
LE MOTEUR ASYNCHRON TRIPHASE

GÉNÉRALITÉS SUR LE MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ :

1.1 Introduction :

Le moteur asynchrone est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à la vitesse peu différente de la vitesse synchrone ; celui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînement à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître. Le modèle mathématique d'une machine asynchrone nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les régimes de fonctionnement transitoire ou permanent.

1.2 Constitutions :

Le moteur asynchrone est constitué essentiellement par : le rotor et le stator. Il est représenté sur la figure suivante :

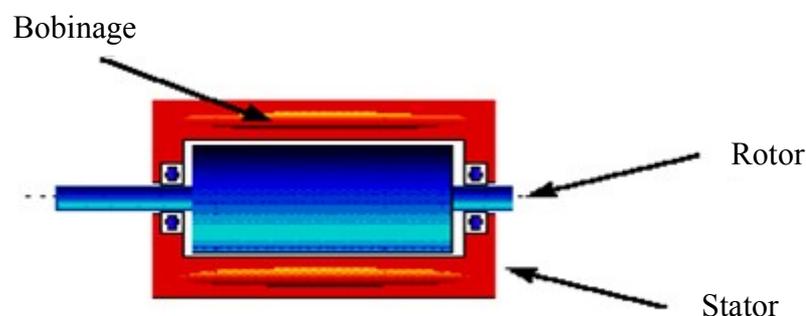


Figure 1-1 : Constitutions d'un moteur asynchrone triphasé



Stator :

Le stator est la partie fixe de la machine, il est constitué par trois enroulements parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède p_0 paires de pôles.

Rotor :

Le rotor est la partie tournante placé à l'intérieur du stator, il n'est relié à aucune alimentation.

- Pour les petites puissances, usuellement inférieur à 10 [KW], le rotor est constitué de barre de cuivre ou d'aluminium formant un tambour appelé cage d'écureuil.

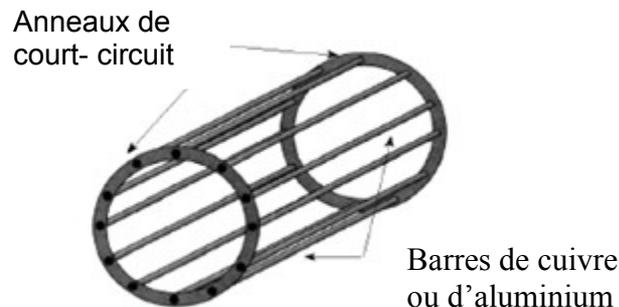


Figure 1-2 : Rotor d'un moteur asynchrone triphasé à cage

- Pour des puissances plus importantes, le rotor est bobiné, relié à l'extérieur à un collecteur simplifié à trois bagues, et court-circuité en fonctionnement normal.

Entrefer :

L'entrefer est la partie vide entre le stator et le rotor. Cette partie amagnétique est d'épaisseur la plus faible possible, de l'ordre de millimètre dont l'espace varie selon la puissance de la machine.

- Pour la machine de faible puissance : 0.25 à 0.35 [mm]
- Pour la machine de grande puissance : 1 à 1.5 [mm]



