

PARTIE II. COMMANDE DES MOTEURS ASYNCHRONES

1. Constitution. Principe de fonctionnement

1.1 Définition

Machine électrique tournante réalisant la transformation de la puissance électrique reçue sous forme de courant alternatif en puissance mécanique. Ayant $2p$ pôles et étant reliée à un réseau de fréquence f , cette machine tourne à une fréquence légèrement inférieure à la fréquence synchrone n_s définie par: $n_s = f/p$.

1.2 Constitution

- Circuit magnétique : Composé de deux armatures cylindriques concentriques (l'une creuse, l'autre pleine) séparées par un entrefer étroit.
- Stator : Armature immobile ; elle porte un enroulement triphasé à (p) paires de pôles relié au réseau d'alimentation.
- Rotor : C'est l'armature tournante qui n'est reliée électriquement à aucune source d'énergie. On y loge un enroulement polyphasé mis en court-circuit. Cette armature peut être de diverses sortes : bobinée, à cage, massive.

1.3 Principe

Les courants statoriques de fréquence f (pulsation $\omega_s = 2\pi f$) créent un champ tournant à la vitesse synchrone $\Omega_s = \omega/p$. Ce flux balayant le bobinage rotorique y induit des f.e.m. Ce bobinage étant en court-circuit, ces f.e.m. y produisent des courants. C'est l'action du flux tournant statorique sur les courants rotoriques qu'il a lui-même induit qui crée le couple. C'est pour cela que ce moteur est souvent appelé moteur d'induction.

2. Grandeurs caractéristiques

2.1 Glissement

Si le rotor tournait à la vitesse synchrone Ω_s , donc aussi vite que le flux, le flux à travers chacune des bobines rotoriques serait constant. Au rotor, il n'y a plus de f.e.m. induites, donc plus de courant et plus de couple. Le rotor tourne nécessairement à une vitesse Ω inférieure à la vitesse Ω_s du champ. Ω est d'autant plus inférieure à Ω_s que la charge entraînée le freine davantage, donc que le moteur doit développer un couple plus important.

- ✓ Puisque Ω diffère de Ω_s , c'est un moteur asynchrone.
- ✓ $(\Omega_s - \Omega)$ est la vitesse de glissement.

Le rapport de la vitesse de glissement ($\Omega_s - \Omega$) à la vitesse synchrone (Ω_s) donne le glissement (g).

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (\text{II. 1})$$

Avec:

$$\omega_s = p\Omega_s, \text{ et } \omega = p\Omega \quad (\text{II. 2})$$

$$n_s = \frac{\Omega_s}{2\pi} \text{ et } n = \frac{\Omega}{2\pi} \quad (\text{II. 3})$$

2.2 Fréquence rotorique

Le bobinage rotorique est balayé par le flux tournant statorique à la vitesse de glissement ($\Omega_s - \Omega$).

La pulsation des grandeurs rotoriques est :

$$\omega_r = p(\Omega_s - \Omega) = \omega_s - \omega \quad (\text{II. 4})$$

Puisque :

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \Rightarrow \omega_r = g \omega_s \Rightarrow f_r = g f \quad (\text{II. 5})$$

2.3 Effets des courants rotoriques. Flux résultant

Les courants rotoriques de pulsation ($g\omega_s$) passant dans les enroulements du rotor créent une f.m.m.

ε_r et un flux φ_r dont la vitesse par rapport au rotor est :

$$g \frac{\omega_s}{p} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \Omega_s = \Omega_s - \Omega \quad (\text{II. 6})$$

Par rapport au stator, la vitesse est :

$$\Omega + (\Omega_s - \Omega) = \Omega_s \quad (\text{II. 7})$$

❖ $\forall g$, les f.m.m. et les flux dûs aux courants statoriques et rotoriques tournent à la même vitesse (Ω_s).

3. Modèle de la machine asynchrone en régime permanent

3.1 Equations de fonctionnement

Phase statorique :

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{II. 8})$$

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:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \quad (\text{II. 9})$$

Phase rotorique :

$$0 = v_r = R_r i_r + \frac{d\varphi_r}{dt} \quad (\text{II. 10})$$

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:

$$0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (\text{II. 11})$$

3.2 Etude du régime permanent

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

3.2.1. Equation des flux

Stator :

$$\bar{\Phi}_s = \mathcal{L}_s \bar{I}_s + \mathcal{M} \bar{I}_r \quad (\text{II. 12})$$

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 :

$$\bar{\Phi}_r = \mathcal{L}_r \bar{I}_r + \mathcal{M} \bar{I}_s \quad (\text{II. 13})$$

Avec ;

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

3.2.2 Equations en tensions

Phase statorique :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \mathcal{L}_s \bar{I}_s + j\omega_s \mathcal{M} \bar{I}_r \quad (\text{II. 14})$$

Phase rotorique :

$$0 = R_r \bar{I}_r + jg\omega_s \mathcal{L}_r \bar{I}_r + jg\omega_s \mathcal{M} \bar{I}_s \quad (\text{II. 15})$$

Soit en divisant par g , on aura ;

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s \mathcal{L}_r \bar{I}_r + j\omega_s \mathcal{M} \bar{I}_s \quad (\text{II. 16})$$

