

Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd
Faculté de Technologie
Département de l'Electrotechnique



Cours :

Entraînements Electriques

Master 1 Electrotechnique Industrielle

BELKACEM Sebti Université de Batna 2, Département Electrotechnique
2019/2020

Belkacem_sebti@yahoo.fr

https://www.researchgate.net/profile/Sebti_Belkacem

Semestre: 2

UE Fondamentale Code : UEF 1.2.2

Matière: Entraînements Electriques

VHS: 45h (Cours: 1h30, TD: 1h30) Crédits: 4 Coefficient: 2

Objectifs de l'enseignement :

Ce cours a pour objectif de permettre aux étudiants d'acquérir les connaissances nécessaires au choix des composants d'un entraînement électrique. Il leur permettra aussi de comprendre les enjeux et les solutions disponibles dans le domaine des entraînements électriques en électrotechnique industrielle.

Contenu de la matière

I. Généralités sur les entraînements électriques

Définition des entraînements électriques, point de vue fonctionnel, structure d'un entraînement électrique, méthodologie d'étude d'un entraînement électrique **(03 semaines)**

II. Caractéristiques des charges $C(\Omega)$

Charge ventilateur, charge de levage, d'ascension, de traction etc... **(03semaines)**

III. Fonctionnement des entraînements électriques :

Procédés de variation de vitesses, de démarrage et de freinage des moteurs CC, des moteurs asynchrones et des moteurs synchrones **(09 semaines)**

- Principe de variation de la vitesse des moteurs à CC ;
- Entraînement à vitesse variable par redresseurs commandés ;
- Entraînement à vitesse variable par hacheurs ;
- Principe de réglage de la vitesse des moteurs à c. alternatif ;
- Entraînement à vitesse variable par onduleur de tension ;
- Entraînement à vitesse variable par onduleur de courant (sans et avec contrôle du glissement)

Mode d'évaluation ; Control continu : 40% ; Examen : 60%.

Programme des TP

TP1 : Entraînement d'une machine à C. C.

TP2 : Procédés de démarrage d'un moteur asynchrone

TP3 : Association Convertisseur statique de fréquence- Moteur asynchrone-charge de traction

TP4 : Association Convertisseur de tension- Moteur asynchrone- charge ventilateur

TP5 : Variateur de vitesse –moteur asynchrone

Mode d'évaluation ;

Control continu : 100%.

Chapitre I

Entraînements électriques avec DC Machine

1. Considérations générales sur l'asservissement des machines électriques

Généralités

Les machines électriques sont employées dans un grand nombre de domaines de l'industrie, en particulier pour la conversion d'énergie. Celle-ci prend généralement la forme d'une conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique ou inversement (figure 1). Les exemples en sont multiples, et pour n'en citer que quelques-uns:

- ✚ conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique: développement d'un couple mécanique dans un entraînement à vitesse constante ou variable...
- ✚ conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique: production d'une tension alternative ou continue à l'aide d'un groupe moteur génératrice, ou freinage électrique d'un moteur fonctionnant en Génératrice...

La réalisation de cette conversion peut se faire:

- ✚ en boucle ouverte, soit sans vérification du résultat obtenu,
- ✚ en boucle fermée, soit avec vérification et ajustement continu du résultat en fonction des perturbations internes ou externes au système.

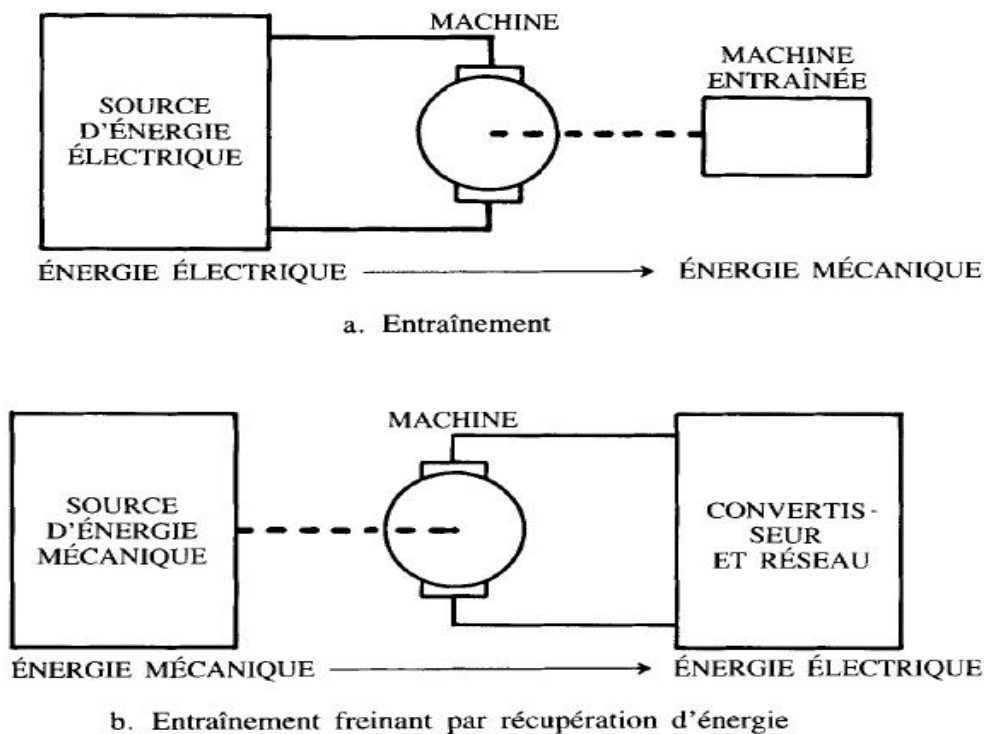


Figure 1. Machine Electrique et Conversion d'énergie

2. Définition d'un entraînement

Un entraînement électrique est une entité comprenant (figure 2) :

- le moteur électrique généralement, de type à courant continu ou alternatif ;

- l'alimentation du moteur, ou convertisseur, aujourd'hui de type statique et employant des semi-conducteurs de puissance;
- le régulateur, dans le cas des systèmes fonctionnant en boucle fermée, permettant de régler certaines variables de l'entraînement, le plus souvent le courant et la vitesse;

Les domaines d'application des entraînements à vitesse variable s'étendent de plus en plus. En effet, la commande à vitesse variable permet d'assurer des démarrages et des freinages fréquents d'équipements.

3. ASSERVISSEMENT DES MACHINES ÉLECTRIQUES

A- Commande en boucle ouverte

Le réglage d'une machine électrique peut se faire simplement en ajustant la variable de commande de son alimentation, ce qui fixe le point d'opération de la machine. Par exemple, avec l'imposition par l'opérateur de l'équipement d'une tension d'alimentation aux bornes de l'induit d'un moteur à courant continu à excitation séparée; cette imposition fixe la vitesse de la machine, et aucun ajustement en fonction des perturbations n'est fait automatiquement par la suite. Un tel contrôle est défini comme une commande en boucle ouverte (figure 2).

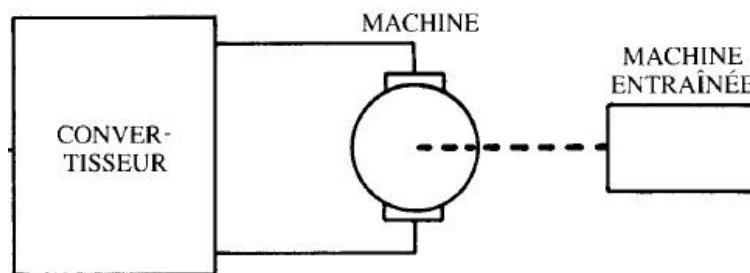


Figure 2. Eléments d'un entraînement

Malgré sa simplicité, les inconvénients d'une telle commande sont multiples. Le point de fonctionnement de la machine est en effet affecté par :

- les perturbations externes à la machine et à son alimentation, c'est-à-dire les variations de la charge, les variations de température...
- les perturbations internes, ou modifications aux caractéristiques de la machine et de son alimentation, c'est-à-dire les échauffements, les modifications et dérives de caractéristiques, en fonction de la puissance fournie...

De plus, toute variation du point de consigne doit tenir compte:

- des retards et constantes de temps caractéristiques de la machine et de son alimentation...
- des non-linéarités du système machine-alimentation

B- Commande en boucle fermée

Les inconvénients d'une commande en boucle ouverte peuvent être en grande partie éliminés par l'emploi de la rétroaction: il en résulte une commande en boucle fermée (figures 3). Un signal, proportionnel à la variable à régler (vitesse, tension...), est prélevé et comparé à une référence, ou valeur désirée de la variable à régler. L'erreur, amplifiée et traitée par un régulateur, sert de variable de commande à l'alimentation de la machine.

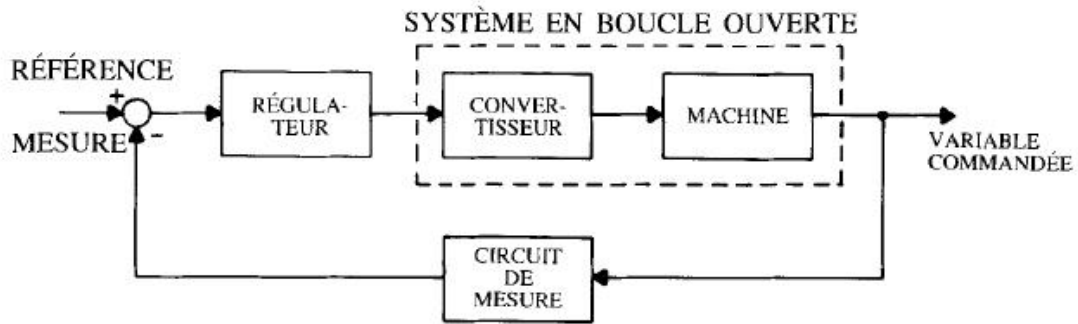


Figure 3. Commande en boucle fermée

4. Réversibilité La machine à courant continu est fondamentalement réversible. Avec les conventions utilisées ici, elle fonctionne en moteur si la puissance convertie est positive :

$$P_e = c\Omega = k\phi i\Omega > 0$$

et en génératrice (frein) si cette même quantité est négative.

La figure 4 définit les fonctionnements possibles d'une machine dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse :

- I moteur : vitesse et couple positifs ;
- II génératrice-frein : vitesse positive et couple négatif ;
- III moteur : vitesse et couple négatifs ;
- IV génératrice-frein : vitesse négative et couple positif.

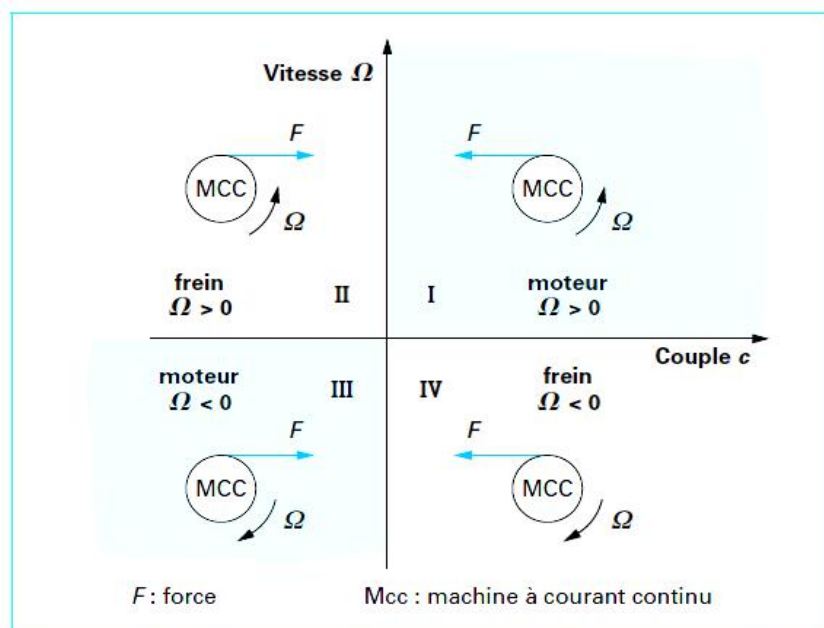


Figure 4. Fonctionnement d'un MCC dans les quatre quadrants

La figure 5 donne un exemple typique de cycle de fonctionnement avec inversion du signe de la vitesse et passage du quadrant I au quadrant II (succession de phases d'accélération et de freinage, comme on en rencontre en traction ou en robotique).

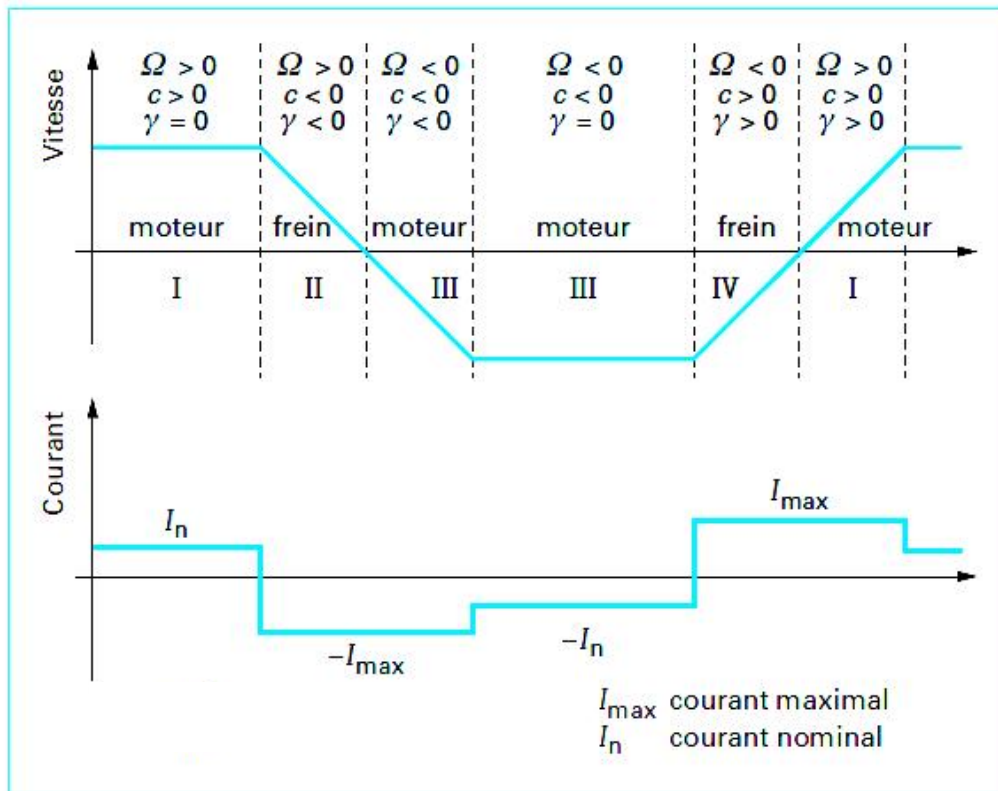


Figure 5. Cycle de fonctionnement dans les quatre quadrants d'une machine tournante

5. Caractéristiques de l'entraînement

L'importance des économies réalisables par l'utilisation des entraînements à vitesse variable dépend de plusieurs facteurs

- ❖ le temps de fonctionnement de l'installation
- ❖ le temps d'utilisation à charge partielle
- ❖ les caractéristiques de la charge entraînée
- ❖ le rendement des divers appareils
- ❖ le coût de l'énergie électrique.