1.3 Description du moteur asynchrone triphasé à cage :

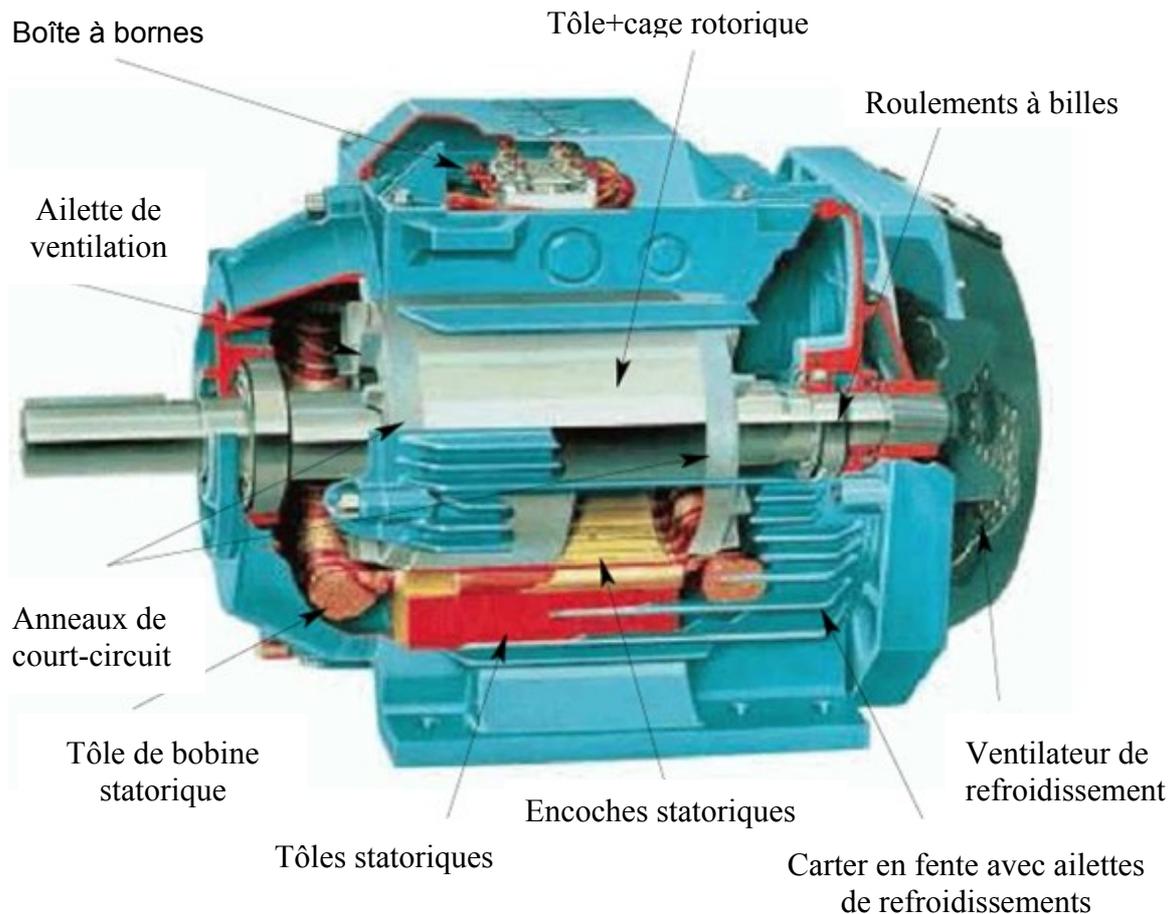


Figure 1-3 : Description du moteur asynchrone triphasé à cage

1.4 Problèmes posés par le moteur asynchrone :

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, on ne peut pas connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être



évoquées mais également aux non-linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres.

1.5 Glissement :

Le glissement est l'erreur relative sur la vitesse en [%]. Le rotor tourne à la vitesse Ω plus petite que la vitesse de synchronisme Ω_s . On dit que le rotor glisse par rapport aux champs tournants. Ce glissement va dépendre de la charge.

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = 1 - \frac{\Omega}{\Omega_s} \quad (1-1)$$

1.6 Rendement :

C'est le rapport entre la puissance mécanique et la puissance électromagnétique.

$$\eta = \frac{P_m}{P_{em}} = \frac{C_m \Omega}{C_m \Omega_s} = \frac{\Omega}{\Omega_s} = 1 - g \quad (1-2)$$

Le rendement de la machine asynchrone ainsi calculé est le rendement théorique de la machine. Ce rendement de la seule transmission asynchrone ne tient pas compte des autres facteurs des pertes.

1.7 Régime de fonctionnement :

Régime de fonctionnement en moteur :

Si la vitesse de synchronisme n_s est supérieure à la vitesse de rotation n_r du rotor, alors la machine asynchrone fonctionne en moteur. La valeur du glissement g est comprise entre 0 et 1.

Régime de fonctionnement en générateur :

A l'aide d'un moteur auxiliaire on augmente la vitesse du rotor de façon que n_r devienne plus grande que n_s . Le glissement est tel que : $-\infty < g < 0$

Fonctionnement en frein électromagnétique :



Le rotor de la machine tourne dans le sens opposé à celui du flux magnétique. Le glissement est supérieur à 1.