3.3 Schéma équivalent

3.3.1 Modèle à inductances couplées

Les équations (II.14) et (II.15) nous permettent de tracer le schéma équivalent de la figure II.1 :

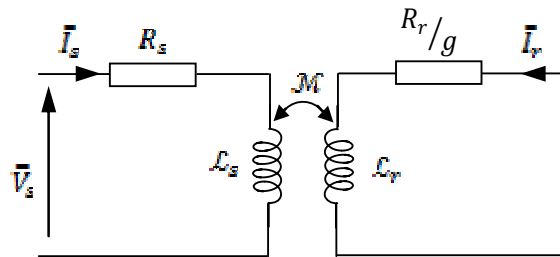


Fig. II.1 Schéma équivalent du moteur asynchrone-Modèle à inductances couplées

3.3.2 Modèle à inductances de fuites partielles

Les équations (II.14) et (II.15) peuvent être réécrites comme suit :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s (\mathcal{L}_s - \mathcal{M}) \bar{I}_s + j\omega_s \mathcal{M} (\bar{I}_r + \bar{I}_s) \quad (\text{II. 17})$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s (\mathcal{L}_r - \mathcal{M}) \bar{I}_r + j\omega_s \mathcal{M} (\bar{I}_s + \bar{I}_r) \quad (\text{II. 18})$$

Aux relations (II.17) et (II.18) correspond le schéma équivalent de la figure II.2.

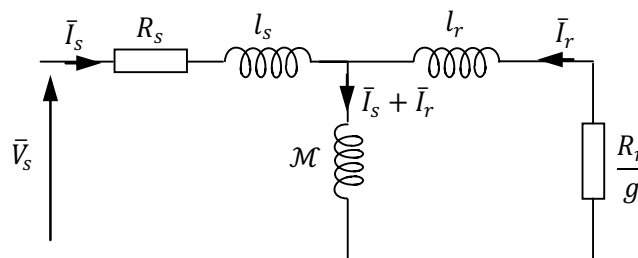


Fig. II.2 Schéma équivalent du moteur asynchrone-Modèle à inductances de fuites partielles

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

3.3.3 Modèle à fuites totalisées au rotor ramené au stator

Réécrivons les relations de flux statoriques et rotoriques ;

On a au stator :

$$\bar{\Phi}_s = \mathcal{L}_s \bar{I}_s + \mathcal{M} \bar{I}_r = \mathcal{L}_s \left(\bar{I}_s + \frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_s} \bar{I}_r \right) = \mathcal{L}_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (\text{II. 19})$$

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

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

Au rotor, on aura :

$$\bar{\Phi}_r = \mathcal{L}_r \bar{I}_r + \mathcal{M} \bar{I}_s = \mathcal{L}_r \bar{I}_r - \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_s} \bar{I}_r + \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_s} \bar{I}_r + \mathcal{M} \bar{I}_s \quad (\text{II. 20})$$

Soit;

$$\bar{\Phi}_r = \mathcal{L}_r \left(1 - \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_s \mathcal{L}_r} \right) \bar{I}_r + \mathcal{M} \left(\bar{I}_s + \frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_s} \bar{I}_r \right) = \sigma \mathcal{L}_r \bar{I}_r + \mathcal{M} (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (\text{II. 21})$$

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

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

$$\bar{\Phi}_r = N_r \bar{I}_r + \mathcal{M} (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (\text{II. 22})$$

Reprenons les équations des tensions statoriques et rotoriques ;

On a au stator :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \mathcal{L}_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (\text{II. 23})$$

Au rotor :

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s \bar{\Phi}_r = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s N_r \bar{I}_r + j\omega_s \mathcal{M} (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (\text{II. 24})$$

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

$$0 = \frac{R_r}{g} \left(\frac{\mathcal{L}_s}{\mathcal{M}} \right)^2 \bar{I}_r \frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_s} + j\omega_s N_r \left(\frac{\mathcal{L}_s}{\mathcal{M}} \right)^2 \bar{I}_r \frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_s} + j\omega_s \mathcal{L}_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (\text{II. 25})$$

$$0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + j\omega_s N'_r \bar{I}'_r + j\omega_s \mathcal{L}_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (\text{II. 26})$$

Les relations (II.23) et (II.26) nous permettent de tracer le schéma équivalent de la figure II.3 représenté ci-après :

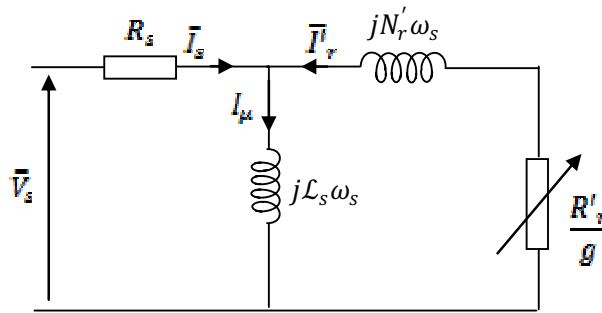


Fig. II.3 Schéma équivalent du moteur asynchrone-Modèle à Fuites totalisées au rotor ramené au stator

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 \mathcal{L}_s , ce qui donne en définitif le schéma de la figure II.4.