La caractéristique couple/vitesse de la charge entraînée joue un rôle essentiel. On distinguera les charges caractérisées par un couple :

- proportionnel au carré de la vitesse.
- proportionnel à la vitesse.
- Constant.
- inversement proportionnel à la vitesse

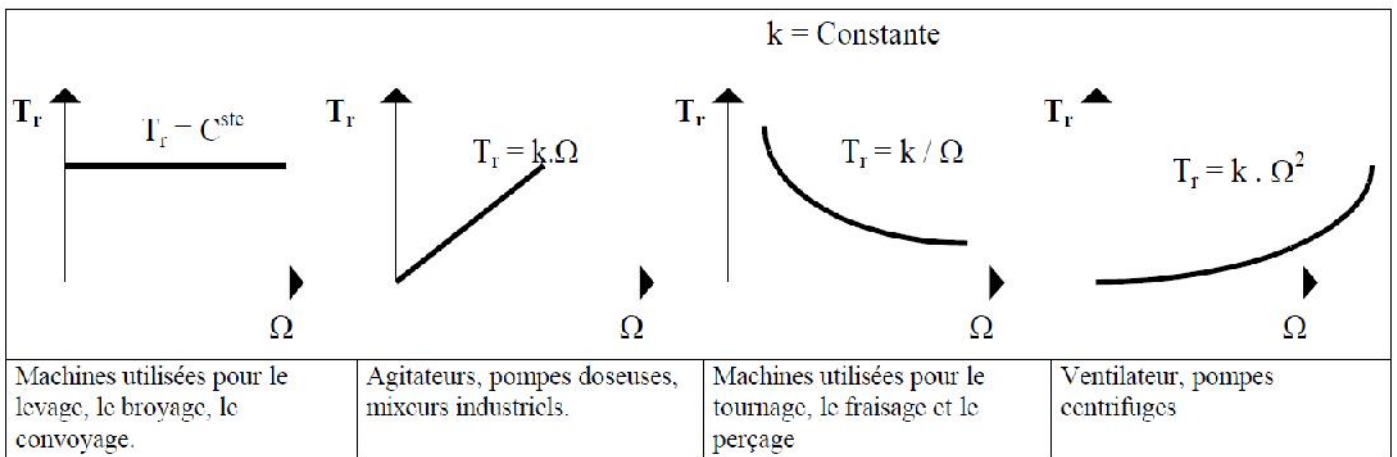


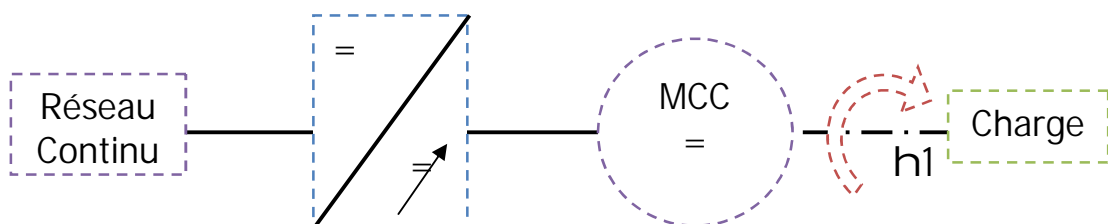
Figure 6. Principales caractéristiques mécaniques des charges entraînées

6. Choix d'un système d'entraînement

Le choix d'un système d'entraînement.

- nature de la source d'énergie (continue ou alternative) ;
- Puissance maximale, vitesse maximale, plage de réglage de la vitesse, caractéristique du couple résistant /vitesse, performances dynamiques, synchronisation avec d'autres machines.
- Conditions provenant du réseau d'alimentation.
- Coût d'investissement et d'exploitation.
- 1 ou 2 sens de rotation ;
- charge entraînée ou non ;
- freinage naturel ou forcé ;

Alimentation continue

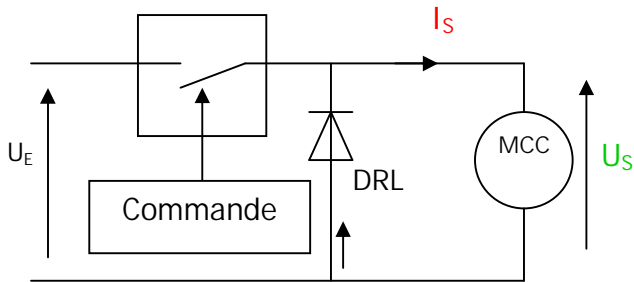


Le variateur est un hacheur de type série.

Le réseau continu provient :

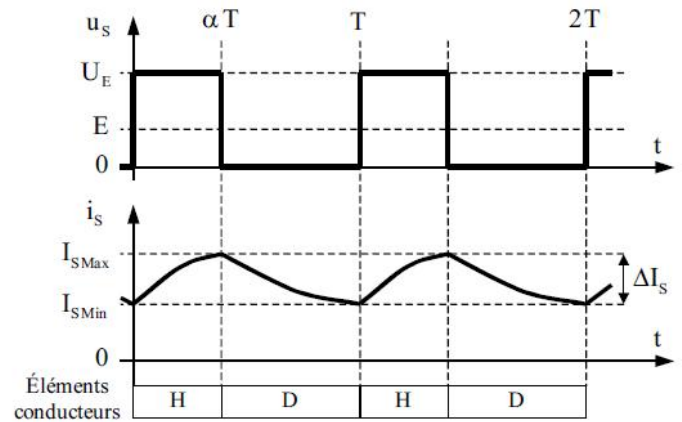
- soit de batteries
- soit d'un redresseur à diode

HACHEUR



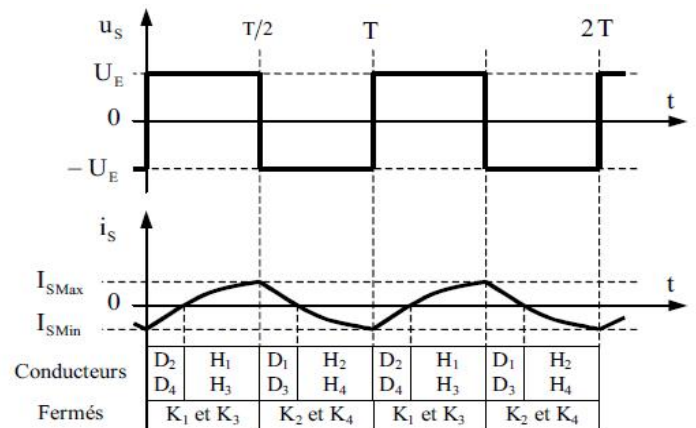
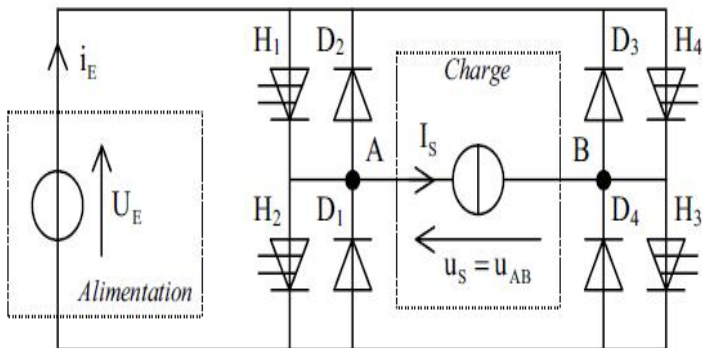
Composant de base du hacheur :

- Transistor bipolaire,
- Transistor MOS,
- Transistor IGBT,
- Thyristor.



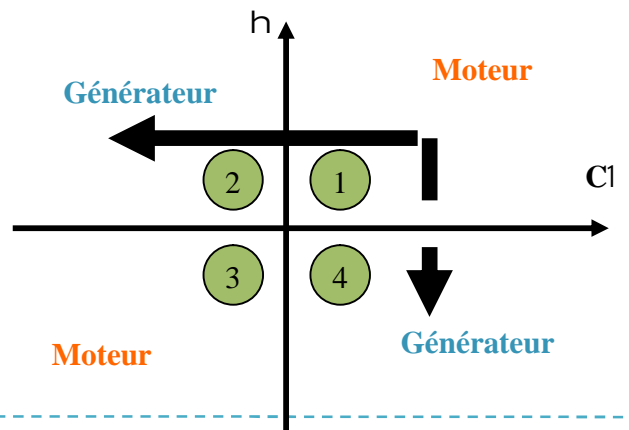
2 sens de rotation

La variation de vitesse du moteur à courant continu est obtenue par la modification de la tension moyenne appliquée à son rotor cette tension est obtenue à partir de la tension de batterie. Le fonctionnement du hacheur peut se faire selon quatre modes différents que l'on appelle quadrants :



Point de fonctionnement

- ❖ Passage du quadrant 1 vers 2 sur une variation de couple brutale
- ❖ du quadrant 1 vers 4 lors d'une inversion de vitesse.



7. MACHINES À COURANT CONTINU

7.1 Principe et constitution de la machine à courant continu

Le principe de la machine à courant continu repose sur l'application de forces de Laplace sur des conducteurs du rotor. La particularité de la machine à courant continu est qu'elle est pourvue d'un système appelé « association balais/collecteur » qui permet de répartir les courants dans les conducteurs du rotor suivant une disposition fixe qui ne dépend pas de la rotation du rotor. En conséquence, cette machine peut produire un couple sur son rotor indépendant de la vitesse de rotation de ce dernier

➤ Allure du circuit magnétique et différents bobinages L'allure en coupe d'une machine à courant continu est décrite sur la figure 7. On recense sur cette représentation schématique la présence de deux bobinages qu'il est important de bien dissocier :

Le bobinage inducteur. C'est celui qui, alimenté en courant continu, permet la création du flux dans la machine. On appelle « **courant inducteur** » le courant I_f qui le traverse. Toutes les grandeurs mécaniques et électriques dans la machine seront liées au flux inducteur, et donc au courant I_f . L'aimantation du circuit magnétique peut également être réalisée à base d'aimants permanents. Il n'y a dans ce cas là pas de bobinage inducteur et il faut considérer le flux dans la machine constant.

Le bobinage induit. C'est lui qui permet la circulation, grâce au système « balais/collecteur » (non représenté) d'un courant continu fixe et perpendiculaire au flux d'induction. Ce courant peut être imposé par une alimentation, auquel cas la machine fonctionnera en moteur en produisant un couple mécanique qui fera tourner le rotor, soit être induit par la rotation forcée du rotor, auquel cas la machine se comportera en génératrice.

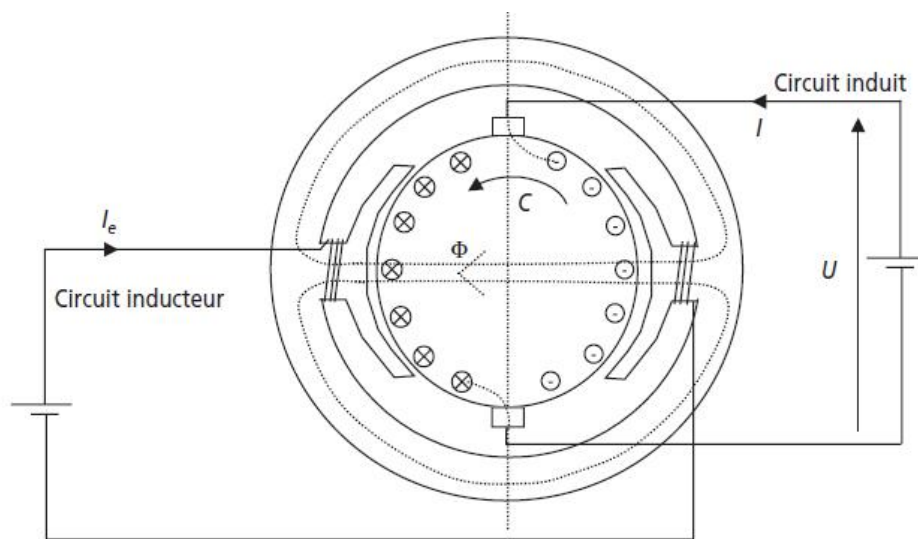


Figure 7. Constitution d'un MCC

7.2 Schémas équivalents de la machine, fonctionnements en moteur et en génératrice

La machine est composée, vue de l'induit d'un bobinage comportant sa résistance propre et son inductance propre. Par ailleurs, lors de la rotation du rotor, l'inducteur étant parcouru par un courant donné, il se produit aux bornes de la machine une force électromotrice dite « interne ». Cette force électromotrice ne dépend que de la vitesse de rotation et de la valeur du flux inducteur.

Ces caractéristiques sont communes aux fonctionnements moteur et générateur. En définitive, le schéma équivalent de la machine à courant continu est commun à tous les régimes de fonctionnement, à la convention de représentation du courant près. On représente ce schéma, les diverses conventions et les équations

caractéristiques de la machine sur la figure 8. On retiendra tout particulièrement sur cette figure les relations reliant les grandeurs électriques et mécaniques.