1.8 Démarrage d'un moteur asynchrone :

Pour démarrer un moteur on utilise les procédés suivants :

- ❖ Branchement direct sur les réseaux
- ❖ Démarrage par la réduction de la tension primaire
- ❖ Démarrage électronique

Démarrage direct :

Ce type de démarrage est réservé au moteur de faible puissance. Le couple est énergique. L'appel du courant est important (4 à 8 fois du courant nominal).

Démarrage par réduction de la tension :

Démarrage Y/Δ :

Ce type de démarrage est réservé aux machines démarrant à vide ou dont le couple résistant est faible, l'intensité de démarrage est divisée par trois, mais le couple de démarrage aussi.

Démarrage par autotransformateur :

Le moteur est alimenté par une tension réduite par l'intermédiaire de l'autotransformateur. Ce type de démarrage est destiné aux moteurs puissants.

Démarrage électronique ou Gradivar :

Le Gradivar est un gradateur triphasé à thyristor branché dans le circuit d'alimentation du moteur. La variation de la tension statorique s'obtient par le réglage de l'angle d'amorçage du thyristor.

1.9 Réglage de la vitesse :



L'expression de la vitesse de rotation du rotor d'un moteur asynchrone triphasé est donnée par la formule suivante :

$$\Omega = \Omega_s (1 - g) \quad (1-3)$$

$$\text{Avec : } \Omega_s = \frac{\omega}{p_o} \quad (1-4)$$

$$\text{On a : } \Omega = \frac{\omega}{p_o} (1 - g) \quad (1-5)$$

$$\text{Et } \omega = 2\pi f \quad (1-6)$$

$$\text{Alors : } \Omega = \frac{2\pi f}{p_o} (1 - g) \quad (1-7)$$

Il y a donc trois possibilités pour agir sur la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé :

- ❖ L'action sur le nombre de paires de pôles
- ❖ L'action sur le glissement
- ❖ L'action sur la fréquence de la tension d'alimentation statorique

La solution qui paraît, à priori, la plus simple pour faire varier la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé à cage est celle qui consiste à faire varier la fréquence de sa source de tension. Un convertisseur de fréquence est inséré entre le réseau et le stator du moteur.

1.10 Intérêts des vitesses variables :

Pourtant la variation de vitesse d'un moteur présente deux intérêts fondamentaux :

- Le premier, qui est le plus évident, est de répondre aux exigences de variation de vitesse de l'organe entraîné (le cas le plus typique est celui de la traction).
- Le second est de fournir un réglage performant au système entraîné, sans que celui-ci ait, en toute rigueur, besoin d'un réglage de vitesse.

1.11 Alimentation de la machine asynchrone :

Tous les paramètres de la machine asynchrone étant connus, il reste à intégrer l'alimentation électrique. Cette alimentation peut s'effectuer de deux façons différentes, soit la machine est alimentée directement à partir du réseau triphasé, soit elle est alimentée à travers un convertisseur statique. De plus en fonction des informations recueillies sur la plaque signalétique, les phases statoriques de la machine asynchrone peuvent être couplées en étoile ou en triangle.



1.12 Redresseur et onduleur de tension à modulateur de largeur d'impulsion :

Nous employons maintenant dans le domaine de la commande des moteurs asynchrones triphasés un onduleur de tension associé à un redresseur non contrôlé et un filtre capacitif. Les progrès en coût et en performances accomplis par l'électronique de puissance, ont permis à cette structure très simple de s'imposer.

La modulation de largeur d'impulsions consiste à commander les interrupteurs de manière à délivrer au moteur une suite d'impulsions d'amplitude fixe, positives ou négatives et modulées en largeur. Le schéma de principe de ce convertisseur de fréquence est présenté par la figure ci-dessous. Elle comporte :

- ❖ Un redresseur triphasé à diode qui délivre une tension redressée d'amplitude constante.
- ❖ Un filtrage par condensateur de forte capacité afin d'obtenir une tension continue à partir de la tension redressée.
- ❖ Un onduleur de tension délivrant des impulsions de tension d'amplitude fixe mais de largeur variable.