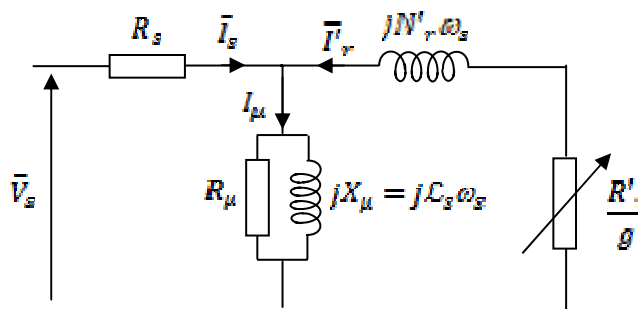


Fig. II.4 Schéma équivalent du moteur asynchrone-Modèle à fuites totalisées au rotor ramené au stator avec prise en compte des pertes fer

Remarque :

Pour les moteurs de grandes puissances, la résistance R_s est très faible, si bien que la chute de tension à ses bornes peut être négligée, ce qui revient à appliquer \bar{V}_s directement aux bornes de l'ensemble des branches en parallèle.

4. Bilan des puissances-Couple

4.1 Bilan des puissances

Puissance active :

-Le moteur absorbe une puissance active donnée par :

$$P_a = 3V_s I_s \cos \varphi_s \quad (\text{II. 27})$$

-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).

$$P_{tr} = P_a - p_{js} - p_{fs} \quad (\text{II. 28})$$

Avec ;

$$p_{js} = 3R_s I_s^2, \text{ et } p_{fs} = 3 \frac{V_s^2}{R_f} \quad (\text{II. 29})$$

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.

$$P_m = P_{tr} - p_{jr} = P_{tr} - 3R'_r I_r^2 = P_{tr} - 3R'_r I_r'^2 \quad (\text{II. 30})$$

-De la puissance mécanique, on soustrait les pertes mécaniques p_m pour arriver à la puissance utile ;

$$P_u = P_m - p_m \quad (\text{II. 31})$$

Le schéma de la figure II.5 montre l'écoulement de la puissance de l'entrée vers la sortie ;

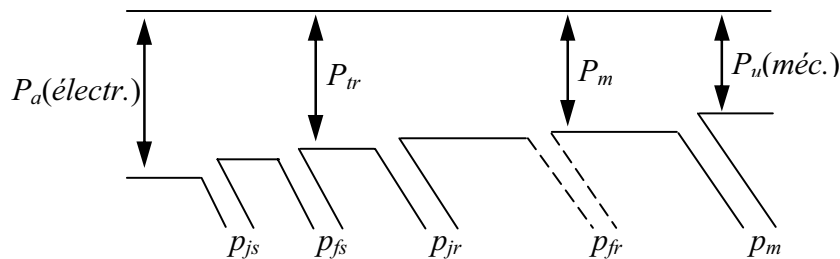


Fig. II.5 Représentation schématique du bilan des puissances

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 ;

$$P_{tr} = 3 \frac{R'_r}{g} I_r'^2 \quad (\text{II. 32})$$

Or :

$$p_{jr} = 3R'_r I_r'^2 \quad (\text{II. 33})$$

Donc ;

$$p_{jr} = gP_{tr} \quad (\text{II. 34})$$

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 :

$$Q_a = 3 \frac{V_s^2}{\mathcal{L}_s \omega_s} + 3N_r' \omega_s I_r'^2 \quad (\text{II. 35})$$

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.

4.2 Couple

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

$$C_m = \frac{P_m}{\Omega} \quad (\text{II. 36})$$

Or ;

$$P_m = P_{tr} - p_{jr} = P_{tr} - gP_{tr} = (1 - g)P_{tr} \quad (\text{II. 37})$$

Et,

$$\Omega = (1 - g)\Omega_s \quad (\text{II. 38})$$

Donc ;

$$C_m = \frac{P_m}{\Omega} = \frac{(1 - g)P_{tr}}{(1 - g)\Omega_s} = \frac{P_{tr}}{\Omega_s} \quad (\text{II. 39})$$

$$C_m = \frac{p}{\omega_s} P_{tr} = \frac{p}{\omega_s} 3 \frac{R_r'}{g} I_r'^2 \quad (\text{II. 40})$$

Le schéma équivalent (Fig. II.4) donne (en supposant R_s très faible) ;

$$I_r' = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2}} \quad (\text{II. 41})$$

$$C_m = 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{\frac{R_r'}{g}}{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2} \quad (\text{II. 42})$$

4.3 Caractéristique mécanique $C_m(\Omega)$

La relation (II.42) 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 :

$$C_m = 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{R_r'}{\frac{R_r'^2}{g} + g N_r'^2 \omega_s^2} \quad (\text{II. 43})$$

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 :

$$g_M = \frac{R_r'}{N_r' \omega_s} \quad (\text{II. 44})$$

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

$$C_M = \frac{3}{2} \frac{p}{N_r'} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (\text{II. 45})$$

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' .