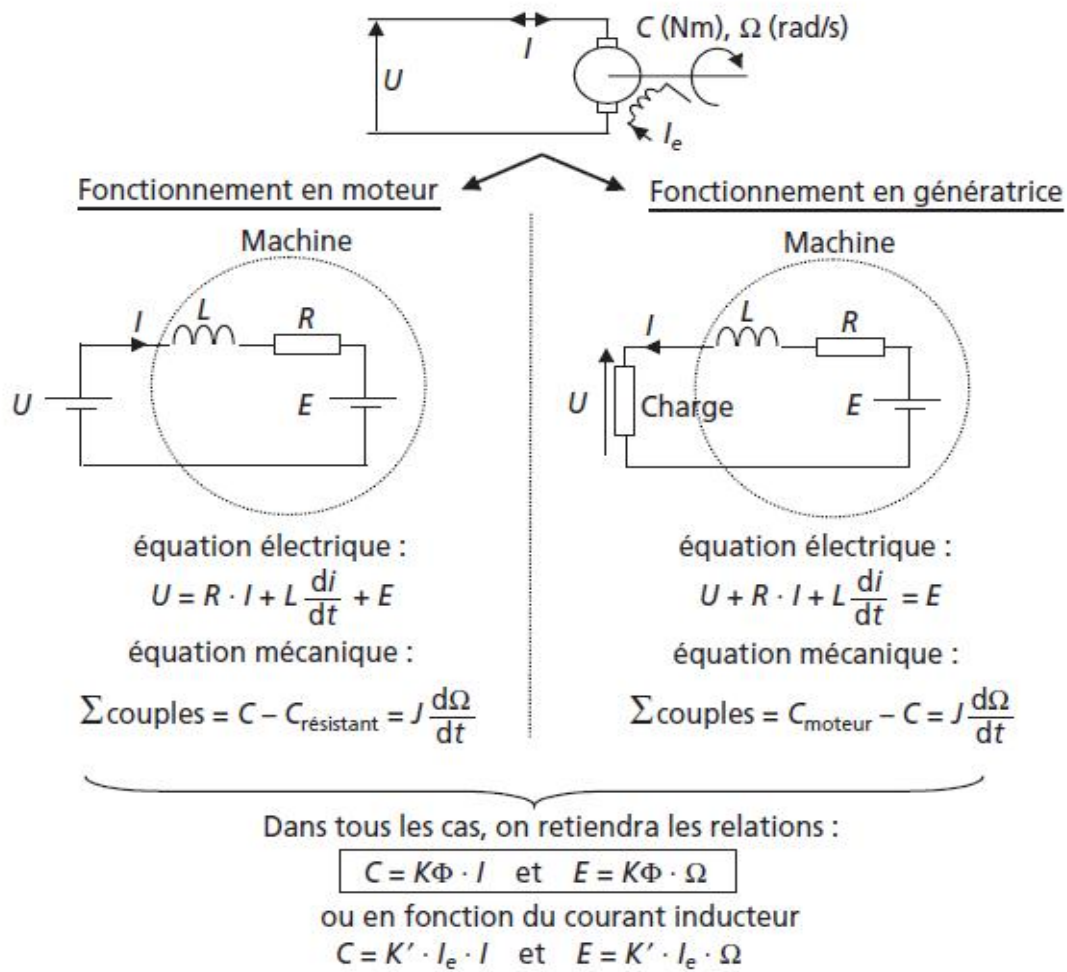


Figure 8. Schémas équivalents de la MCC

8. Modélisation en régime dynamique

8.1 Fonctions de transfert d'une MCC à excitation séparée alimentée en tension

le cadre des systèmes linéaires continus à coefficients constants. Le modèle dynamique complet est alors défini par :

it
is

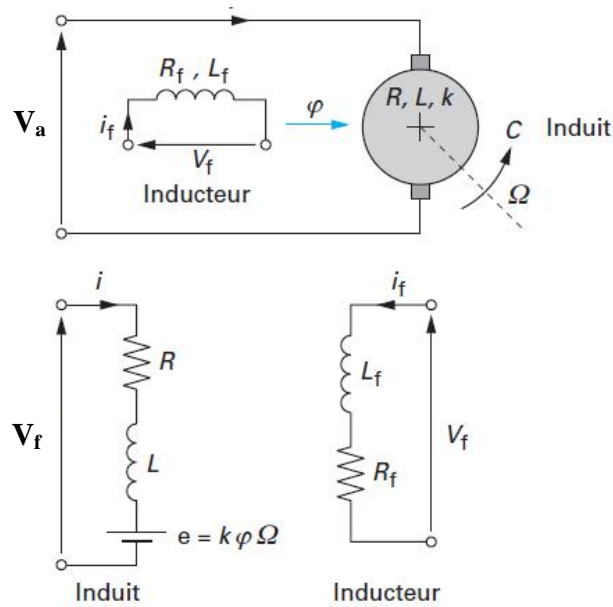


Fig. 9 Schéma équivalent du moteur à courant continu

Le modèle dynamique complet est alors défini par :

$$\begin{cases} V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K \Omega \\ V_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \\ C_e = K i_a \end{cases} \quad \begin{cases} C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \\ \Omega = \frac{d}{dt} \theta \end{cases}$$

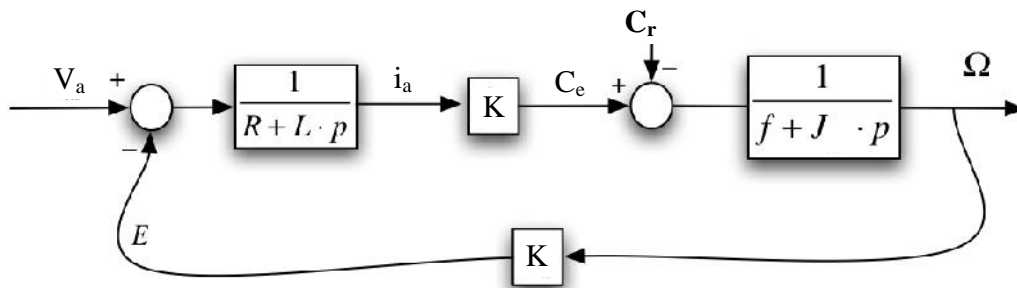


Fig. 10 Schéma bloc du moteur

Par simple mise en forme, on peut en déduire les équations d'état, en choisissant, i_a, Ω, θ comme variables d'état :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{R_a}{L_a}i_a - \frac{K}{L_a}\Omega + \frac{1}{L_a}V_a \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{K}{J}i_a - \frac{f}{J}\Omega \\ \frac{d\theta}{dt} = \Omega \end{cases}$$

La connaissance de ces trois équations est nécessaire et suffisante pour décrire le comportement dynamique du système considéré, lequel est donc d'ordre $n = 3$.

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix}}_X = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K}{L_a} & 0 \\ \frac{K}{J} & -\frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_B V_a$$

$$\underbrace{\theta}_Y = \underbrace{[0 \ 0 \ 1]}_C \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix}}_X + \underbrace{[0]}_U \cdot V_a$$

Ou le vecteur x

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix}$$

La fonction de transfert vitesse-tension a pour expression complète :

$$\frac{\Omega(p)}{V(p)} = \frac{K_m}{1 + (\tau_{em} + \tau_e)p + \tau_e \tau_{em} p^2}$$

$$K_m = K/(K^2 + Rf),$$

Gain statique

$$\mu = (Rf)/(K^2 + Rf),$$

Coefficient habituellement très faible

Constante de temps électrique $\tau_e = L/R,$

✚ Constante de temps mécanique. $\tau_{em} = RJ/(K^2 + Rf)$.

8.2 Représentation d'état non-linéaire

Soit le schéma fonctionnel d'une machine à courant continu à excitation séparée telle que définie sur la figure 11. Les équations différentielles décrivant le comportement du système sont :

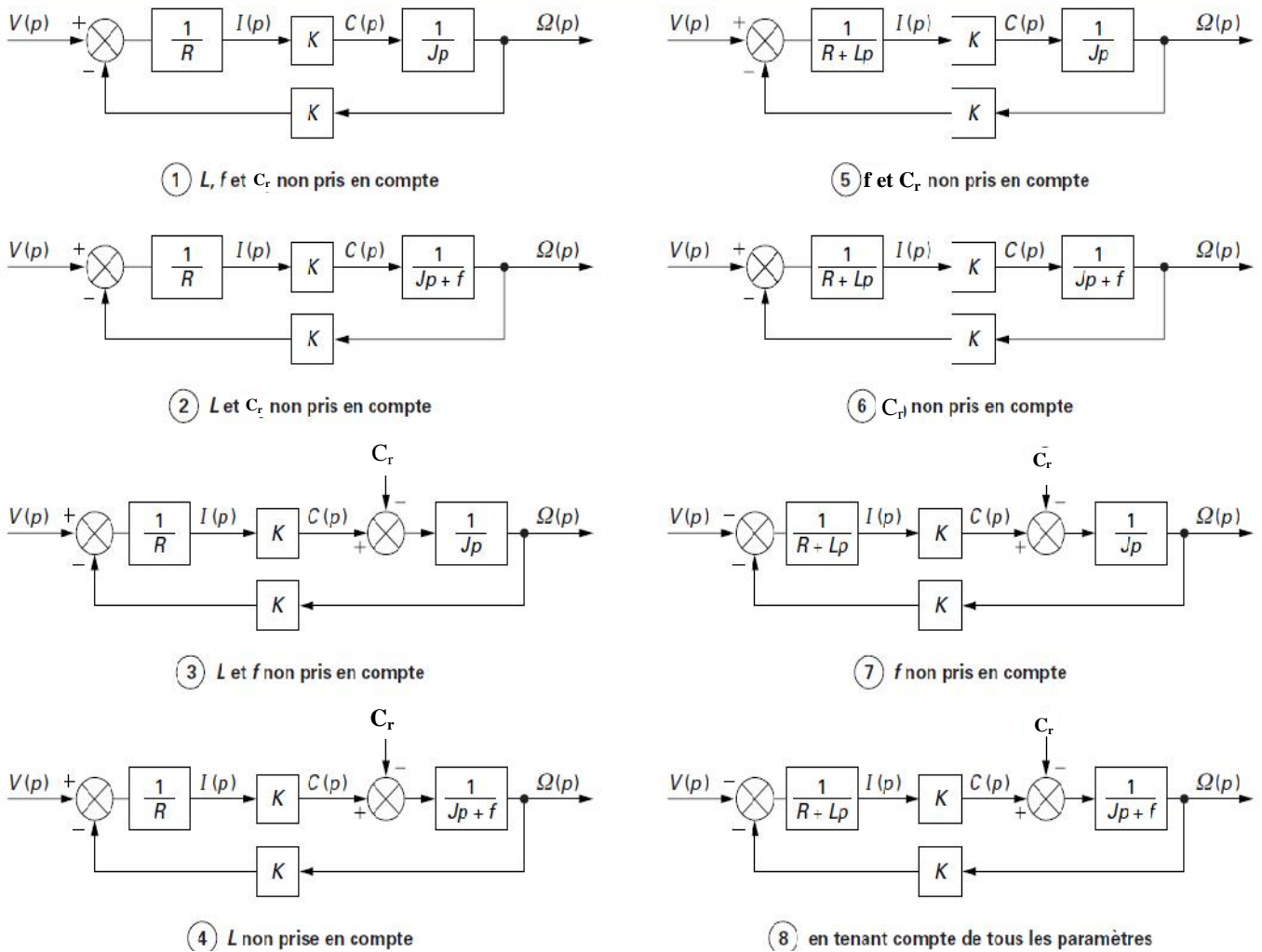


Fig. 11 - Classification des huit fonctions de transfert linéaires du moteur à courant continu (obtenues en négligeant L, f ou C_0)

Le plus souvent. On peut alors définir deux constantes de temps τ', τ'' , on néglige l'effet de f et l'on suppose $\tau' \ll \tau''$. On obtient alors :

$$\begin{aligned}\mu &= 0 \\ K_m &= 1/K \\ \tau' &\approx \tau_e \\ \tau'' &\approx \tau_{em} = RJ/K^2\end{aligned}$$

La fonction de transfert devient :

$$\frac{\Omega(p)}{V(p)} = \frac{1}{K} \frac{1}{(1 + \tau_e p)(1 + \tau_{em} p)}$$

8.3 Fonctions de transfert d'une MCC à excitation séparée pour la régulation en courant

La détermination des correcteurs de la boucle de courant utilise, dans une large majorité des applications. La figure 12 montre le schéma fonctionnel permettant d'extraire la fonction de transfert courant d'induit-tension d'induit en boucle ouverte :

$$\frac{I(p)}{V(p)} = \left(\frac{f}{K^2 + Rf} \right) \frac{1 + \tau_m p}{1 + (\tau_{em} + \tau_e) p + \tau_e \tau_{em} p^2}$$

Avec : τ_{em} constante de temps mécanique généralement très dépendante des paramètres de la charge (moment d'inertie, couple résistant) : $\tau_m = f/J$.

Cette fonction de transfert devient, en effectuant la simplification du paragraphe précédent :

$$\frac{I(p)}{V(p)} = \left(\frac{f}{K^2} \right) \frac{1 + \tau_m p}{(1 + \tau_e p) + (1 + \tau_{em} p)}$$

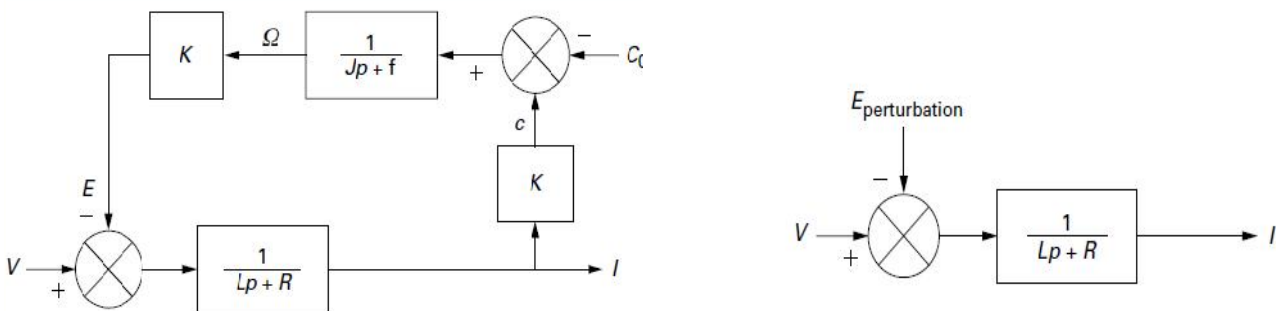


Figure 12 – Schémas fonctionnels de la boucle ouverte de courant

9. REGULATION

Dans la plupart des dispositifs de régulation et dans beaucoup de cas d'applications, on utilise des régulateurs standard « régulateur P, I, PI, PD, PID », en raison de la simplicité de leur algorithme de réglage.

L'avantage de l'action PID est qu'elle assure l'avantage de chaque action : P, I, D (vitesse, précision et stabilité).

Ce contrôleur combine les avantages de PI et PD. Le terme de dérivation a une action stabilisatrice et permet d'améliorer la rapidité du système. Le terme intégral permet d'effacer l'influence des perturbations constantes.

