

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE ABDERRAHMANE MIRA – BEJAÏA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

COURS COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES

LICENCE ACADEMIQUE EN GENIE ELECTRIQUE

Préparé par :

Mr. BOUDRIES Zoubir

Maître de Conférences B

SOMMAIRE

INTRODUCTION.....	1
PARTIE I. COMMANDE DES MOTEURS A COURANT CONTINU	
1. Rappels sur les caractéristiques des moteurs à courant continu	2
1.1 Moteur à courant continu	2
1.2 Grandeurs caractéristiques	2
1.2.1 Force contre-électromotrice (f.c.e.m)	2
1.2.2 Couple électromagnétique.....	2
1.3 Caractéristiques des moteurs à courant continu	4
1.3.1 Caractéristique électromécanique de vitesse	5
1.3.2 Caractéristique électromécanique du couple	6
1.3.3 Caractéristique mécanique.....	6
1.4 Caractéristiques mécaniques des charges entraînées.....	7
1.4.1 Caractéristique à couple constant ; $C_r = Const$	7
1.4.2 Fonctionnement à puissance constante $P = Const$	7
1.5 Point de fonctionnement d'un groupe moteur- charge entraînée	8
1.6 Stabilité	8
1.7 Réglage de la vitesse d'un moteur à flux constant	9
1.7.1 Introduction.....	9
1.7.2 Méthodes de réglage de la vitesse	9
A. Réglage rhéostatique	9
B. Réglage par le flux	10
C. Réglage par la tension d'induit.....	12
2. Variateurs de vitesse pour moteurs à courant continu	13
2.1 Introduction	13
2.2 Réalisation d'une tension d'induit variable	13
2.3 Variateurs à redresseurs	14
2.3.1 Montages non réversibles.....	14
A) Montages alimentés en monophasé	14
B) Montages alimentés en triphasé	14
2.3.2 Montages réversibles.....	15
A) Montage à inversion du courant inducteur	16
B) Montage à inversion du courant induit	17
C) Montage réversible tête-bêche	18
2.4 Variateurs à hacheurs	20

2.4.1 Hacheur série.....	20
2.4.2 Hacheur réversible en courant.....	20
2.4.3 Hacheur en pont	20
3. Notions théoriques sur la commande des MCC	21
3.1 Introduction	21
3.2 Régulation à boucles convergentes	22
3.3 Régulation parallèle.....	22
3.4 Régulation en cascade	23
3.5 Modèle du moteur à courant continu à flux constant	24
3.6 Identification de la machine à courant continu.....	25
3.6.1 Détermination de la résistance de l'induit.....	25
3.6.2 Détermination de l'inductance de l'induit.....	26
3.6.3 Détermination du coefficient k' (constante de la f.c.e.m. et du couple).....	26
3.6.4 Détermination du coefficient de frottement (f)	27
3.6.5 Détermination du moment d'inertie (j)	27
3.7 Régulateurs.....	29
3.7.1 Introduction.....	29
3.7.2 Action proportionnelle (Régulateur P).....	29
3.7.3 Action Intégrale (Régulateur I)	29
3.7.4 Action dérivée (Régulateur D)	30
3.7.5 Action proportionnelle et intégrale (Régulateur PI).....	30
3.7.6 Action proportionnelle et dérivée (Régulateur PD)	31
3.7.7 Action proportionnelle, intégrale et dérivée (Régulateur PID)	32
3.7.8 Choix et dimensionnement des régulateurs.....	33
A) Critère méplat	33
B) Critère sur la réponse harmonique symétrique.....	33
4. Réglage classique d'un moteur à courant continu à flux constant	34
4.1 Introduction	34
4.2 Schéma fonctionnel global du circuit de réglage	34
4.3 Dimensionnement de la boucle de courant.....	35
4.4 Dimensionnement de la boucle de vitesse.....	39
5. Réglage d'état d'un moteur à courant continu à flux constant	43
5.1 Schéma structurel de principe du réglage d'état	43
5.2 Transformation du schéma bloc. Première possibilité	43
5.3 Transformation du schéma bloc. Deuxième possibilité	45
5.4 Contre-réaction d'état complétée par un régulateur intégrateur.....	47