Tracé de la caractéristique mécanique :

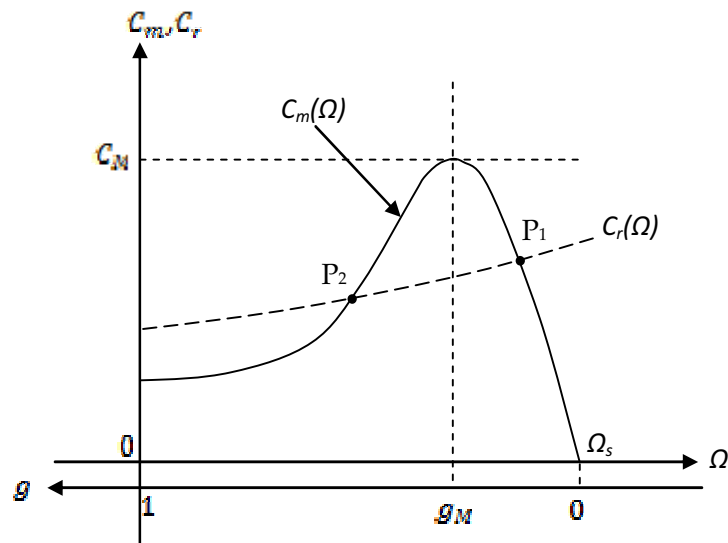


Fig. II.6 Allure de la caractéristique mécanique

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 devant1 (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.

5. Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones

Les différents procédés envisageables consistent à mettre à profit les modifications de la caractéristique couple-vitesse résultant de la variation des paramètres intervenant dans l'expression de $C(g)$.

D'après l'expression (II.42) du couple moteur, les paramètres sur lesquels on peut agir pour modifier la caractéristique mécanique sont:

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

5.1 Action sur la tension d'alimentation

Le procédé le plus simple pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone consiste à alimenter la machine à fréquence constante mais à faire varier la valeur de la tension à ses bornes.

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 :

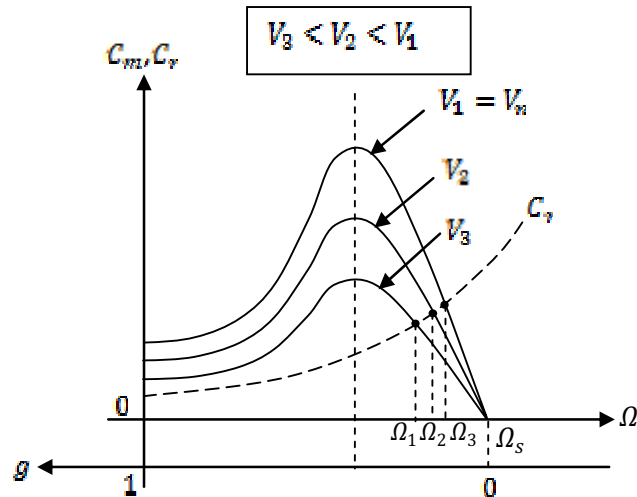


Fig. II.7 Modification des caractéristiques mécaniques par la tension d'alimentation

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,.....)

Mise en œuvre :

Pour régler la vitesse lorsqu'on utilise ce procédé, on place entre le réseau et le moteur un gradateur pour chacune des phases (Fig. II.8). Chaque branche se compose de deux thyristors montés en tête-bêche, permettent de tronquer successivement et symétriquement chaque alternance de la tension

diminuant ainsi la valeur efficace. Cette solution déforme cependant l'onde de tension engendrant des pertes supplémentaires.

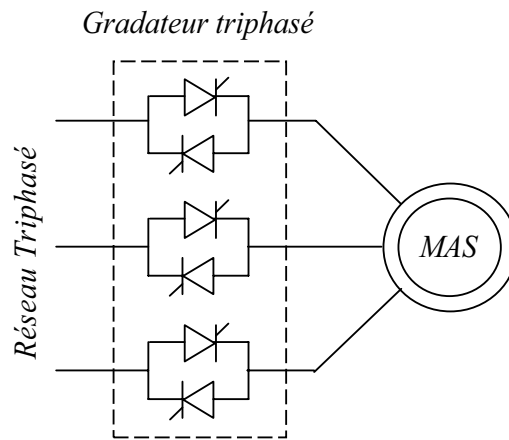


Fig. II.8 Moteur asynchrone associé à un gradateur triphasé

5.2 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).

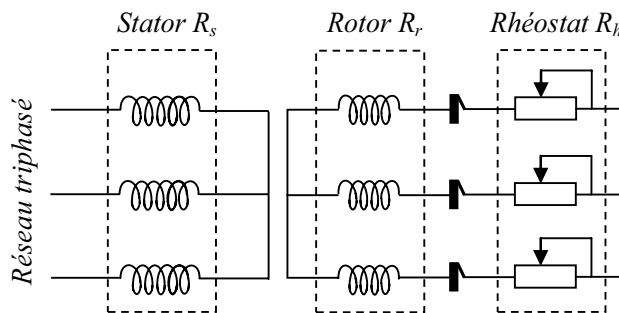


Fig. II.9 Moteur asynchrone et rhéostat rotorique

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.