9.1 REGULATION EN CASCADE

Dans ce type de régulation, le régulateur est branché à la chaîne d'action après le comparateur (Fig 13) :

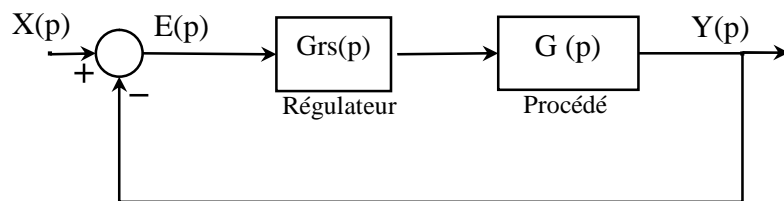


Figure 13 : Régulation en cascade

La fonction de transfert du système en chaîne ouverte, on voit clairement une modification de la transmittance du système asservi

$$G1(p) = Grs(p).G(p)$$

9.2 REGULATION PAR CHAINE DE REACTION PRINCIPALE.

Dans ce type de correction, le régulateur peut être installé comme suit :

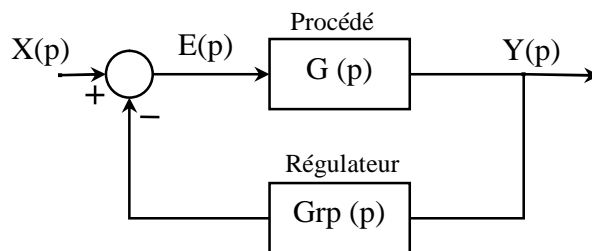


Figure 14 : Régulation en réaction principale

La fonction de transfert en boucle ouverte du système corrigé est égale à :

$$Gt(p) = \frac{G(p)}{1 + G(p).Grp(p)}$$

10.1 REGULATEUR PROPORTIONNEL P

L'action proportionnelle représente l'action minimale indispensable du réseau régulateur. Elle correspond à un gain constant K_p .

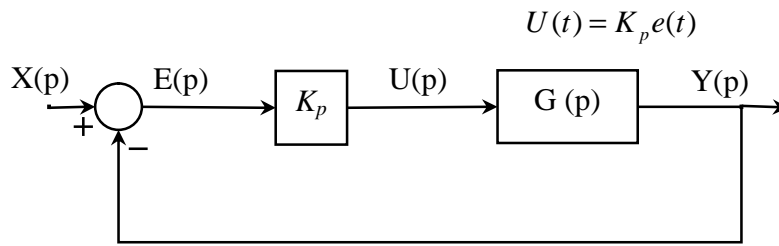


Figure 15 : Régulateur proportionnel

Ce contrôleur est caractérisé par :

- Un gain K_p inférieur à l'unité qui permet d'accroître la stabilité mais, en même temps engendre un décroissement de la précision.
- Un gain K_p supérieur à l'unité qui permet d'accroître la précision mais cette fois, engendre un décroissement de la stabilité.

10.2 REGULATEUR INTEGRAL I

L'action intégration est donnée par la loi de commande suivante :

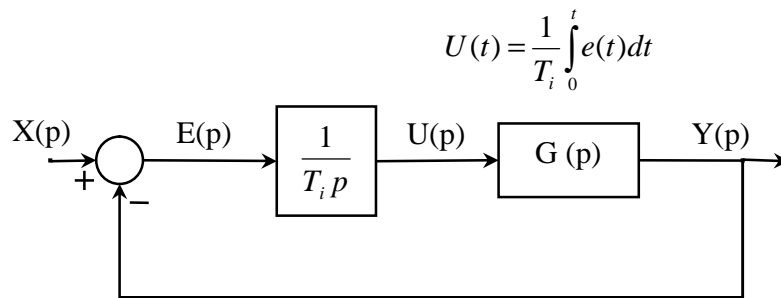


Figure 16 : Régulateur intégrateur

L'action intégrale augmente le gain et diminue la phase aux faibles fréquences. Si T_i augmente, la contribution de l'intégration diminue. Le système rejette plus lentement les perturbations.

10.3 REGULATEUR DERIVATEUR D

Cette action permet d'anticiper l'évolution du système et donc d'augmenter sa rapidité. Elle accroît le gain et la phase aux hautes fréquences.

L'action dérivation est donnée par la loi de commande suivante :

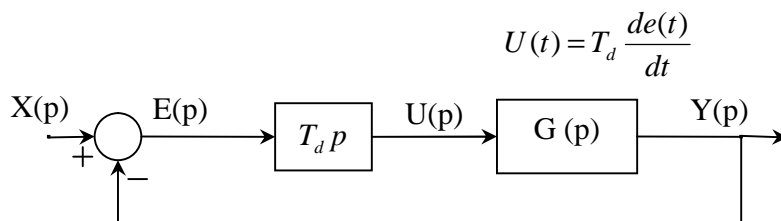


Figure 17 : Régulateur intégrateur

10.4 REGULATEUR PROPORTIONNEL-INTEGRAL PI

L'action de commande est donné par :

$$U(t) = K_p \left(u(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right)$$

D'où:

$$Grs(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right)$$

Où K_p est la constante proportionnelle et T_i la constante de l'action intégrale,

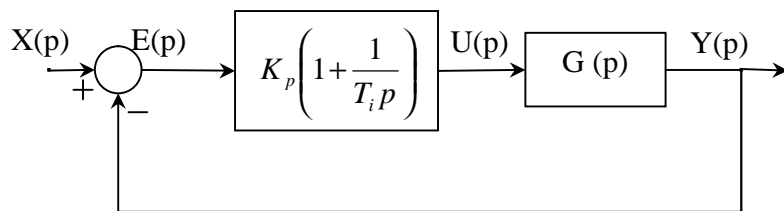


Figure 18: Régulateur proportionnel intégrateur (PI)

La commande PI réagit aux variations brusques de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

10.5 REGULATEUR PROPORTIONNEL-DERIVATEUR PD

L'action de commande est donnée par :

$$U(t) = K_p \left(e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right)$$

$$Grs(p) = K_p (1 + T_d p)$$

D'où :

Où K_p est la constante proportionnelle et T_d la constante de l'action dérivée

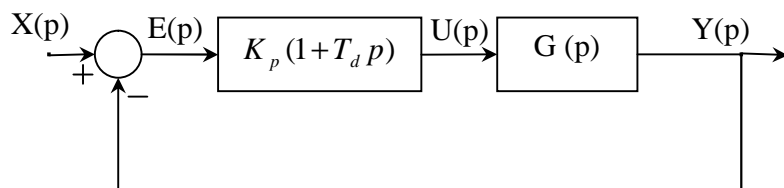


Figure 19 : Régulateur proportionnel-dérivateur (PD)

10.6 REGULATEUR PID

L'action de commande est donnée par :

$$U(t) = K_p \left(u(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right)$$

D'où :

$$Grs(p) = K_p \left(1 + T_d p + \frac{1}{T_i p} \right)$$

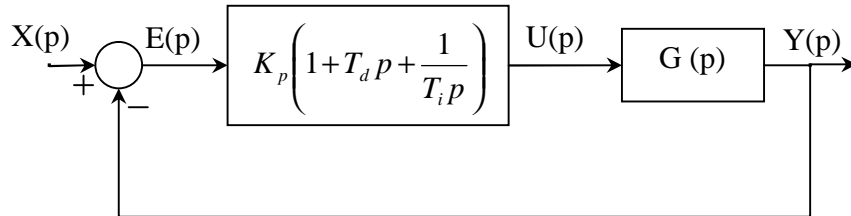


Figure 20 : Régulateur proportionnel intégrateur dériver (PID)

10.7 Schéma fonctionnel pour la régulation en vitesse avec PID en BF d'un MCC

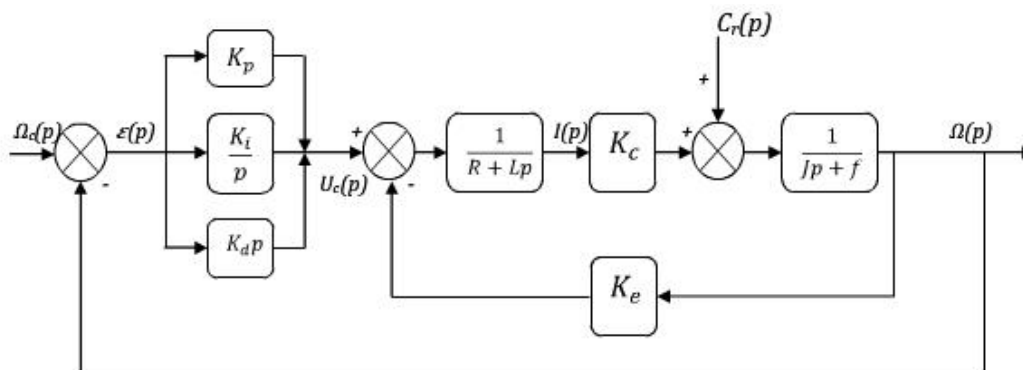


Fig.21 Schéma bloc du correcteur PID en régulation de vitesse

11. Références bibliographiques

1. Commande numérique Convertisseur-moteur à courant continu par Jean-Paul LOUIS et Claude BERGMANN, Technique de l'ingénieur, D3641.
2. Commande des machines à courant continu (mcc) à vitesse variable par Jean-Paul LOUIS ,Bernard MULTON, Yvan BONNASSIEUX, et Michel LAVABRE, D3610.
3. Manuel de génie électrique par Guy Chateigner, Michel Boës, Daniel Bouix ,Jacques Vaillant, Daniel Verkindère, édition 2007.
4. Les entraînements électriques : Méthodologie de conception – 2010 de Marcel Jufer.
5. Régulation numérique, cours polycopie mars 2002.
6. Variateurs de vitesse de la régulation cascade à la commande vectorielle, C. Haouy, Document internet.
7. Cours d'Asservissements Linéaires Continus, par Prof. Mohammed-Karim FELLAH.

CHAPITRE II :

• *Entrainement à vitesse variable par onduleur de tension*

COMMANDE SCALAIRE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE (V/F)

II.1 Représentation de la machine à courant alternatif MAS

L'un des objectifs essentiels de la modélisation de la machine est de la rendre accessible à l'automatisation, permettant l'étude de son comportement est le développement ensuite de commandes pour son pilotage.

Le contrôle de vitesse le plus simple, dit en "V sur f", permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage. C'est un contrôle scalaire.

II.2 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes

- entrefer constant, l'effet des encoches négligeable,
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- circuit magnétique non saturé et parfaitement feuilleté,
- pertes ferromagnétiques négligeables,
- l'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte,
- la répartition de l'induction, le long de l'entrefer, soit sinusoïdale.

II.2.1 Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque

II.2.2 Equation de la machine triphasée

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué en (Figure 1). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase A statorique et la phase a rotorique.

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$V = Ri + \frac{d}{dt} \Phi$$

Les six enroulements (a, b, c et A, B, C) représentés par la Fig. 1, obéissent aux équations matricielles suivantes :

$$[V_{s \ abc}] = R_s [i_{s \ abc}] + \frac{d}{dt} [\lambda_{s \ abc}] \quad (1)$$

$$[V_{rABC}] = R_r [i_{rABC}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{rABC}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$V_{sabc} = [V_a, V_b, V_c]^T$: le vecteur de tension statorique,

$i_{sabc} = [i_a, i_b, i_c]^T$: le vecteur de courant statorique,

$\Phi_{sabc} = [\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c]^T$: le vecteur de flux statorique,

$V_{rABC} = [V_A, V_B, V_C]^T$: le vecteur de tension rotorique,

$i_{rABC} = [i_A, i_B, i_C]^T$: le vecteur de courant rotorique,

$\Phi_{rABC} = [\Phi_A, \Phi_B, \Phi_C]^T$: le vecteur de flux rotorique.

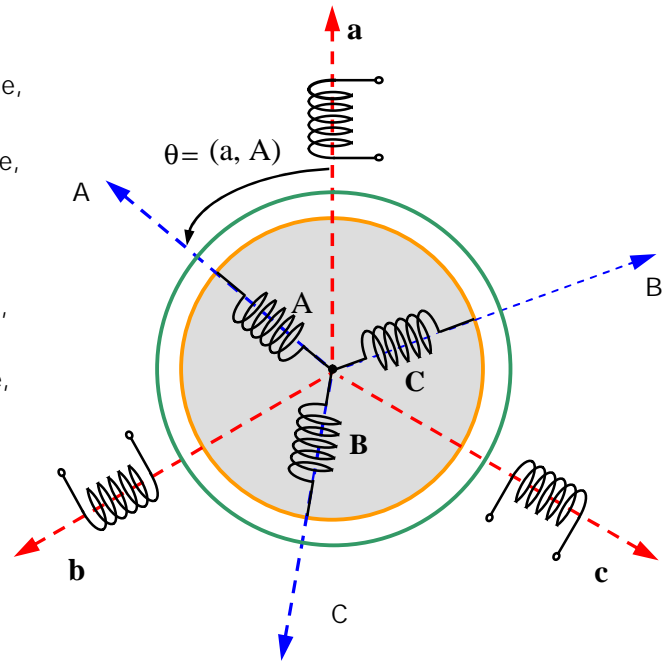


Fig. 1 Représentation schématique d'une MAS.

II.2.3 Equation magnétique

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit :

Pour le stator :

$$[V_s] = [L_s] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \quad (3)$$

Pour le rotor :

$$[V_r] = [L_r] [i_r] + [M_{rs}] [i_s] \quad (4)$$

$[L_s]$, $[L_r]$: représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique,

$[M_{sr}]$: correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

On désigne par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$[\mathbf{M}_{sr}] = [\mathbf{M}_{rs}]^T = [\mathbf{M}_{sr}] \begin{bmatrix} \cos(\cdot) & \cos\left(+\frac{2}{3}\right) & \cos\left(-\frac{2}{3}\right) \\ \cos\left(-\frac{2}{3}\right) & \cos(\cdot) & \cos\left(+\frac{2}{3}\right) \\ \cos\left(+\frac{2}{3}\right) & \cos\left(-\frac{2}{3}\right) & \cos(\cdot) \end{bmatrix} \quad (7)$$

On obtient finalement les équations de tensions :

Pour le stator :

$$[\mathbf{V}_{s \text{ abc}}] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{i}_{s \text{ abc}}] + \frac{d}{dt} \{ [\mathbf{L}_s][\mathbf{i}_{s \text{ abc}}] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{i}_{r \text{ ABC}}] \} \quad (8)$$

Pour le rotor :

$$[\mathbf{V}_{r \text{ ABC}}] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{i}_{r \text{ ABC}}] + \frac{d}{dt} \{ [\mathbf{L}_r][\mathbf{i}_{r \text{ ABC}}] + [\mathbf{M}_{rs}][\mathbf{i}_{s \text{ abc}}] \} \quad (9)$$

On peut noter la non-linéarité dans les équations (8) et (9), et pour surmonter cette complexité, on fait appel à la transformation de Park.

11.4 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé - diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq. Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère abc (Figure 2), par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park.