5.5 Généralisation du réglage d'état. Schéma structurel	48
5.6 Réglage d'état en cascade	48
5.7 Schéma structurel global du réglage d'état en cascade d'un MCC à flux constant.....	49
5.8 Etude et dimensionnement de la boucle courant.....	49
5.9 Réglage de vitesse	53

PARTIE II. COMMANDE DES MOTEURS ASYNCHRONES

1. Constitution. Principe de fonctionnement	55
1.1 Définition	55
1.2 Constitution	55
1.3 Principe	55
2. Grandeurs caractéristiques.....	55
2.1 Glissement.....	55
2.2 Fréquence rotorique.....	56
2.3 Effets des courants rotoriques. Flux résultant	56
3. Modèle de la machine asynchrone en régime permanent.....	56
3.1 Equations de fonctionnement	56
3.2 Etude du régime permanent.....	57
3.2.1. Equation des flux.....	57
3.2.2 Equations en tensions.....	58
3.3 Schéma équivalent.....	58
3.3.1. Modèle à inductances couplées	58
3.3.2. Modèle à inductances de fuites partielles.....	58
3.3.3. Modèle à fuites totalisées au rotor ramené au stator	59
4. Bilan des puissances-Couple	61
4.1 Bilan des puissances.....	61
4.2 Couple	62
4.3 Caractéristique mécanique	63
5. Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones.....	64
5.1 Action sur la tension d'alimentation	64
5.2 Action sur la résistance rotorique.....	66
5.3 Cascade hyposynchrone	67
5.4 Variation de la fréquence de la fréquence d'alimentation.....	69
6. Commande scalaire	70
6.1 Alimentation en tension de la machine	70
6.1.1 Commande en boucle ouverte.....	71

6.1.2 Réalisation de l'asservissement de vitesse 73
6.2 Alimentation en courant de la machine 73

PARTIE III. COMMANDE DES MOTEURS SYNCHRONES

1. Machine synchrone..... 76
2. Constitution 76
3. Principe du moteur synchrone 76
4. Bilan des puissances 77
5. Modèle de la machine synchrone à pôles lisses ou à aimants permanents77
 5.1 Schéma équivalent..... 78
 5.2 Diagramme vectoriel 79
6. Expressions du couple 80
 6.1 En fonction de l'angle ψ 80
 6.2 Expression du couple en fonction de l'angle interne δ 80
7. Moteur synchrone en vitesse variable 82
 7.1 Principe de la variation de vitesse du moteur synchrone 82
 7.2 Nécessité de l'autopilotage..... 82
 7.3 Moteur synchrone autopiloté : système à courant imposé..... 83
 7.4 Système à tension imposée..... 86
BIBLIOGRAPHIE 87

INTRODUCTION

Les moteurs électriques sont aujourd'hui présents dans toutes les branches de l'industrie. Les domaines des transports, de la traction ferroviaire et la propulsion navale font aussi largement appel à ces machines.

L'intérêt grandissant envers les moteurs électriques est justifié par le besoin des processus industriels à la vitesse variable. Cette solution permet, en effet, de contrôler un processus ou un système avec une dépense minimale d'énergie et de matière première.

Le succès des solutions électriques pour la variation de vitesse par rapport aux solutions mécaniques et hydrauliques vient des caractéristiques incomparables que leur confère l'électronique, tant sur le plan de la conversion d'énergie que celui de l'asservissement de vitesse. L'essor que connaît actuellement le développement des composants de l'électronique de puissance et les techniques de commande a accentué l'intérêt pour les variateurs par moteurs électriques.