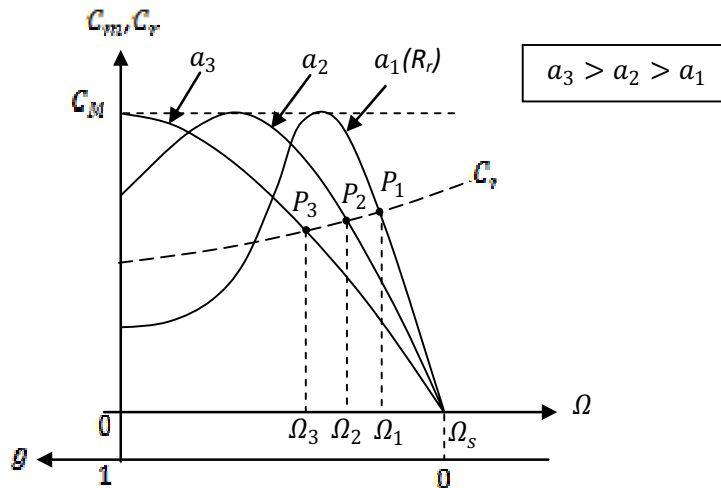


Fig. II.10 Modification des caractéristiques du moteur par insertion de rhéostat rotorique

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.

5.3 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.

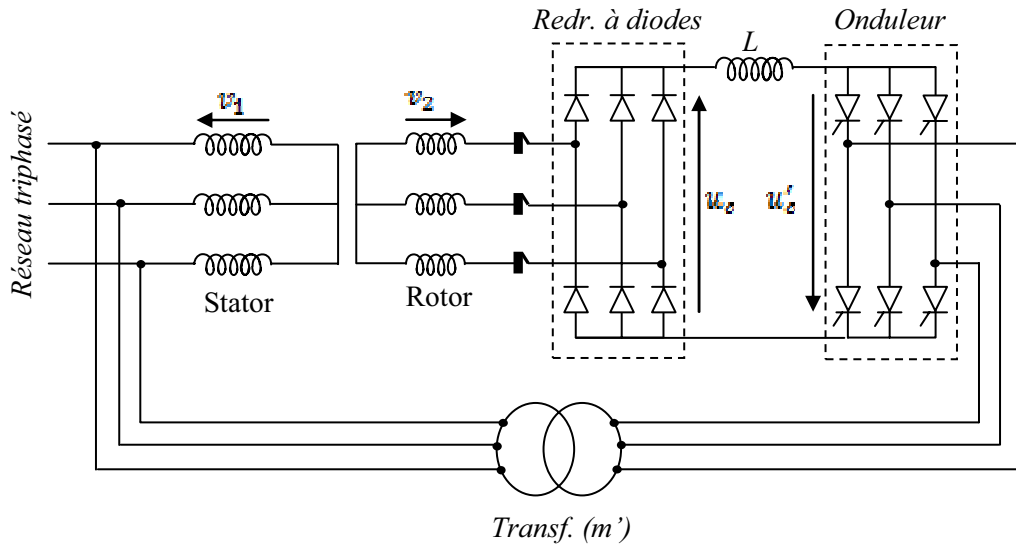


Fig. II.11 Schéma de principe de la cascade hyposynchrone

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 :

$$V_2 = gm \frac{U_1}{\sqrt{3}} \tag{II. 46}$$

$$\text{Avec: } m = \frac{k_2 N_2}{k_1 N} \tag{II. 47}$$

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 :

$$U_c = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} g m U_1 \tag{II. 48}$$

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

$$U_c' = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} m' U_1 \cos \alpha \quad (\text{II. 49})$$

$$\text{Avec: } m' = \frac{N_2}{N_1} \quad (\text{II. 50})$$

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 ;

$$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} g_0 m U_1 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} m' U_1 \cos \alpha \quad (\text{II. 51})$$

Ce qui donne :

$$g_0 = -\frac{m'}{m} \cos \alpha \quad (\text{II. 52})$$

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 ;

$$g_{0max} = k = \frac{m'}{m} \quad (\text{II. 53})$$

En définitive :

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.

5.4 Variation de la fréquence de la fréquence d'alimentation

Pour expliquer le principe de cette méthode de réglage, réécrivons la relation (II.42) du couple comme suit :

$$C_m = 3p\Phi_s^2 \frac{R_r' \omega_r}{R_r'^2 + (N_r' \omega_r)^2} \quad (\text{II. 54})$$

Pour contrôler le couple électromagnétique de la machine asynchrone, nous voyons d'après la relation (II.54) qu'il faut contrôler le flux et la pulsation des grandeurs rotoriques ω_r (grandeur pas directement accessible).