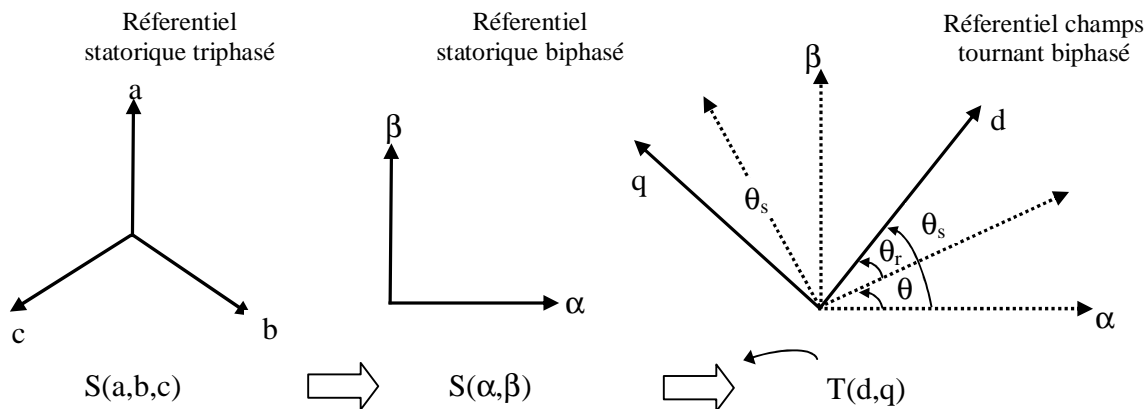


Fig. 2 Phases de transformation pour les changements de référentiels.

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_{dq0}] &= [\mathbf{P}(\theta)][\mathbf{V}_{abc}] \\ [\mathbf{i}_{dq0}] &= [\mathbf{P}(\theta)][\mathbf{i}_{abc}] \\ [\Phi_{dq0}] &= [\mathbf{P}(\theta)][\Phi_{abc}] \end{aligned} \quad (10)$$

Où : $[P(\theta)]$ est la matrice de Park, définie par :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(-\frac{2}{3}\right) & \cos\left(+\frac{2}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(-\frac{2}{3}\right) & -\sin\left(+\frac{2}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

II.4.1 Modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère de Park

La Fig. 3 illustre la schématisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de Park.

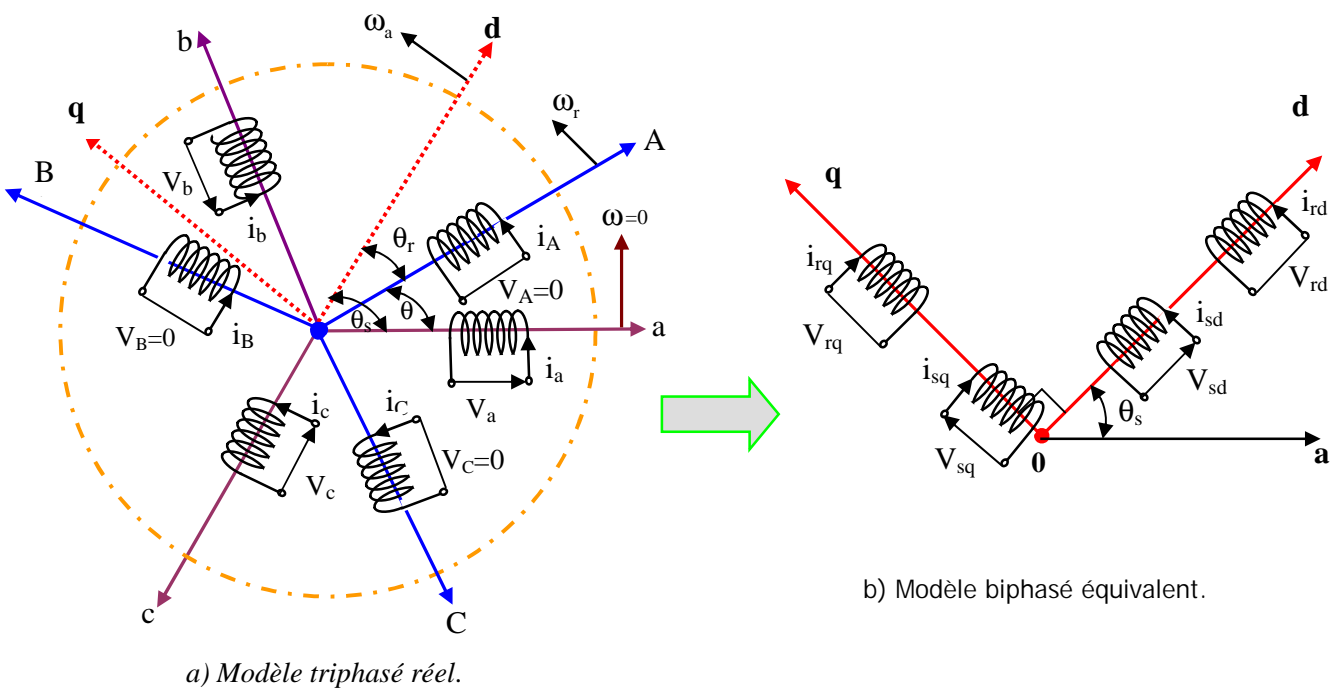


Fig. 3 Représentation de la machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente.

Avec :

θ est l'angle entre l'axe a et A,

θ_r est l'angle du rotor entre A et d,

θ_s est l'angle du stator entre a et d,

II.4.5 Modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère de Park

Après avoir effectué les transformations précédentes, on obtient ainsi les équations de tension dans le nouveau repère.

II.4.5.1 Equation des tensions

Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} - \omega_a \lambda_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} + \omega_a \lambda_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \lambda_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \lambda_{rd} \end{cases} \quad (14)$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \lambda_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \lambda_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rd} \\ \lambda_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \lambda_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (15)$$

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} \omega_m + f_r \quad (16)$$

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_r} (\lambda_{rd} i_{sq} - \lambda_{rq} i_{sd}) \quad (17)$$

Avec : C_e : le couple électromagnétique délivré par la machine,

C_r : le couple résistant de la charge, f_r : le coefficient des frottements visqueux, $\omega_m = \frac{\omega_a}{p}$: la vitesse

de rotation mécanique, p : le nombre de paires de pôles.

D'après le système d'équations (14), on peut se placer dans différents référentiels correspondants à des axes fixes, liés au stator ($\omega_a = 0$), ou à des axes liés au rotor ($\omega_a = \omega_r$) ou des axes liés au champ tournant ($\omega_a = \omega_s$).

II.4.5.2 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β)

Le système d'équations (14) permet d'écrire pour ce cas :

$$\begin{cases} V_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \lambda_s \\ V_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \lambda_s \\ V_r = 0 = R_r i_r + \frac{d}{dt} \lambda_r + \frac{d}{dt} \lambda_{rs} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \lambda_{r\beta} + \frac{d}{dt} \lambda_{s\beta} \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} \lambda_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \lambda_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \lambda_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \lambda_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (19)$$

II.5 Modèle de la machine asynchrone en régime permanent

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

$$\begin{cases} V_{as} = V_s \sin(\check{S}_s t) \\ V_{bs} = V_s \sin(\check{S}_s t - 2\pi/3) \\ V_{cs} = V_s \sin(\check{S}_s t + 2\pi/3) \end{cases}$$

Choisissons de fixer le repère dq au champ tournant. Notons ω_s la pulsation statorique. De même, nous noterons ω_r la pulsation rotorique et $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = p \omega$ la pulsation mécanique. On peut réécrire tout le système d'équation en introduisant la notation complexe :

$$\bar{X} = x_{sd} + jx_{sq} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad J^2 = -I \quad (20)$$

$$\bar{V}_s = x_{sd} + jx_{sq} = R_s (i_{sd} + j i_{sq}) + \frac{d}{dt} (\lambda_{sd} + j \lambda_{sq}) - \omega_s (\lambda_{sq} - j \lambda_{sd})$$

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} (\lambda_{sd} + j \lambda_{sq}) + j\omega_s (\lambda_{sd} + j \lambda_{sq})$$

D'où

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \quad (21)$$

Mais comme on est en régime permanent :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \quad \text{et} \quad \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_s \bar{\Phi}_r \quad \text{avec} \quad \omega_r = \omega$$

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_s \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (22)$$

$$\text{Or} \quad \begin{cases} \bar{\lambda}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\lambda}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (23)$$

Donc :

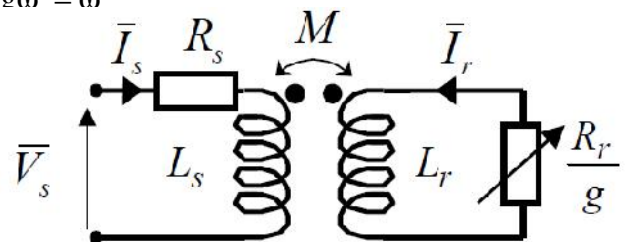


Figure 4 : Schéma par phase en régime Permanent

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jM \omega_s \bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \bar{I}_r + jM \omega_s \bar{I}_s \end{cases} \quad (24)$$

on abouti au schéma de la figure 4

On peut ramener ce schéma au stator avec les fuites magnétiques au rotor ($N_r \omega_s$) figure 6 pour ce faire, on pose.

$$N_r = L_r \sigma = L_r - \frac{M^2}{L_s}$$

$$\begin{cases} N_r' = N_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \\ R_r' = R_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \end{cases}$$

$$\bar{I}_r = \bar{I}_r \left(\frac{M}{L_s}\right)$$

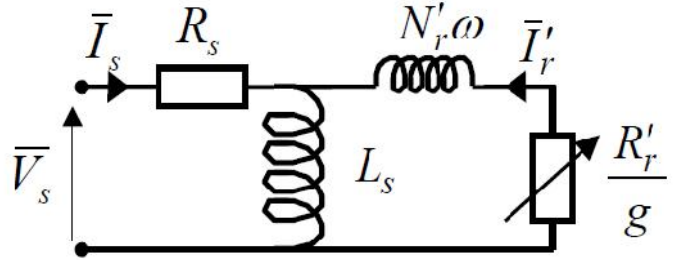


Figure 5 : Schéma équivalent au stator avec les fuites au rotor

Alors, en partant des équations du schéma par phase de la figure 5, on peut écrire :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_r' = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r') \quad (25)$$

$$0 = \left(\frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \bar{I}_r + jM \omega_s \bar{I}_s \right) \cdot \frac{L_s}{M} = \frac{R_r}{g} \cdot \frac{L_s}{M} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \frac{L_s}{M} \bar{I}_r + jL_s M \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r' - \bar{I}_r')$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \cdot \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \frac{M}{L_s} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \frac{M}{L_s} \bar{I}_r - jL_s \omega_s \bar{I}_r' + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r')$$

$$0 = \frac{R_r'}{g} \bar{I}_r' + jN_r' \omega_s \bar{I}_r' + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r') \quad (26)$$

On obtient donc les équations de la figure 6 :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r') \\ 0 = \frac{R_r'}{g} \bar{I}_r' + jN_r' \omega_s \bar{I}_r' + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r') \end{cases} \quad (27)$$

11.6 Expression du couple en régime permanent

Le couple en régime permanent s'écrit :

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = 3 \frac{p}{\omega_s} \frac{R'_r}{g} I_r'^2$$

$$I_r' = \frac{V_s - R_s \bar{I}_s}{\frac{R'_r}{g} + jN'_r \omega_s} \quad (28)$$

si on néglige R_s on a : $I_r'^2 = \frac{V_s^2}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \omega_s)^2}$ donc

$$C_e = 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \omega_s)^2} \quad (29)$$

Pour un glissement faible on a

$$C_e \approx 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{g}{R'_r} \quad (30)$$

Une variation quasi linéaire du couple en fonction de glissement, Le couple max correspond à $\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 = (N'_r \omega_s)^2$

quand $g = g_{max} = \frac{R'_r}{N'_r \omega_s}$ on a alors :

$$C_{max} = \frac{3p}{2N'_r} \left(\frac{V_s}{\omega}\right)^2 \quad (31)$$

Tracé de $C_{em}(g)$

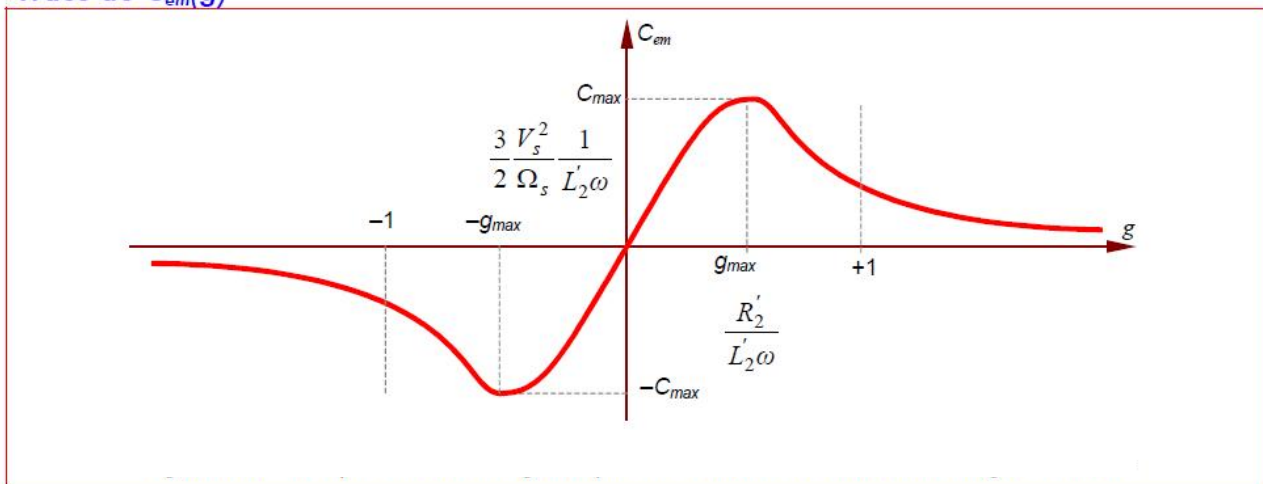
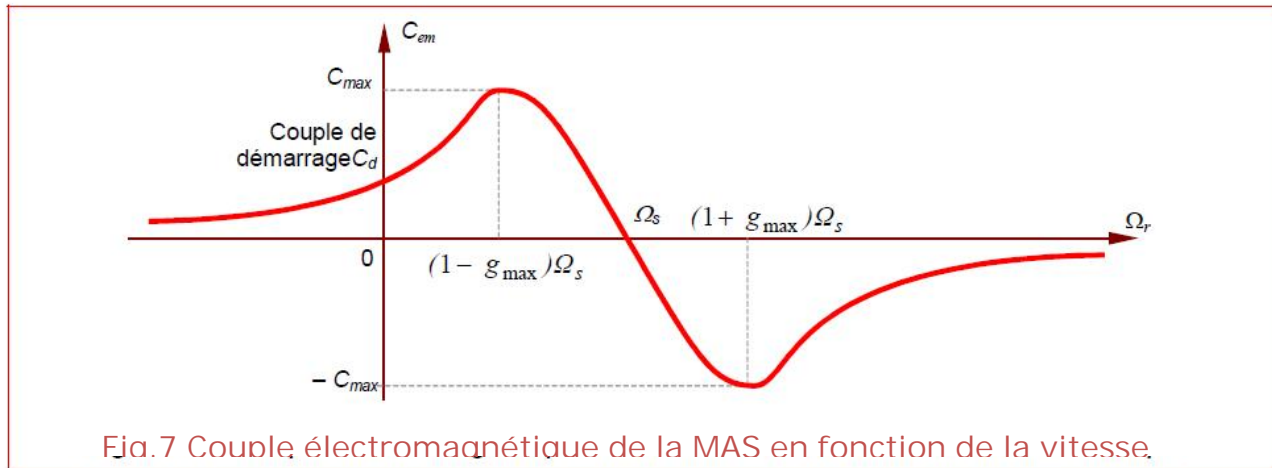


Figure 6 : Couple électromagnétique en fonction du Glissement

II.7 Couple fonction de la vitesse rotorique : $C_e(\)$

Le tracé de cette caractéristique couple/vitesse se déduit aisément du tracé précédent par transformations géométriques : une translation de Ω_s et une symétrie d'axe O_r pour le signe moins.