Ce cours destiné aux étudiants de licence en génie électrique traite de la commande des machines électriques. Il est constitué de trois parties :

La première est consacrée à la commande des moteurs à courant continu. On y présente, tout d'abord, des généralités sur les caractéristiques de ces machines ainsi que celles des charges entraînées pour aborder ensuite les méthodes de réglage de la vitesse. Nous nous intéressons dans l'étape suivante aux variateurs de vitesse pour moteurs à courant continu puis présentons deux méthodes pour l'asservissement de vitesse, le réglage classique et le réglage d'état.

La deuxième partie traite de la commande des moteurs asynchrones. Des notions générales sur le fonctionnement de ces machines ont été tout d'abord présentées, la relation du couple en régime permanent a été établie ce qui nous a permis de tracer la caractéristique mécanique de la machine. Nous nous intéressons par la suite aux méthodes de réglage de la vitesse et terminons par la présentation de la commande scalaire dans les deux cas de l'alimentation en courant et en tension de la machine.

La dernière partie de ce cours est consacrée à la commande des machines synchrones. Après quelques rappels sur le fonctionnement et les caractéristiques de la machine, on s'est intéressé à son comportement en vitesse variable où la nécessité de l'autopilotage a été montrée. Les schémas de la commande scalaire du moteur synchrone autopiloté avec courant imposé et tension imposée ont été ensuite présentés.

PARTIE I. COMMANDE DES MOTEURS A COURANT CONTINU**1. Rappels sur les caractéristiques des moteurs à courant continu****1.1 Moteur à courant continu**

C'est une machine électromagnétique qui transforme l'énergie électrique qu'elle reçoit sous forme de courant continu en énergie mécanique.

1.2 Grandeurs caractéristiques**1.2.1 Force contre-électromotrice (f.c.e.m)**

$$E' = \frac{p}{a} \cdot \frac{N}{2\pi} \cdot \Omega \cdot \Phi \quad (\text{I.1})$$

Avec :

p : Nombre de paire de pôles de l'inducteur ;

a : Nombre de paire de voies de l'enroulement d'induit ;

N : Nombre total de brins actifs de l'induit ;

Φ : Flux utile par pôle (Weber) ;

Ω : Vitesse de rotation (rd/s) ;

E' : Force contre-électromotrice en Volts ;

Le facteur $\frac{p}{a} \frac{N}{2\pi}$ est constant. Posons : $\frac{p}{a} \frac{N}{2\pi} = k$; il vient :

$$E' = k\Omega \Phi \quad (\text{I.2})$$

1.2.2 Couple électromagnétique

- Définition

C'est le couple qui correspond à la puissance passée de la forme électrique à la forme mécanique. Cela apparaît clairement dans le bilan des puissances du moteur. Raisonnons sur un moteur à excitation séparée schématisé ci-après :

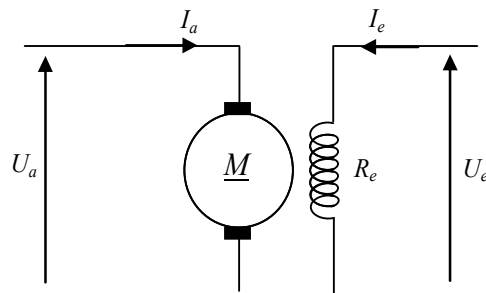


Fig. I.1 Schéma électrique équivalent d'un MCC à excitation séparée

▪ Equation électrique de l'induit

D'après la figure I.1, l'équation électrique de l'induit s'écrit :

$$U_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E' \quad (I.3)$$

Soit en régime permanent ;

$$U_a = R_a I_a + E' \quad (I.4)$$

D'où l'on tire l'expression de la f.c.e.m. E' :

$$E' = U_a - R_a I_a \quad (I.5)$$

▪ Bilan des puissances

Le bilan des puissances est illustré par la figure suivante :