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

$$C_m = \frac{3p}{R_r'} \Phi_s^2 \omega_r = \frac{3p}{R_r'} \Phi_s^2 (\omega_s - \omega) = \frac{3p^2}{R_r'} \Phi_s^2 (\Omega_s - \Omega) \quad (\text{II. 55})$$

A flux constant, on peut écrire :

$$C_m = A(\Omega_s - \Omega) \tag{II.56}$$

La relation (II.56) montre que la caractéristique $C(\Omega)$ est paramétrée par Ω_s (ou ω_s). Lorsqu'on fait varier la valeur de la vitesse (pulsation) synchrone, on obtient le faisceau de caractéristiques schématisé à la figure (II.12) ci après :

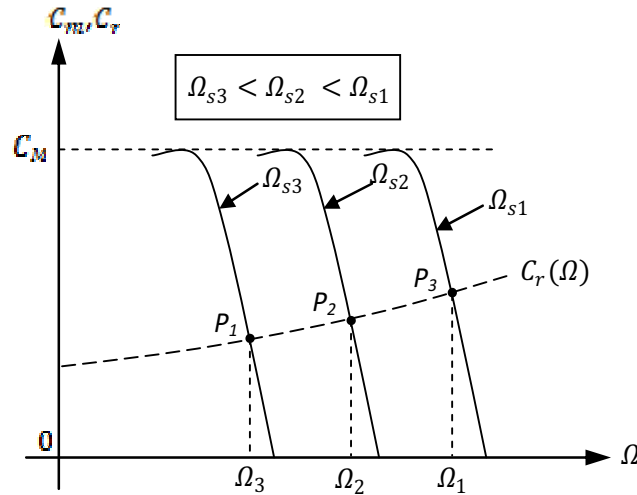


Fig. II.12 Modification des caractéristiques du moteur par changement de la pulsation des tensions statoriques

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.*

6. 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).

6.1 Alimentation en tension de la machine

Dans ce cas, la machine est alimentée par un onduleur de tension à MLI. La valeur efficace des tensions statoriques V_s doit être réglée de façon à 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 :

$$\Phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (\text{II.57})$$

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.

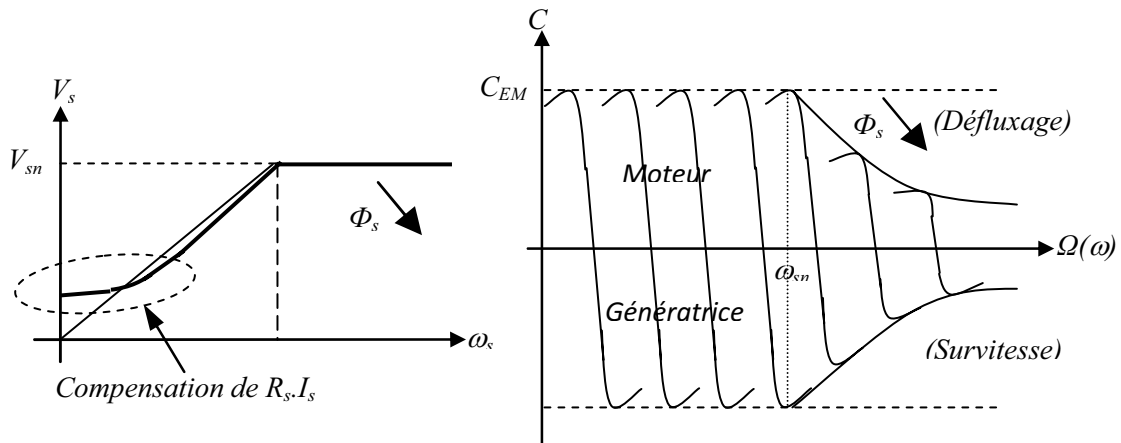


Fig. II.13 Caractéristiques de réglage par variation de la fréquence d'alimentation d'une machine asynchrone

6.1.1 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.

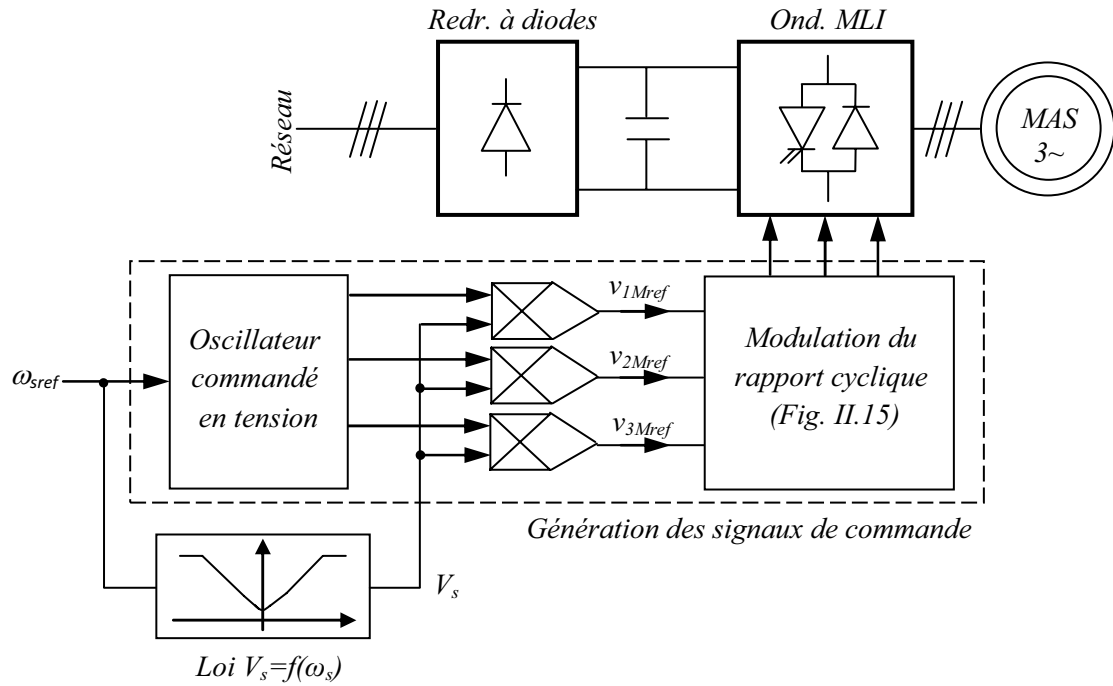


Fig. II.14 Schéma structurel de la commande scalaire (boucle ouverte) du moteur asynchrone

La figure II.15 décrit le schéma de principe utilisé pour la modulation du rapport cyclique de l'onduleur.

