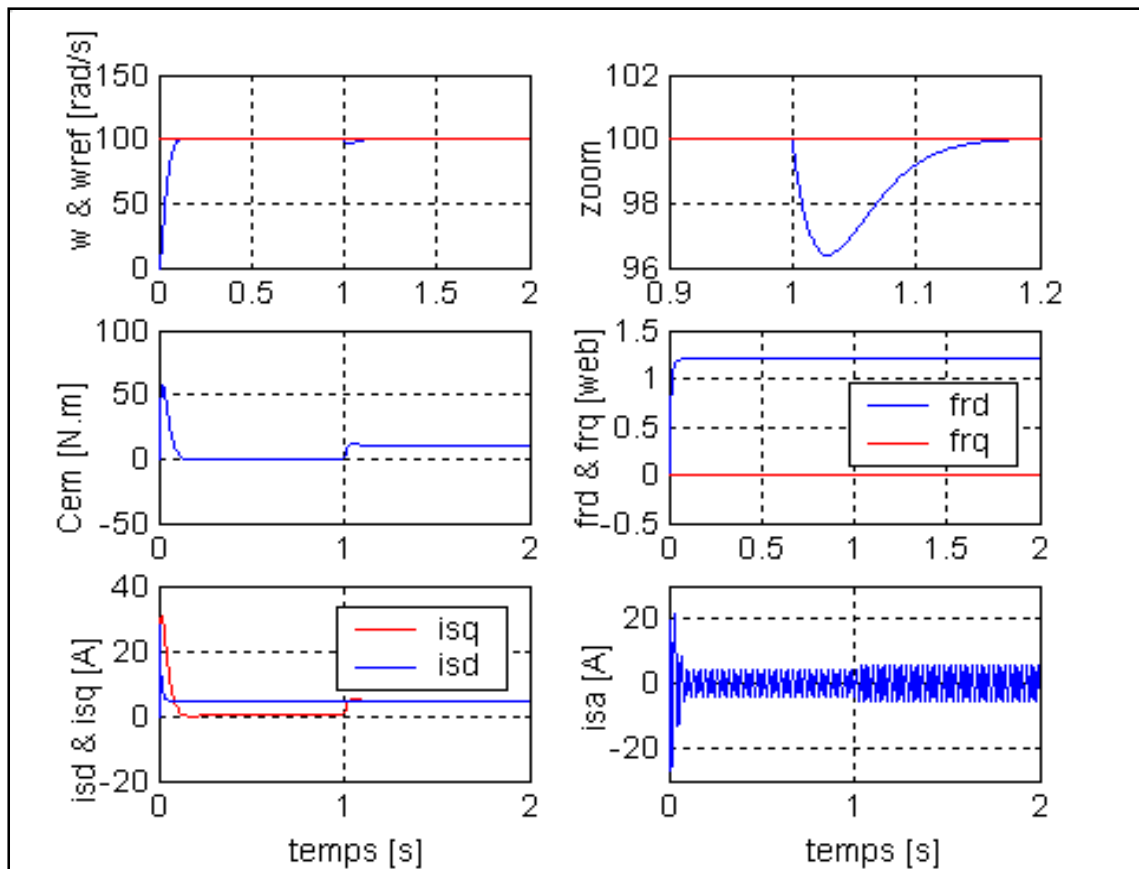


Figure 21. Performances d'un réglage de vitesse par flux rotorique orienté