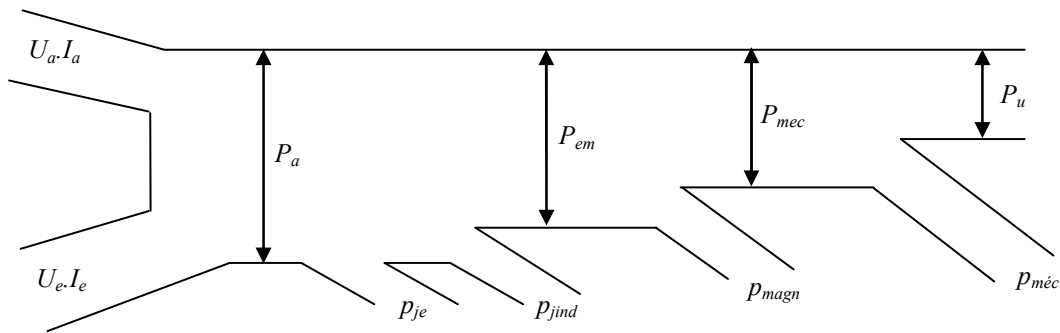


Fig. I.2 Bilan des puissances d'un moteur à courant continu à excitation séparée

○ *Puissance absorbée (P_a) :*

$$P_a = U_a I_a + U_e I_e \quad (I.6)$$

○ *Pertes Joule excitation (p_{j_e}) et dans le circuit d'induit ($p_{j_{ind}}$) :*

$$p_{j_e} = U_e \cdot I_e \quad (I.7)$$

$$p_{j_{ind}} = R_a \cdot I_a^2 \quad (I.8)$$

$$p_j = p_{j_{ind}} + p_{j_e} \quad (I.9)$$

○ *Puissance électromagnétique :*

$$P_{em} = P_a - p_j \quad (I.10)$$

○ *Puissance mécanique :*

$$P_{mec} = P_{em} - p_{magn} \quad (I.11)$$

p_{magn} : étant les pertes magnétiques définies par la somme des pertes par hystérésis et par courants de Foucault:

$$p_{magn} = p_{hys} + p_{cf} \quad (I.12)$$

○ *Puissance utile :*

$$P_u = P_{mec} - p_{méc} \quad (I.13)$$

$p_{méc}$: désigne les pertes mécaniques et qui rassemblent les pertes par frottement et ventilation.

$$p_{méc} = p_{frt} + p_{ven} \quad (I.14)$$

N.B. : La somme des pertes magnétiques p_{magn} et mécaniques $p_{méc}$ est désignée par pertes constantes (p_c) du fait que leurs valeur est indépendant de l'état de charge du moteur.

- Expressions des couples
 - Couple électromagnétique

On a la relation :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \quad (I.15)$$

La puissance qui passe de la forme électrique à la forme mécanique est P_{em} (Puissance électromagnétique). Exprimons cette puissance :

$$P_{em} = P_a - p_j,$$

Ce qui donne

$$P_{em} = (U_a - R_a I_a) I_a$$

Soit en utilisant l'équation électrique de l'induit (I.4) :

$$P_{em} = E' I_a \quad (I.16)$$

On obtient :

$$C_{em} = \frac{E' I_a}{\Omega} = \frac{k \cdot \Omega \cdot \Phi \cdot I_a}{\Omega} \quad (I.17)$$

$$C_{em} = k \cdot \Phi \cdot I_a \quad (I.18)$$

- Couple utile :

$$C_u = \frac{P_u}{\Omega} = \frac{P_{em} - p_c}{\Omega} = C_{em} - C_p \quad (I.19)$$

C_p : couples des pertes

En pratique le couple de pertes qui dépend de la vitesse ne dépasse pas quelques pourcents du couple électromagnétique, aussi peut-on le négliger et se permettre ainsi d'écrire :

$$C_u = C_{mec} = C_{em} = C = k \cdot \Phi \cdot I_a \quad (I.20)$$

- ❖ *Le couple utile d'un moteur à courant continu est proportionnel au courant induit et au flux inducteur.*

1.3 Caractéristiques des moteurs à courant continu

Les caractéristiques qui nous intéressent sont :

- ✓ Caractéristique électromécanique de vitesse $\Omega = f(I_a)$.
- ✓ Caractéristique électromécanique de couple $C = f(I_a)$.
- ✓ Caractéristique mécanique $C = f(\Omega)$.