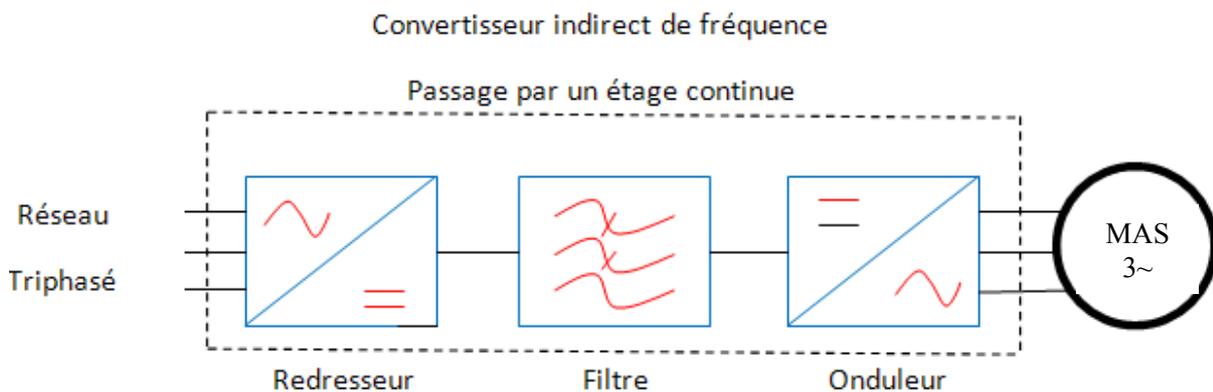


Figure 1-4 : Représentation symbolique d'un variateur de vitesse d'un moteur asynchrone

L'onduleur triphasé en montage en pont est le plus utilisé pour l'alimentation des moteurs asynchrones. La figure suivante représente les éléments constitutifs d'un variateur de vitesse.

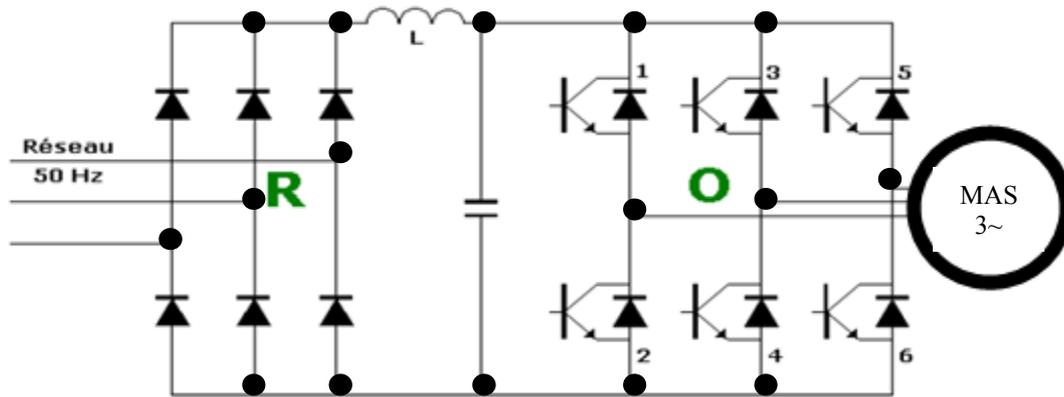


Figure 1-5 : Variateur de vitesse d'un moteur asynchrone triphasé

MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

Hypothèses simplificatrices :

La modélisation du moteur asynchrone s'appuie sur les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Le moteur est parfaitement symétrique : aucun déséquilibre de construction.
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique.
- Répartition sinusoïdale le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage.
- Absence de saturation dans le circuit magnétique.

Equation de la machine asynchrone en régime permanent :

Si les tensions d'alimentations sont triphasées équilibrées, on peut écrire :

$$v_{as} = V_s \cos(\omega_s t) \quad (1-8)$$

$$v_{bs} = V_s \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (1-9)$$

$$v_{cs} = V_s \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (1-10)$$



Choisissons de fixer le repère dq lié au champ tournant. Notons $\omega_s = \theta_s$ la pulsation statorique. De même, nous notons $\omega_r = \theta_r$ la pulsation rotorique et $\omega = \omega_s - \omega_r = \theta = p\Omega$ la pulsation mécanique. On peut écrire tout le système d'équation en introduisant la notation complexe.