II.8 Modélisation de l'association moteur à induction-onduleur de tension

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, dans cette partie, l'étude du système d'entraînement complet, où la machine asynchrone est associée à deux convertisseurs en cascade. À travers ces convertisseurs s'opère le transfert d'énergie entre une source alternative et la machine asynchrone, d'où l'importance de l'étude de l'association convertisseur-machine.

Le convertisseur coté réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La Fig. 8 illustre le schéma de principe de cette association.

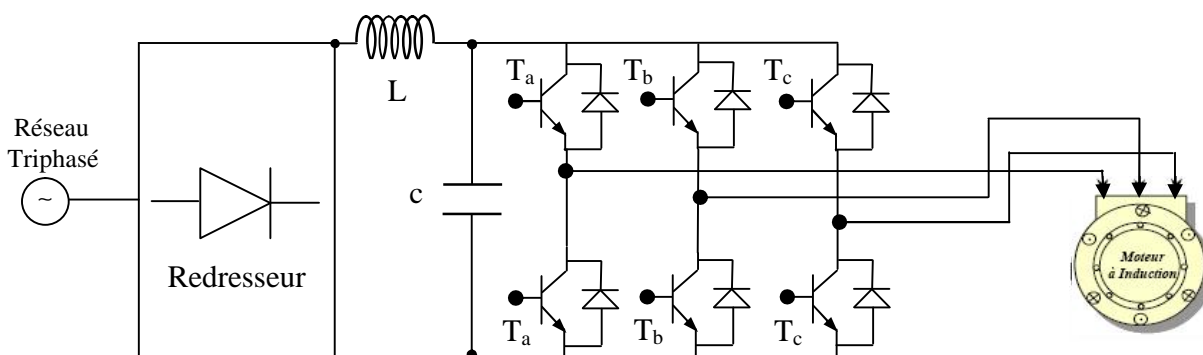


Fig. 8 Schéma de l'association machine asynchrone-onduleur de

II.8.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, Fig. 9, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

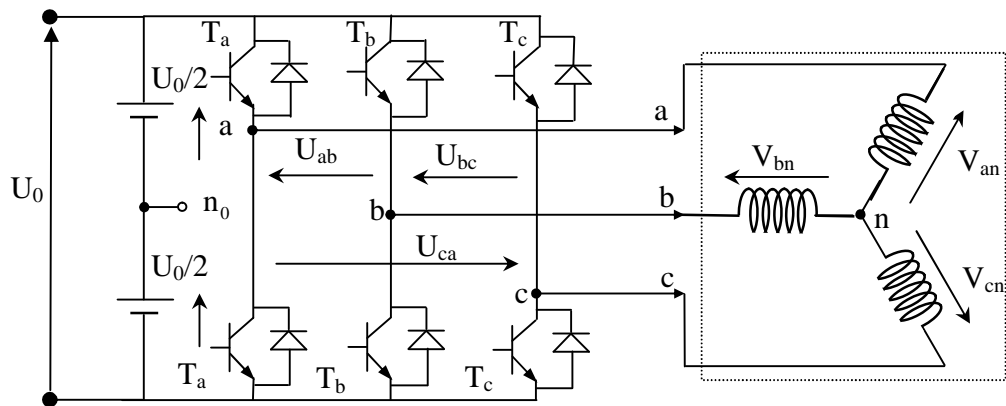


Fig. 9 Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T'_i est ouvert,
- si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (32)$$

II.8.2 Commande des onduleurs

II.8.2.1 Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis

Pour chaque bras de l'onduleur, les interrupteurs T_i et T'_i ($i = 1, 2, 3$) sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur. Le contrôle des courants par régulateurs à hystérésis force le courant de phase à suivre le courant de référence. L'imposition des courants sinusoïdaux à la machine garantit un couple électromagnétique non fluctuant

Les conditions de commutation des trois commutateurs statiques S_i ($i=1,2,3$) de l'onduleur sont définies en terme des états logiques S_i correspondants de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 S_i &= -1 & \text{si } i_i &\geq i_{\text{ref}} + \Delta i \\
 S_i &= 1 & \text{si } i_i &\leq i_{\text{ref}} - \Delta i \\
 S_i &= S_{i-1} & \text{si } i_i &= i_{\text{ref}}
 \end{aligned}
 \tag{33}$$

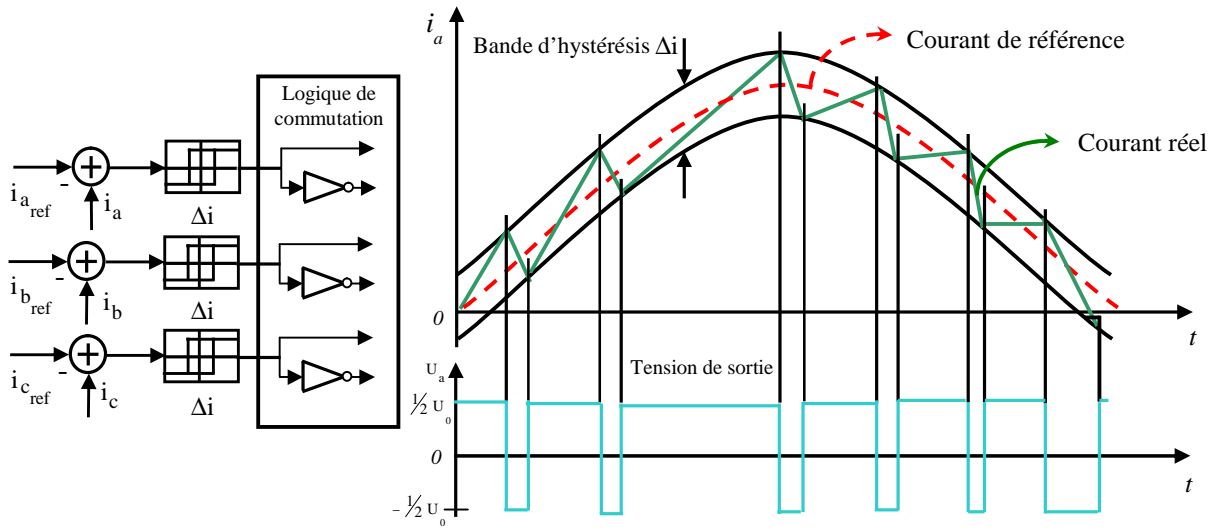


Fig. 10 Illustration de la bande de courant à hystérésis.

II.8.2.2 Contrôle des tensions par MLI

La technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion), qui consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse.

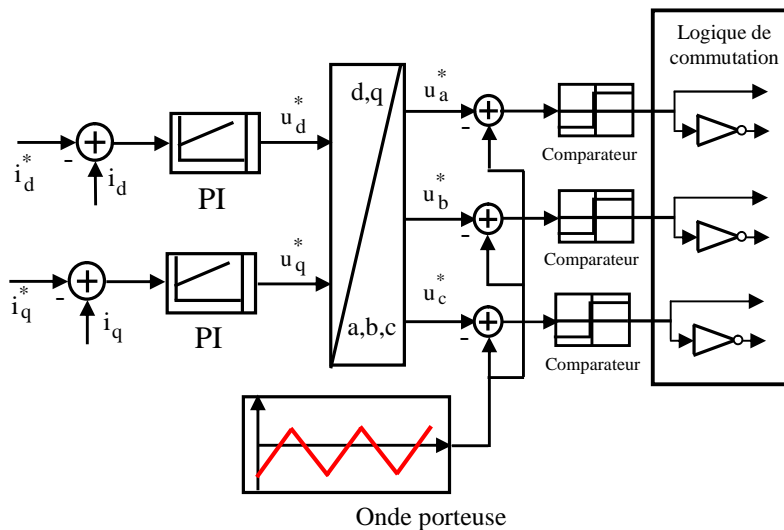


Fig. 11 Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale.

II.9 Commande scalaire

Plusieurs commandes scalaires existent 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). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en V/f (V sur f) qui est la plus utilisée.

II.9.1 Contrôle en V/f de la machine asynchrone

Son principe est de maintenir $V/f = \text{Constant}$ ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit

$$C_{\max} = \frac{3p}{2N'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (34)$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. A basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On compense alors en ajoutant un terme de tension V_0 (Figure 12).

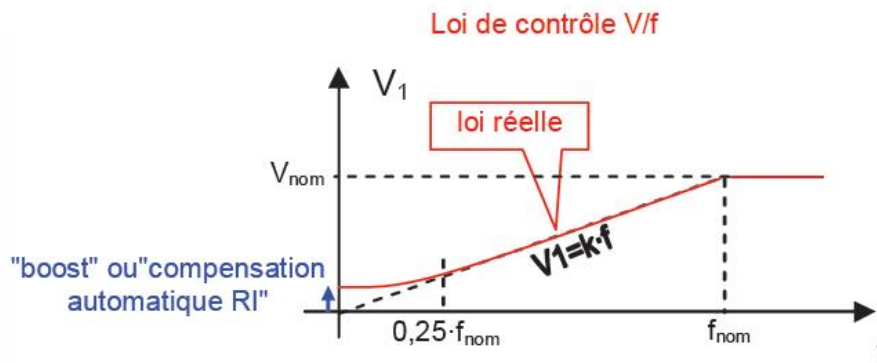


Fig. 12. Loi V/f

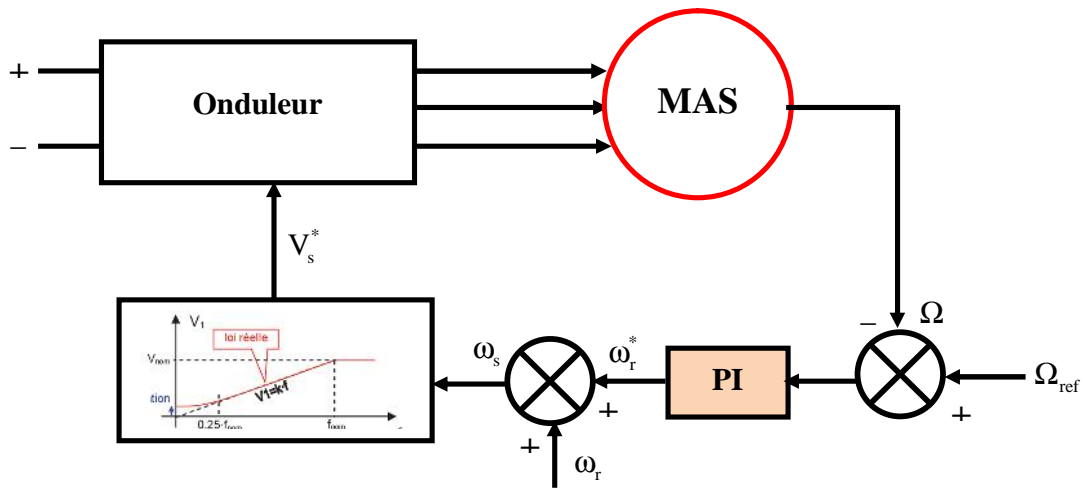


Fig. 13 Contrôle scalaire.

Le schéma de commande ci-dessus (Figure 13) présente la manière de réguler la vitesse de la machine en reconstituant la pulsation statorique à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique. Cette dernière, qui est l'image du couple de la machine est issue du régulateur de vitesse. Si la machine est chargée, la vitesse a tendance à baisser, le régulateur va fournir plus de couple afin d'assurer cet équilibre.

II.10 Références Bibliographiques

- 1) C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermès Science Europe, 2000.
- 2) G. Guy, et C. Guy, "Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande", Edition Eyrolles, 2000.
- 3) J. P. Caron, et J. P. Hatier, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Edition Technip, Paris 1995.
- 4) L. Baghli, Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone, notes de cours, 2005.
- 5) F. Henri, «Onduleurs de Tension, Structures /Application/Principes», Techniques de l'Ingénieur, D 3176, 2006.

Chapitre III :

• *Entrainement à vitesse variable par onduleur de tension*

Commande Vectorielle d'une MAS

III.1 Introduction

La méthode classique de commande, dite scalaire, consiste à contrôler le couple par le glissement et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence, ce qui ne permet pas d'obtenir les performances dynamiques d'une machine à courant continu. Les performances relativement médiocres des contrôles scalaires appliqués aux machines asynchrones, ont donné lieu à des efforts de recherche et développement importants, afin d'améliorer ces performances. Pour aboutir à un contrôle du même type que celui de la machine à courant continu, BLASCHKE avait suggéré, les bases de la théorie de commande des machines à courant alternatif dite « commande vectorielle ».

III. 2 Modèle de la machine en vue de la commande

Le modèle de la MAS en régime transitoire dans le repère (d, q) est donné par:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} - \omega_s \lambda_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} + \omega_s \lambda_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \lambda_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \lambda_{rd} \end{array} \right. \quad (1)$$

$$\text{et } \left\{ \begin{array}{l} \lambda_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \lambda_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \lambda_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \lambda_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{array} \right. \quad \text{et } C_e = P \frac{M}{L_r} (\lambda_{rd} i_{sq} - \lambda_{rq} i_{sd}) \quad (2)$$

et le coefficient de dispersion $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$ et la constante de temps rotorique $T_r = \frac{L_r}{R_r}$.