- Cas du moteur shunt ou à excitation séparée :

L'induit et l'inducteur d'un moteur shunt sont alimentés sous la même tension U_a inscrite sur la plaque signalétique (tension nominale). Dans le cas d'un moteur à excitation séparée, ils sont alimentés par deux sources différentes. Mais pour les deux types, la tension appliquée à l'enroulement d'excitation et par suite le courant d'excitation sont indépendants de la charge, aussi leurs propriétés sont-elles identiques.

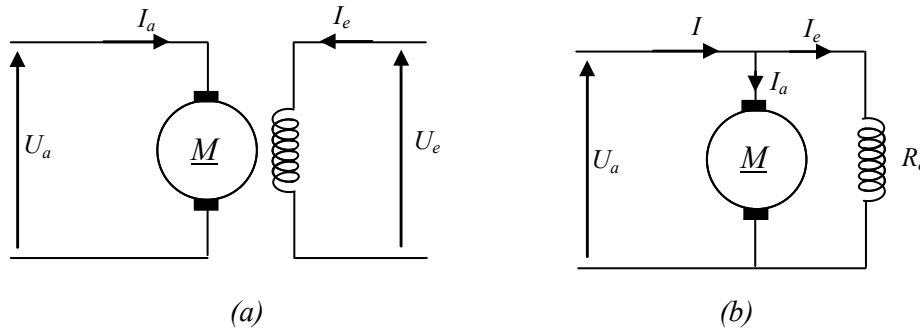


Fig. I.3 Moteur à courant continu ; (a) à excitation séparé, (b) à excitation shunt

Dans le cas d'un moteur shunt, il vient :

$$I = I_a + I_e \quad (I.21)$$

$$\text{Avec: } I_e = \frac{U_a}{R_e} \quad (I.22)$$

La résistance de l'inducteur étant toujours élevée, le courant inducteur ne représente que quelques pourcents du courant de l'induit, aussi peut-on écrire : $I = I_a$.

❖ Le moteur shunt ou à excitation séparée est un moteur à flux constant ; ainsi, on peut écrire :

$$C = k \cdot \Phi \cdot I_a = k' \cdot I_a \quad (I.23)$$

$$\text{Avec: } k' = k \Phi = \frac{p N}{a 2\pi} \Phi \quad (I.24)$$

1.3.1 Caractéristique électromécanique de vitesse : $\Omega=f(I_a)$, U_a et ϕ constants

De l'équation (I.4), en introduisant $E' = k' \Omega$, on obtient :

$$U_a = k' \Omega + R_a I_a ; \text{ soit :}$$

$$\Omega = \frac{U_a - R_a I_a}{k'} \quad (I.25)$$

$$\Omega = \frac{U_a}{k'} - \frac{R_a}{k'} I_a = A - B I_a \quad (I.26)$$

Le tracé de la caractéristique correspondante est représenté sur la figure I.4.

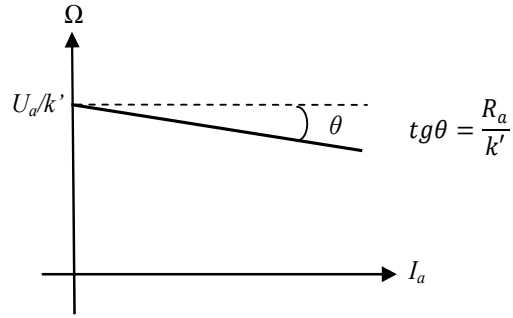


Fig. I.4 Caractéristique électromécanique de vitesse

1.3.2 Caractéristique électromécanique du couple : $C = f(I_a)$, U_a et ϕ constants

La relation $C = k'I_a$ donnant le couple nous permet de tracer la caractéristique suivante :