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_s + j\omega_s \bar{\varphi}_s \quad (1-11)$$

Mais en régime permanent les dérivées temporelles étant nulles :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\varphi}_s \quad (1-12)$$

$$\bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r \bar{\varphi}_r \quad (1-13)$$

$$\text{Or } \bar{\varphi}_s = L_s \bar{I}_s + L_{sr} \bar{I}_r \quad (1-14)$$

$$\text{Et } \bar{\varphi}_r = L_r \bar{I}_r + L_{sr} \bar{I}_s \quad (1-15)$$

$$\text{Donc } \begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jL_{sr} \omega_s \bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \bar{I}_r + jL_{sr} \omega_s \bar{I}_s \end{cases} \quad (1-16)$$

On aboutit alors au schéma de la figure ci-dessous :

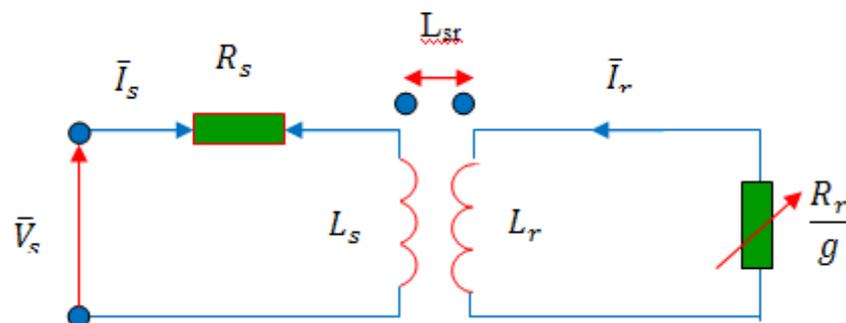


Figure 1-6 : Schéma par phase en régime permanent

On peut ramener le schéma au stator avec les fuites magnétiques totalisés au rotor ($N_r \omega_s$).

$$N_r = L_r \sigma = L_r - \frac{L_{sr}^2}{L_s} \quad (1-17)$$



$$N'_r = N_r \left(\frac{L_s}{L_{sr}} \right)^2 \quad (1-18)$$

$$R'_r = R_r \left(\frac{L_s}{L_{sr}} \right)^2 \quad (1-19)$$

$$\bar{I}'_r = \bar{I}_r \left(\frac{L_{sr}}{L_s} \right) \quad (1-20)$$

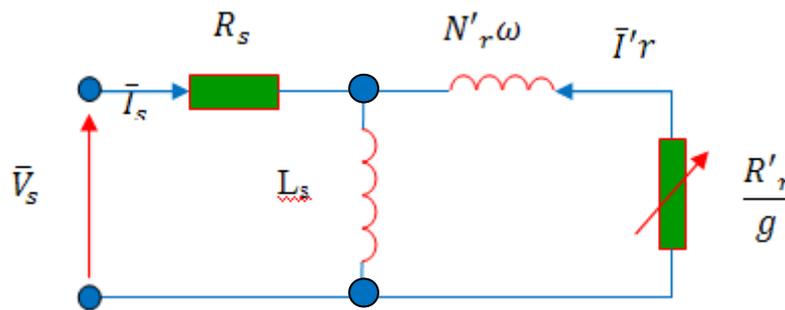


Figure 1-7 : Schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor

Alors en partant des équations du schéma par phase on peut écrire :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}'_r \quad (1-21)$$

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (1-22)$$

$$0 = \left(\frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_r \bar{I}_r + jL_{sr} \omega_s \bar{I}_s \right) \frac{L_s}{L_{sr}} \quad (1-23)$$

$$0 = \frac{R_r L_s}{g L_{sr}} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \frac{L_s}{L_{sr}} \bar{I}_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r - \bar{I}'_r) \quad (1-24)$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \left(\frac{L_s}{L_{sr}} \right)^2 \frac{L_{sr}}{L_s} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \left(\frac{L_s}{L_{sr}} \right)^2 \frac{L_{sr}}{L_s} \bar{I}_r - jL_s \omega_s \bar{I}'_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (1-25)$$

$$0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + jN'_r \omega_s \bar{I}'_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (1-26)$$