Les flux rotoriques en fonction des courants statoriques sont donnés par :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{T_r} i_{sd} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Phi_{rq} - \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{T_r} i_{sq} \end{cases} \quad (3)$$

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f_r = C_e - C_r \quad (4)$$

De plus, l'équation du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction des courants statoriques et du flux rotorique comme suit :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (5)$$

III. 3. Découplage de la commande selon l'orientation du flux

Dans le cas de l'orientation selon le flux rotorique dans le référentiel (d,q), c'est à dire que l'axe d soit confondu avec la direction du vecteur flux rotorique Φ_r .

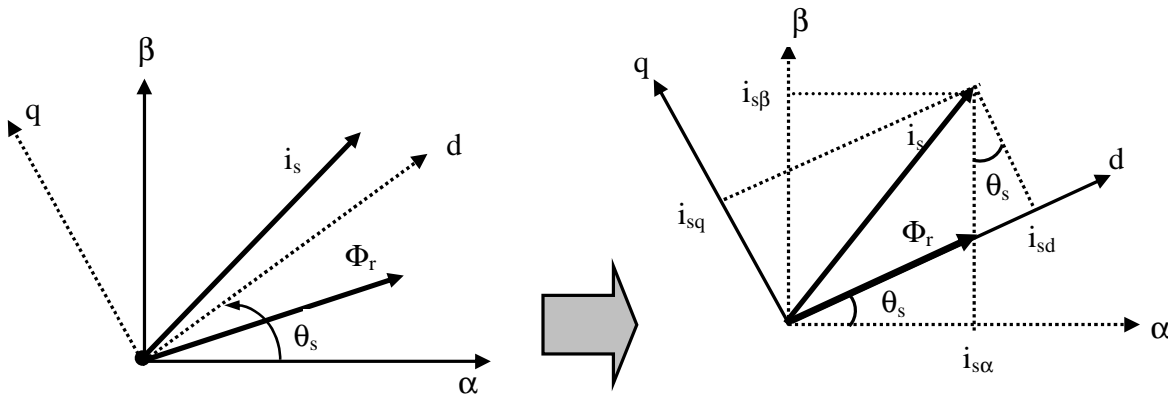


Fig. 1 Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation de flux rotorique.

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d on a donc :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \text{ et } \Phi_{rq} = 0 \quad (7)$$

le couple devient :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\Phi_r i_{sq}) \quad (8)$$

Et suivant les équations (3), l'évolution du flux est donné par :

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r \sigma + 1} i_{sq} \quad (9)$$

Quant à l'expression du couple électromagnétique, elle sera fonction des composantes biphasées du courant d'alimentation de la machine, i_{sd} et i_{sq} :

$$C_e = p \left(\frac{M^2}{L_r (T_r s + 1)} i_{sd} \right) i_{sq} \quad (10)$$

Et pour la machine à courant continu, le couple est donné par :

$$C_e = (i_f) i_a \quad (11)$$

Une analogie entre les commandes des machines à courant continu et celles à courant alternatif est possible d'après la Fig. 2.

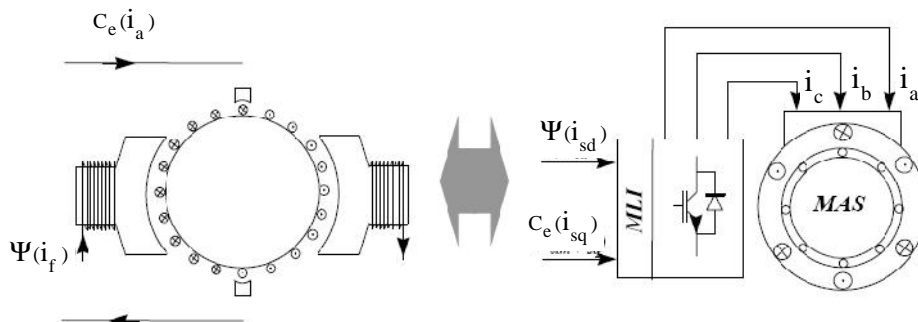


Fig. 2 : Analogie entre la commande de machines à courant continu (à gauche) et la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone (à droite).

III.4. Le contrôle indirect

Dans le cas du contrôle indirect (IFOC), le flux n'est pas estimé. Celui-ci est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle θ , l'angle de Park. Cet angle d'orientation est obtenu à partir de la pulsation statorique ω_s .

III. 5 Machine asynchrone alimentée en courant

III.5.1 Commande indirecte

Le remplacement de l'équation (7) dans (3) nous donne :

$$i_{sd} = \frac{1}{M} \left(T_r \frac{d}{dt} i_{sq} + i_{sq} \right) \quad (12)$$

Et le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (i_{sd} i_{sq}) \quad (13)$$

On peut donc évaluer le courant i_{sq} pour produire le couple à partir de l'équation suivante :

$$i_{sq} = \frac{L_r}{pM} \left(\frac{C_e}{i_{sd}} \right) \quad (14)$$

La pulsation de glissement est obtenue à partir de l'équation (3) par :

$$s_l = \frac{1}{\Phi_r} \frac{M}{T_r} i_{sq} \quad (15)$$

En complétant avec la loi d'autopilotage $s = s_l + p\Omega$ (16)

III. 5.1.1 Alimentation par onduleur de tension contrôlé en courant (à hystérésis)

La Fig. 3 illustre le schéma de principe du contrôle indirect en courant.

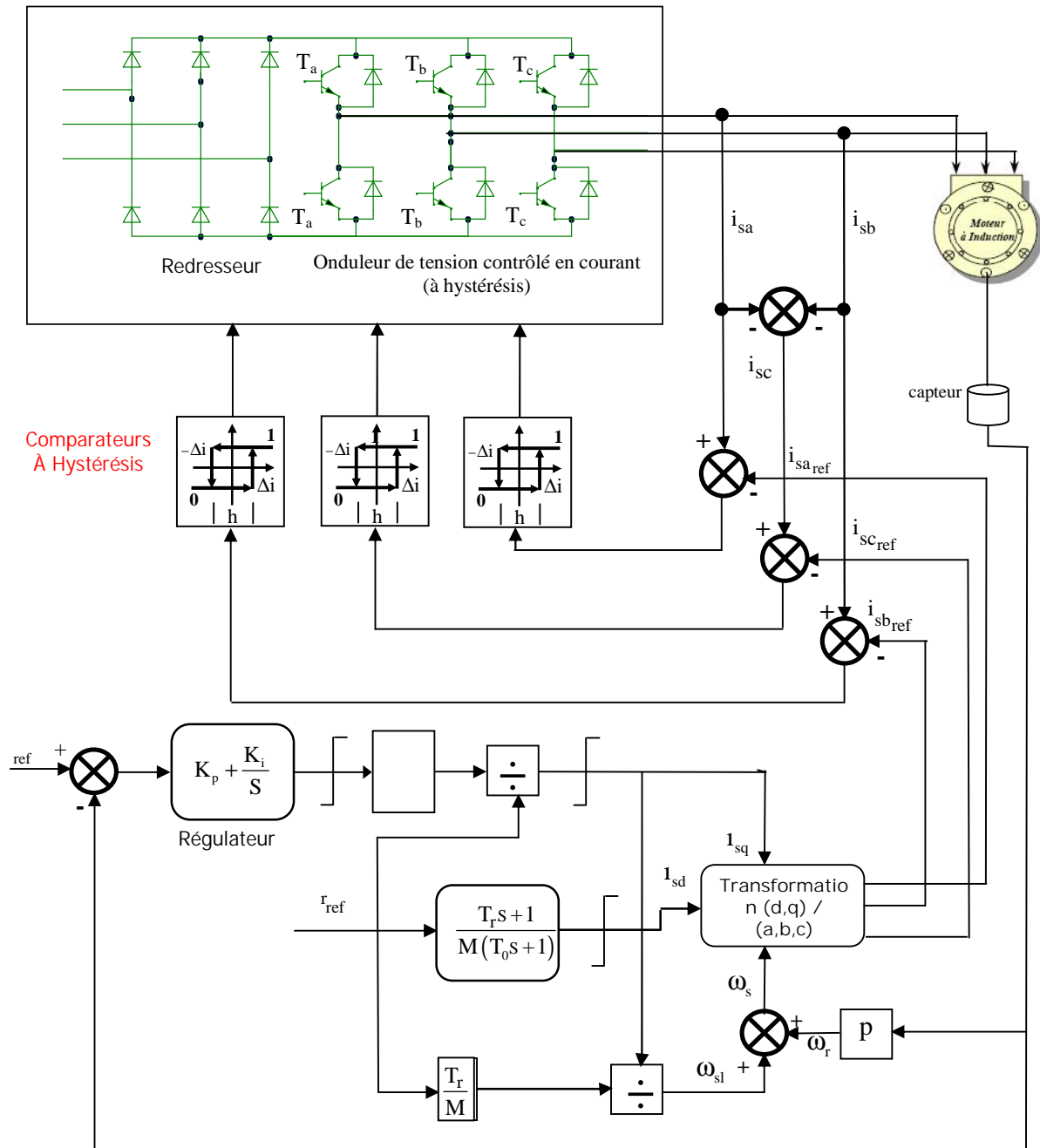


Fig. 3 Commande vectorielle indirecte d'une machine alimentée en courant.

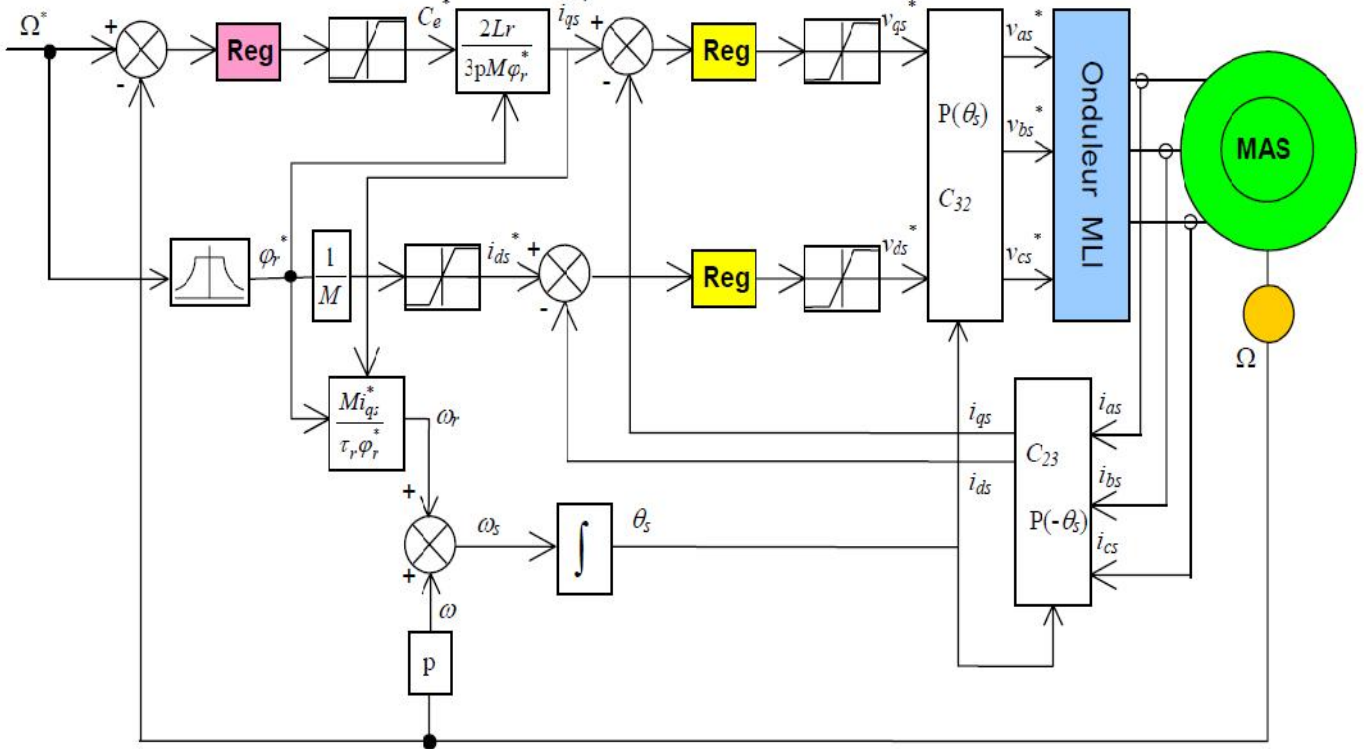


Figure 4: Schéma de régulation de vitesse de MAS en tension.

III. 5.2 Commande directe

III. 5.2.1 Machine asynchrone alimentée en tension

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les axes d, q. Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions v_{sd} et v_{sq} .

Dans le cas d'une alimentation en tension, le modèle de la machine est donné par :

$$\begin{cases} V_{sd} = L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} - s L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r} R_r i_{r} \\ V_{sq} = L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + s L_s i_{sd} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + \frac{M}{L_r} i_{r} \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} T_r \frac{d}{dt} i_{r} + i_{r} = M i_{sd} \\ s l = \frac{M}{r T_r} i_{sq} \end{cases} \quad (19)$$

D'après ce modèle on remarque que v_{sd} et v_{sq} influent, à la fois, sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple. Il est, donc, nécessaire de réaliser un découplage.

III.5.2.2 Découplage par compensation

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} de sorte que V_{sd1} n'agisse que sur i_{sd} et V_{sq1} sur i_{sq} . Alors :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (20)$$

Les termes e_{sd} et e_{sq} représentent la force électromotrice de compensation que l'on doit ajouter avec :

$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_s L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} R_r i_r \\ e_{sq} = -\omega_s L_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} R_r i_r = -\omega_s L_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} (\omega_s - \omega_{sl}) i_r \end{cases} \quad (21)$$

$$\text{Soit : } e_{sq} = -\omega_s L_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s i_r + \frac{M^2}{L_r T_r} i_{sq} \quad (22)$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont, alors, reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} :

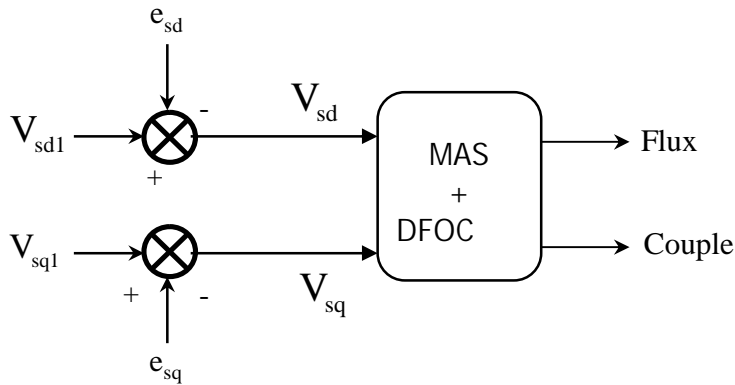


Figure 5 : Reconstitutions des tensions V_{sd} et V_{sq} .