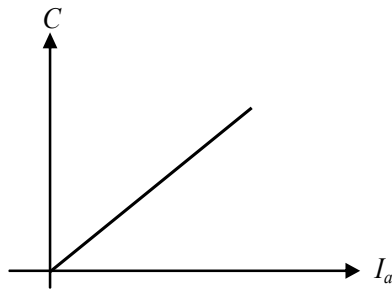


Fig. I.5 Caractéristique électromécanique de couple

1.3.3 Caractéristique mécanique: $C = f(\Omega)$, U_a et ϕ constants.

On détermine facilement la caractéristique mécanique soit par élimination graphique de l'intensité entre les caractéristiques $\Omega(I)$ et $C(I)$, soit par le calcul. On a, en effet ;

$$U_a = E' + R_a I_a = k' \Omega + R_a I_a \tag{I.27}$$

$$C = k' I_a \tag{I.28}$$

Par élimination du courant entre les relations (1.27) et (1.28), on obtient ;

$$U_a = k' \Omega + R_a \frac{C}{k'} \tag{I.29}$$

D'où :

$$C = \frac{k'}{R_a} U_a - \frac{k'^2}{R_a} \Omega \tag{I.30}$$

La caractéristique mécanique (Fig. I.6) est une droite descendante presque parallèle à l'axe des couples.

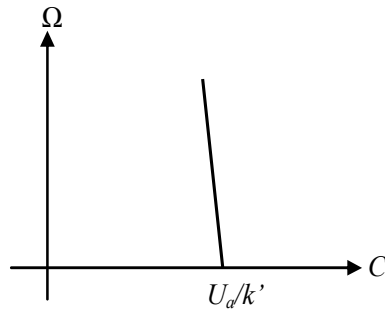


Fig. I.6 Caractéristique mécanique.

- ❖ *La vitesse du moteur shunt (séparé) est presque constante indépendamment de la charge du moteur.*

1.4 Caractéristiques mécaniques des charges entraînées

La caractéristique mécanique de la charge entraînée est souvent compliquée. En pratique, on se réfère habituellement à l'un ou l'autre des deux modes de fonctionnement suivants :

1.4.1 Fonctionnement à couple constant $C_r = \text{Const}$

Le couple est indépendant de la vitesse, tandis que la puissance est proportionnelle à la vitesse. Ce fonctionnement est applicable à l'ensemble des engins de levage (grues, ascenseurs, convoyeurs, ...).

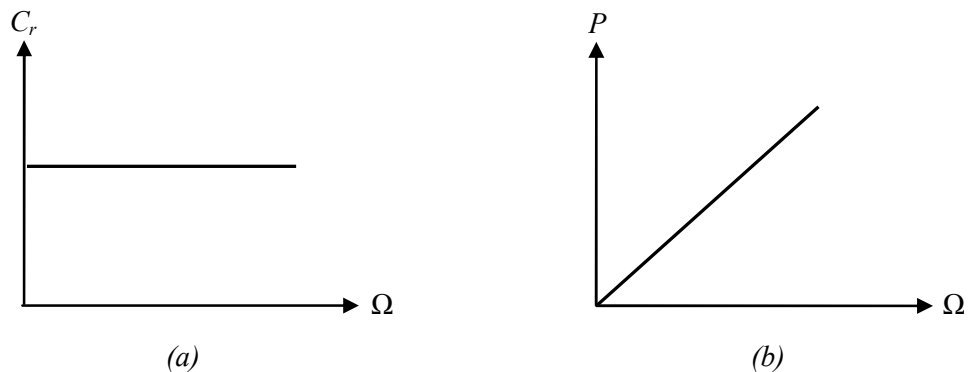


Fig. I.7 Fonctionnement à couple résistant constant ; (a) courbe $C(\Omega)$, (b) courbe $P(\Omega)$

1.4.2 Fonctionnement à puissance constante $P = \text{Const}$

Le deuxième entraînement beaucoup moins fréquent que le précédent travaille à puissance constante, aussi le couple ($C_r = P/\Omega = K/\Omega$) est-il inversement proportionnel à la vitesse.