On obtient donc les équations de la figure ci-dessus.:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (1-27)$$



$$0 = \frac{R_r'}{g} \bar{I}_r' + jN_r' \omega_r \bar{I}_r' + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r') \quad (1-28)$$

Expression du couple électromagnétique :

En régime permanent le couple à pour expression :

$$C_e = \frac{3p_o}{\omega_s} \frac{R_r'}{g} \bar{I}_r'^2 \quad (1-29)$$

$$\bar{I}_r' = \frac{\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s}{\frac{R_r'}{g} + jN_r' \omega_s} \quad (1-30)$$

Si l'on néglige la résistance statorique on a :

$$\bar{I}_r' = \frac{V_s^2}{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2} \quad (1-31)$$

$$C_e = \frac{3p_o}{\omega_s} V_s^2 \frac{\frac{R_r'}{g}}{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2} \quad (1-32)$$

Pour un glissement faible on a d'ailleurs :

$$C_e = \frac{3p_o}{\omega_s} V_s^2 \frac{R_r'}{g} \quad (1-33)$$

Le couple maximum correspond à :

$$\frac{R_r'}{g} = (N_r' \omega_s)^2 \quad (1-34)$$

$$\text{C'est-à-dire } g = g_m = \frac{R_r'}{N_r' \omega_s} \quad (1-35)$$

$$\text{On a alors : } C_{\max} = \frac{3p_o}{2N_r'} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \quad (1-36)$$



Couple résistant :

Le couple résistant est donné par la formule suivante :

$$C_r = \frac{P_r}{\Omega_r} \quad (1-37)$$

$$C_r = \frac{m_r I_r^2 r_r p_o}{\omega_s g} \quad (1-38)$$

$$C_r = \frac{m_r I_r'^2 r_r' p_o}{\omega_s g} \quad (1-39)$$

$$I_r' = \frac{V_s^2}{\left(\frac{r_r'}{g}\right)^2 + x_r'^2} \quad (1-40)$$

Avec :

$$r_r' = k_e^2 r_r \quad (1-41)$$

$$x_r' = k_e^2 x_r \quad (1-42)$$

$$k_e = \frac{k_s \omega_s}{k_r \omega_r} \quad (1-43)$$

$$C_r = \frac{m_r r_r' p_o V_s^2}{\omega_s g \left[\left(\frac{r_r'}{g} + r \right)^2 + (x_s + x_r')^2 \right]} \quad (1-44)$$

Equation mécanique :

De nombreuses applications industrielles nécessitent un contrôle de la vitesse. La relation fondamentale de la dynamique permet d'écrire :

$$J_t \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \quad (1-45)$$



Où C_e représente la somme des couples moteurs appliqués, C_r la somme des couples résistants et J_t le moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes. On obtient ainsi la vitesse par :

$$\Omega = \Omega_0 + \int_0^t (C_e - C_r) dt \tag{1-46}$$

Le terme $\frac{d\Omega}{dt}$ représente la variation de la vitesse. $C_e - C_r$ est appelé couple d'accélération.

En régime permanent le moteur doit entraîner en rotation la machine à son point de fonctionnement nominal. En ce point on a $C_e = C_r$ et il n'y a pas d'accélération, c'est-à-dire

$\frac{d\Omega}{dt} = 0$. Au démarrage il faut accélérer, le couple d'accélération doit être positif, donc le couple moteur au démarrage doit être supérieur au couple résistant.

Méthode de linéarisation des équations dynamiques :

Généralité :

Pour certains systèmes de régulation, il s'avère impossible de linéariser les caractéristiques statiques sur toute la plage d'évolution des variables. Par exemple, la linéarisation des équations du moteur asynchrone triphasé n'est pas possible aux alentours des zones d'équilibre stables et instables des caractéristiques mécaniques. Les équations différentielles qui régissent les états stationnaires peuvent s'écrire sous la forme vectorielle suivante :

$$\dot{x} = f(x, y) \tag{1-47}$$

Et pour les états dynamiques :

$$\dot{x} = f(x, y, t) \tag{1-48}$$

Soient les schémas blocs représentés sur la figure suivante :