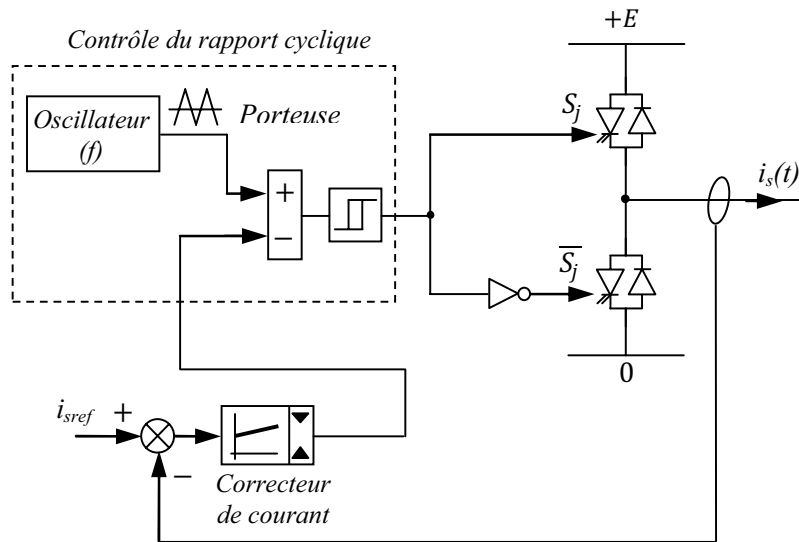


Fig. II.15 Principe de génération des signaux de commande de l'onduleur

6.1.2 Réalisation de l'asservissement de vitesse

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.

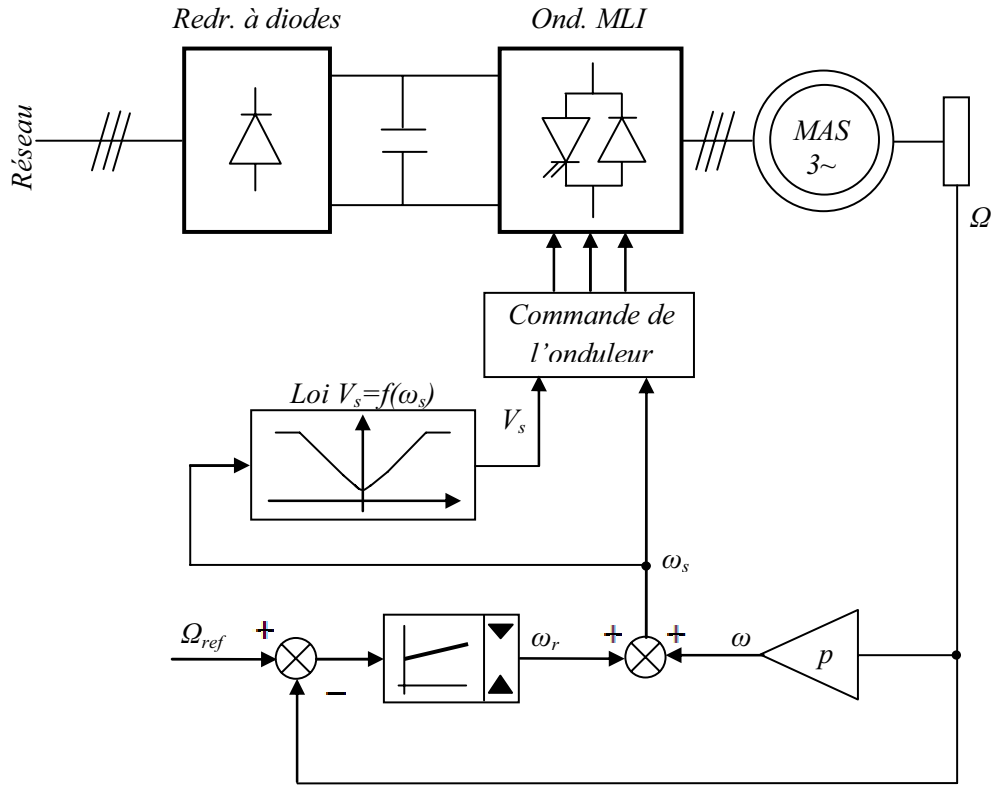


Fig. II.16 Schéma structurel de l'asservissement de vitesse d'un moteur asynchrone alimenté en tension

6.2 Alimentation en courant de la machine

Pour contrôler le couple électromagnétique de la machine asynchrone, il faut maintenir le flux statorique constant et contrôler la pulsation ω_r . Etant donné que la machine est dans ce cas alimentée en courant et non en tension, il est nécessaire de déterminer la loi de variation $I_s = f(\omega_r)$ qui permet de maintenir le flux Φ_s constant.