Nous définissons, ainsi, un nouveau système pour lequel :

$$\begin{cases} V_{sd1} = L_s \frac{d i_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} \\ V_{sq1} = L_s \frac{d i_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sq} \end{cases} \quad (24)$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

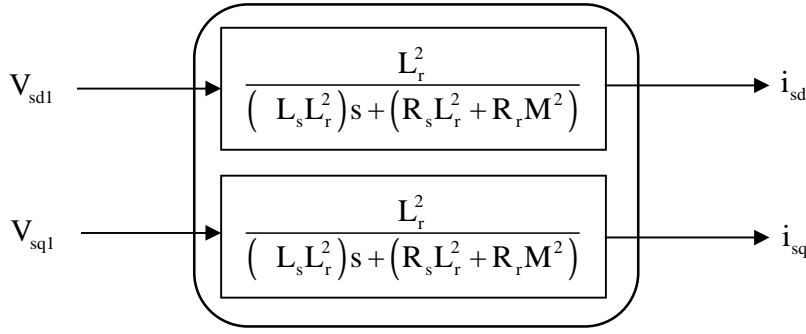


Fig. 6 : Commande découplée-expression de i_{sd} et i_{sq} .

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

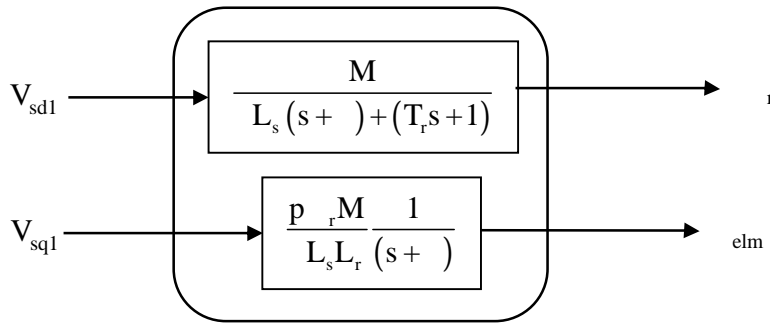


Fig. 7 : Commande découplée- expression de Φ_r et Γ_{elm} .

III.6 Les estimateurs pour la commande en tension (directe)

III.6.1 Estimation de Φ_r

Le système d'équation (3) permet d'estimer le flux $\hat{\Phi}_r$:

$$\hat{\Phi}_r = \frac{M}{1 + T_r s} i_{sd} \quad (25)$$

III.6.2 Estimation de ω_s et de θ_s

La pulsation statorique s'écrit, d'après (16) :

$$s = p + \frac{M}{T_r} \hat{\Phi}_r i_{sq} \quad (26)$$

L'équation n'est pas exploitable telle qu'elle est puisque $\hat{\Phi}_r$ est nul au démarrage du moteur. Nous utilisons, par la suite, l'équation suivante :

$$s = p + \frac{M}{T_r} \hat{\Phi}_r i_{sq} \quad (27)$$

Avec : $\varepsilon = 0.001$

Par la suite nous avons alors :

$$s = \frac{1}{p} s \quad (28)$$

III.7 Calcul des régulateurs

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation seront de type proportionnel et intégral PI. Afin de contrôler le couple électromagnétique, effectuer la régulation de vitesse et de flux. Les régulateurs ont pour but d'améliorer les performances dynamiques et statiques du processus, L'algorithme de ce régulateur se représente sous la forme suivante :

$$C(p) = \left[K_p + \frac{K_i}{s} \right] \quad (29)$$

III.7.1 Régulateur du flux

Le découplage proposé, permet d'écrire : $r = \frac{K_1}{(s + \gamma) + \left(s + \frac{1}{T_r}\right)} V_{sd1}$, $K_1 = \frac{M}{L_s T_r}$

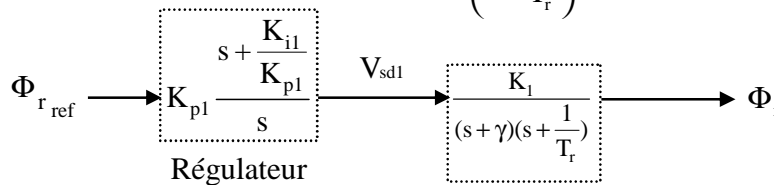


Fig. 8 Schéma fonctionnel de la régulation du flux.

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2nd ordre.

Compensons le pôle dominant soit $\left(s + \frac{1}{T_r}\right)$ par $\left(s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}\right)$, ce qui se traduit par la condition:

$$\frac{K_{i2}}{K_{p2}} = \frac{1}{T_r} \quad (30)$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit par : $BO(s) = \frac{K_{p1} K_1}{s(s + \gamma)}$ Donc on aura l'équation caractéristique du

système en boucle fermée sous la forme :

$$1 + \frac{s^2}{K_{p1} K_1} + \frac{s}{K_{p1} K_1}$$

Elle possède une dynamique d'un système de 2nd ordre qui est : $1 + (2\frac{\zeta}{n})s + \frac{1}{n^2}s^2$

Tel que : ζ : Coefficient d'amortissement, n : Pulsation propre du système.

Par comparaison à la forme canonique d'un système du 2nd ordre on aura :

$$\begin{cases} \frac{1}{n} = \frac{1}{K_{p1}K_1} \\ \frac{2}{n} = \frac{1}{K_{p1}K_1} \end{cases}$$

$$\text{On à donc : } K_{p2} = \frac{\gamma^2}{K_1(2\zeta_1)^2} \quad (31)$$

Donc on peut déduire l'expression de K_{i2} à partir de l'équation (30) :

$$K_{i1} = \frac{1}{T_r} K_{p1} \quad (32)$$

III.7.2 Régulateur du couple

Les équations de découplage proposées, permettent d'exprimer le couple électromagnétique

$$C_e = \frac{p_{ref} M}{L_s L_r} \frac{1}{(s+)} V_{sq1} = \frac{K_2}{(s+)} , \quad K_2 = \frac{p_{ref} M}{L_s L_r}$$

Soit la boucle de courant suivante :

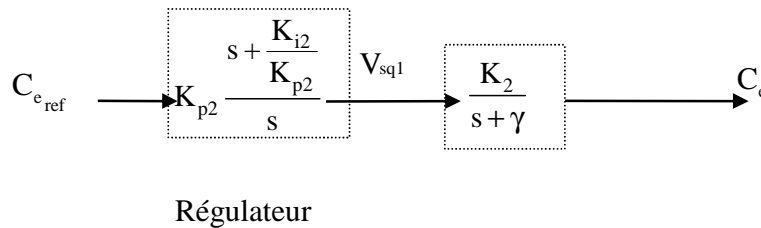


Fig. 9 Schéma fonctionnel de la régulation du couple.

Compensons le pôle $s +$ par $s + \frac{K_{i2}}{K_{p2}}$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_{i2}}{K_{p2}} = \quad (33)$$

En boucle ouverte, on aura la fonction de transfert : $BO(s) = \frac{K_{p2} K_2}{s}$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre avec une constante du temps $t_2 = \frac{1}{K_{p2} K_2}$

Donc pour un temps de réponse imposé t_{rep} c'est à dire :

$$K_{p2} = \frac{L_s L_r}{p \cdot M_{ref} \cdot t_{rep}} \quad (34)$$

Et, d'après l'équation (33) $K_{i2} = K_{p2}$

III. 7.3 Régulateur de la vitesse

Soit la boucle de vitesse suivante :

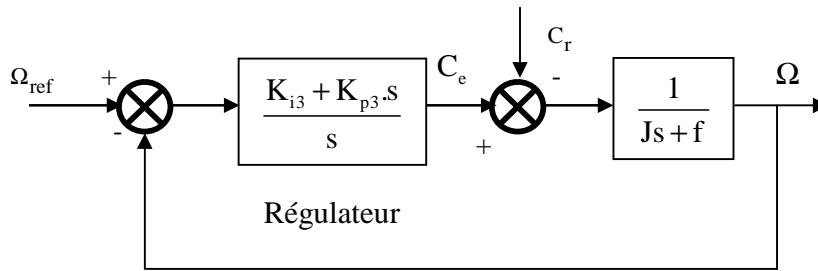


Fig. 10 Schéma fonctionnel de la régulation de

Nous avons d'après cette structure :

$$= \frac{1}{Js+f} (C_e - C_r)$$

Alors :

$$= \frac{1}{Js+f} \frac{K_{p3} \cdot s + K_{i3}}{s} (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{Js+f} \cdot C_r$$

Donc l'utilisation d'un PI donne :

$$= \frac{K_{p3} \cdot s + K_{i3}}{1 + (K_{p3} + f) \cdot s + Js^2} \Omega_{ref} - \frac{s}{1 + (K_{p3} + f) \cdot s + Js^2} \cdot C_r$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique d'un système de 2nd ordre. En identifiant le dénominateur à la

forme canonique $\frac{1}{1 + (2\frac{\tau}{n})s + \frac{s^2}{n}}$, nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{1}{n} = \frac{J}{K_{i3}} \\ \frac{2}{n} = \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} \end{cases}$$

(35)

On peut prendre $\tau = L_s/R_s$ qui caractérise la dynamique de la vitesse pour un amortissement unitaire $\zeta = 1$, on

détermine n à partir du temps de réponse en vitesse du système t_{rep3} , donc $K_{i3} = 2 J / \tau^2$ et $K_{p3} = K_{i3} \tau$

III.8 Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

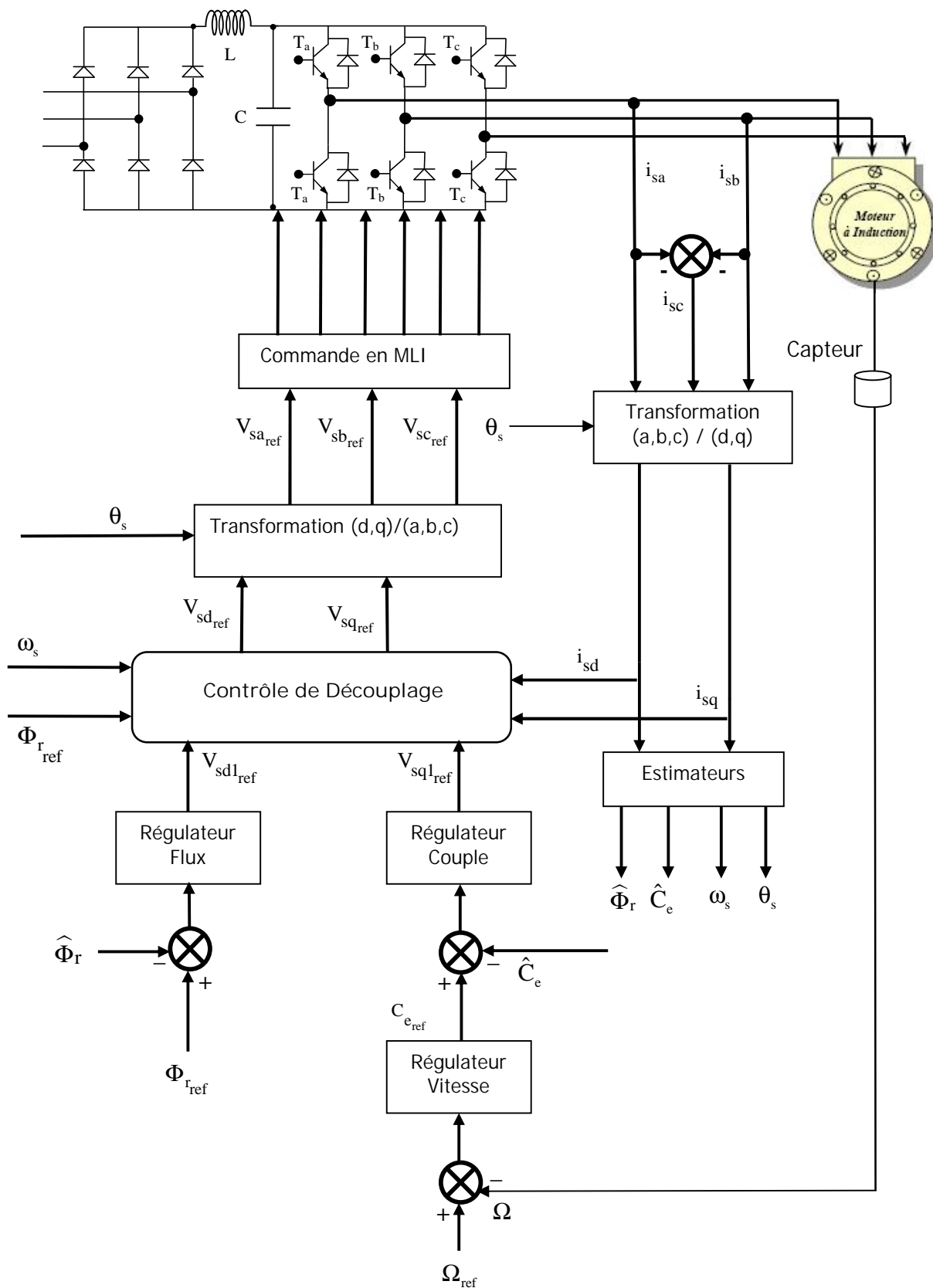


Fig. 11. Commande vectorielle directe de flux d'une machine asynchrone alimentée en tension.

Commande scalaire

- Basée sur le modèle régime permanent
- + Simple à implanter
- – Dynamique lente
- Contrôle des grandeurs en amplitude.

Commande vectorielle

- basée sur le modèle transitoire
- + Précise et rapide
- + Contrôle du couple à l'arrêt
- – Chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP...)
- Contrôle des grandeurs en amplitude et en phase.

II.9 RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- 1) M. Boussak, "Commande Numérique Vectorielle des Machines Asynchrones Triphasées/Module Association Machine - Convertisseur", EEPS, Marseille, 1994.
- 2) L. Baghli, "Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, France, 1999.
- 3) G. buche, "Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone en Environnement Temps Réel Matlab/Simulink", Thèse d'Ingénieur de CNAM, Cedex France, 2001.
- 4) J. P. Caron, J. P Hautier, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Edition Technip, 1995.
- 5) G. Clerc, G. Grellet, "Actionneurs électriques : Principes, Modèles, Commande", Edition Eyrolles, 1999.
- 6) G. Sturtzer, " Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés", Edition ellipses, 2001.
- 7) C. Carloss de Wit, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC", Edition Hermes Sciences Europe, 2000.