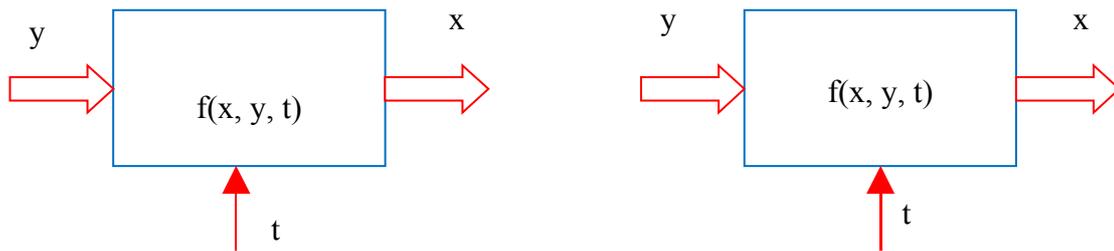


Figure 1-8 : Schémas blocs des systèmes de régulation

Les équations différentielles partielles des états stationnaires et dynamiques seront donc :

$$\frac{\partial x}{\partial t} = f\left(\frac{\partial x}{\partial y}, x, y\right) \quad (1-49)$$

$$\frac{\partial x}{\partial t} = f\left(\frac{\partial x}{\partial y}, x, y, t\right) \quad (1-50)$$

2.6.1 Linéarisation des équations :

Soit la fonction $f(x, y)$ continue et dérivable quelles que soient les valeurs des variables x et y . pour les vecteurs nuls et les vecteurs constants x_0 et y_0 . L'équation d'équilibre, d'après l'expression (1-47) sera :

$$0 = f(x_0, y_0) \quad (1-51)$$

En utilisant les accroissements Δx et Δy on obtient :

$$\left. \begin{aligned} x(t) &= x_0 + \Delta x(t) \\ \dot{x}(t) &= \dot{x}_0 + \Delta \dot{x}(t) \\ y(t) &= y_0 + \Delta y(t) \end{aligned} \right\} \quad (1-52)$$

Après introduction de (1-52) dans (1-47) et soustraction de (1-51) on trouve :

$$\Delta \dot{x}(t) = f[x_0 + \Delta x(t); y_0 + \Delta y(t)] \quad (1-53)$$

Puisque la fonction f est continue et dérivable, l'équation (1-53) peut se mettre sous la forme :



$$\Delta \dot{x}(t) = \frac{\partial f}{\partial x}(x_o, y_o) \Delta x + \frac{\partial f}{\partial y}(x_o, y_o) \Delta y + o(x_o, y_o, \Delta x, \Delta y) \quad (1-54)$$

Où :

$$\frac{\partial f}{\partial x}(x_o, y_o) = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{pmatrix} \quad (1-55)$$

$$\frac{\partial f}{\partial y}(x_o, y_o) = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial y_1} & \frac{\partial f_1}{\partial y_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial y_n} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \frac{\partial f_n}{\partial y_1} & \frac{\partial f_n}{\partial y_2} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial y_n} \end{pmatrix} \quad (1-56)$$

Et le troisième terme est caractérisé par :

$$\lim_{\substack{\|\Delta x\| \rightarrow 0 \\ \|\Delta y\| \rightarrow 0}} \frac{o(x_o, y_o, \Delta x, \Delta y)}{\|\Delta x\|} = \lim_{\substack{\|\Delta x\| \rightarrow 0 \\ \|\Delta y\| \rightarrow 0}} \frac{o(x_o, y_o, \Delta x, \Delta y)}{\|\Delta y\|} = o \quad (1-57)$$

La dynamique du système est alors résumée par l'équation suivante:

$$\Delta \dot{x}(t) = \frac{\partial f}{\partial x}(x_o, y_o) \Delta x + \frac{\partial f}{\partial y}(x_o, y_o) \Delta y \quad (1-58)$$

La précédente méthode peut aussi être appliquée à l'état dynamique décrit par l'expression (1-48). Dans ce cas la linéarisation doit être effectuée par rapport à la solution particulière.