L'expression de la loi $I_s = f(\omega_r)$ peut être trouvée en partant des relations (II.12) et (II.16) :

De la relation (II.16), on tire :

$$\bar{I}_r = -\frac{j\omega_s \mathcal{M}}{\frac{R_r}{g} + j\omega_s \mathcal{L}_r} \bar{I}_s \quad (II.58)$$

(II.58) dans (II.12), donne :

$$\bar{\Phi}_s = \mathcal{L}_s \frac{R_r + j\mathcal{L}_r \sigma \omega_r}{R_r + j\omega_r \mathcal{L}_r} \bar{I}_s \quad (II.59)$$

En modules, pour un flux fixé à sa valeur nominale constante Φ_{snom} , on obtient :

$$I_s = \frac{\bar{\Phi}_{snom}}{L_s} \sqrt{\frac{1 + (\omega_r \tau_r)^2}{1 + (\sigma \omega_r \tau_r)^2}} = I_0 \sqrt{\frac{1 + (\omega_r \tau_r)^2}{1 + (\sigma \omega_r \tau_r)^2}} \quad (II.60)$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (II.61)$$

I_0 étant le courant magnétisant

La loi $I_s=f(\omega_r)$ est représentée ci-après :

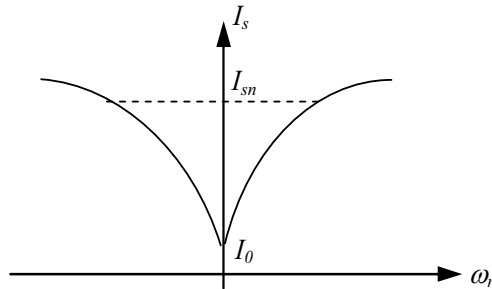


Fig. II.17 Loi de variation $I_s = f(\omega_r)$

Le schéma structurel de la figure II.18 décrit le principe de l'asservissement de vitesse de la machine

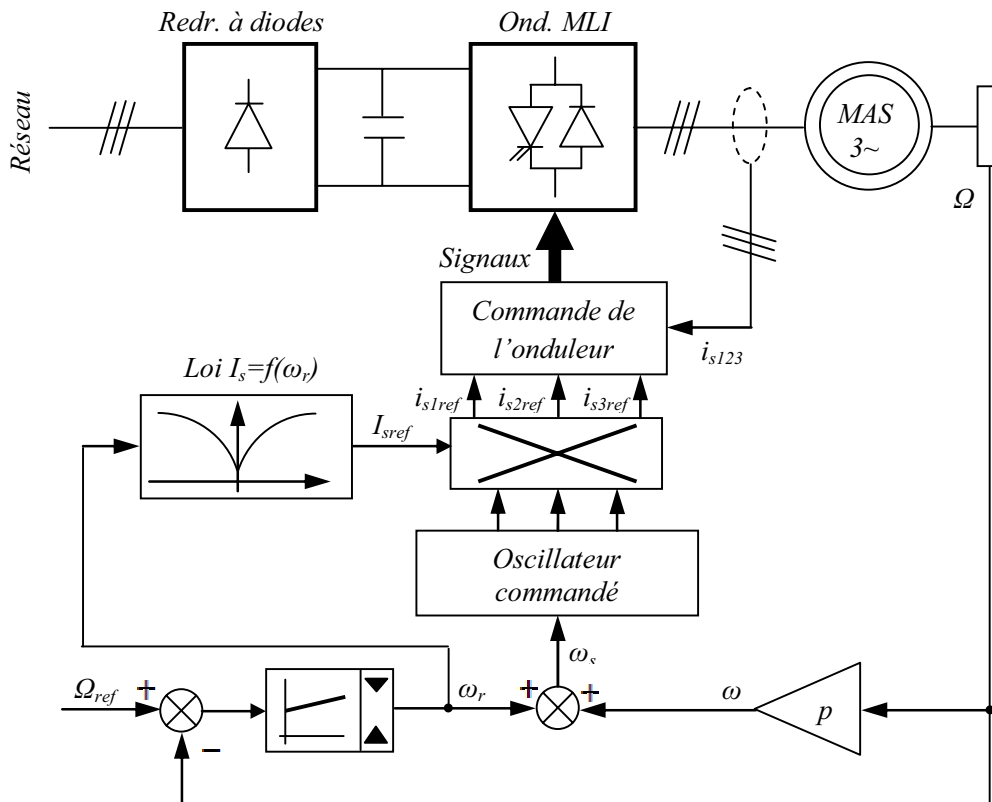


Fig. II.19 Schéma structurel de l'asservissement de vitesse (commande en courant)

La pulsation rotorique ω_r est donnée à la sortie du régulateur de vitesse. La loi $I_s = f(\omega_r)$ décrite précédemment permet de fixer l'amplitude des courants de référence I_{s1ref} , I_{s2ref} , I_{s3ref} qui sont générés par un oscillateur commandé en tension.