Soit la solution particulière de (1-48) :

$$x_1(t) = x_1[y_1(t), t; x_o, t_o] \quad (1-59)$$

Alors la relation (1-52) prendra l'aspect suivant :



$$\left. \begin{aligned} x(t) &= x_1 + \Delta x(t) \\ \dot{x}(t) &= \dot{x}_1 + \Delta \dot{x}(t) \\ y(t) &= y_1 + \Delta y(t) \end{aligned} \right\} \quad (1-60)$$

Après dérivation de la fonction $f(x, y, t)$, en tenant compte de (1-48), la relation (1-60) devient :

$$\dot{x}_1(t) + \Delta \dot{x}(t) = f(x_1 + \Delta x, y_1 + \Delta y, t) \quad (1-61)$$

En mettant la solution de base sous la forme :

$$\dot{x}_1(t) = f[x_1(t), y_1(t), t] \quad (1-62)$$

Et en la soustrayant de (1-61), on trouve :

$$\Delta \dot{x}(t) = \frac{\partial f}{\partial x}(x_1, y_1, t) \Delta x + \frac{\partial f}{\partial y}(x_1, y_1, t) \Delta y + O(x_1, y_1, \Delta x, \Delta y, t) \quad (1-63)$$

Où $\frac{\partial f}{\partial x}(x_1, y_1, t)$ et $\frac{\partial f}{\partial y}(x_1, y_1, t)$ sont des matrices de même forme que (1-55) et (1-56). Ces matrices calculées par rapport à la première solution et ne dépendant pas directement de x et de y , sont des fonctions du temps t et peuvent être notés comme suit :

$$\frac{\partial f(t)}{\partial x} = \frac{\partial f(x_1, y_1, t)}{\partial x} \quad (1-64)$$

$$\frac{\partial f(t)}{\partial y} = \frac{\partial f(x_1, y_1, t)}{\partial y} \quad (1-65)$$

En outre, considérant que la relation :

$$\lim_{\substack{\|\Delta x\| \rightarrow 0 \\ \|\Delta y\| \rightarrow 0}} \frac{o(x_o, y_o, \Delta x, \Delta y, t)}{\|\Delta x\|} = \lim_{\substack{\|\Delta x\| \rightarrow 0 \\ \|\Delta y\| \rightarrow 0}} \frac{o(x_o, y_o, \Delta x, \Delta y, t)}{\|\Delta y\|} = o \quad (1-66)$$

Soit valable quelle que soit la valeur de t , l'équation de l'état dynamique aura la forme linéarisée suivante :

$$\Delta \dot{x}(t) = \frac{\partial f(t)}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial f(t)}{\partial y} \Delta y \quad (1-67)$$



L'équation (1-67) est donc linéaire par rapport à la solution de base (1-59).

2.6.2 Résultats des applications au moteur asynchrone triphasé :

Pour la commande scalaire caractérisée par la relation $U_s/f_s = Cte = 4.4$, la fonction de transfert $W(p)$ a pour expression :

$$W(p) = \frac{\Omega(p)}{f_s(p)} = \frac{K(f_s)}{T_M(f_s)p + 1} \quad (1-68)$$

Avec $f_s = U_s/4.4$

Et posons $G_M(p) = \frac{\Omega(p)}{U_s(p)}$, alors,

$$G_M(p) = \frac{W(p)}{4.4} = \frac{K(f_s)}{4.4[T_M(f_s)p + 1]} \quad (1-69)$$

Où :

$$K(f_s) = \frac{2\pi}{p_o} \quad (1-70)$$

$$T_M(f_s) = \frac{J_r R_r'}{3} \left[\frac{R_s}{\pm \sqrt{R_s^2 + 4X_k^2 f_s^2 10^{-4}}} + 1 \right] \quad (1-71)$$

Avec :

$$X_k = (N_s + N_r')\omega_s \quad (1-72)$$

Le signe (+) qui précède le radical de l'expression (1-71) correspond au régime moteur et le signe (-) au régime générateur.

Le résultat final de la fonction de transfert du moteur asynchrone triphasé est donc :

$$G_M(p) = \frac{0.71}{1 + 0.034p} \quad (1-73)$$

Commandes d'une machine asynchrone :

On distingue deux types de commande : la commande scalaire et la commande vectorielle. La commande scalaire est basée sur un modèle en régime permanent de la machine