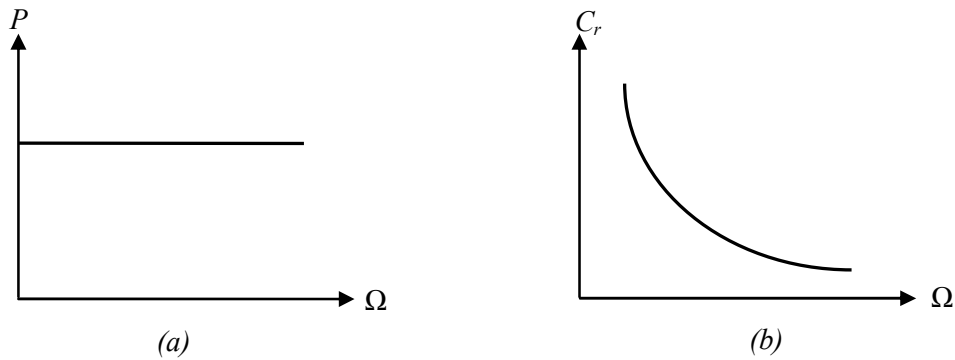


Fig. I.8 Fonctionnement à puissance constante ; (a) courbe $C(\Omega)$, (b) courbe $P(\Omega)$

1.5 Point de fonctionnement d'un groupe moteur- charge entraînée

Le point d'intersection des deux courbes $C_m=f(\Omega)$ et $C_r=f(\Omega)$ donne le point de fonctionnement. A ce point on associe habituellement le couple nominal (C_n) et la vitesse nominale (Ω_n) du groupe.

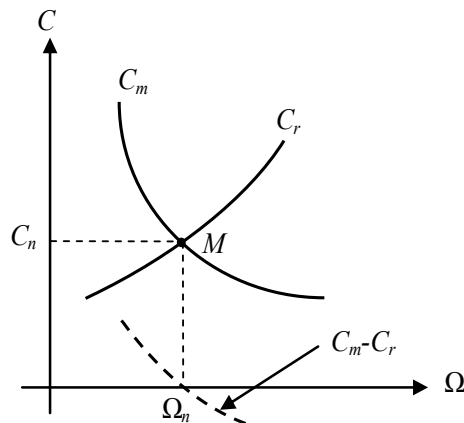


Fig. I.9 Point de fonctionnement d'un groupe (moteur – charge entraînée).

1.6 Stabilité

Il est intéressant de rechercher à quelles conditions le fonctionnement d'un ensemble moteur-charge entraînée est stable. A cet effet, considérons à nouveau la figure et supposons que pour une cause extérieure quelconque (frottement de la main sur l'arbre), la vitesse du groupe ralentisse, on constate que le couple moteur devient alors supérieur au couple résistant. Ainsi, à cet effet externe s'oppose une action interne qui tend à ramener le groupe à sa vitesse initiale. Inversement, si on agissait pour accélérer la vitesse du groupe, le couple résistant deviendrait supérieur au couple moteur et l'action interne tendrait bien à s'opposer à cet effet. Le même raisonnement nous montre que le groupe de la figure est instable. On peut traduire mathématiquement la condition de stabilité en écrivant que la pente de la caractéristique (C_m-C_r) doit être négative ; soit :

$$\Delta(C_m - C_r)/\Delta\Omega < 0 \quad (\text{I.31})$$

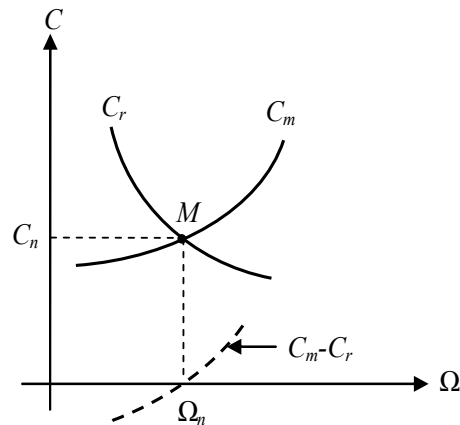


Fig. I.10 Fonctionnement instable d'un groupe moteur-charge entraînée

1.7 Réglage de la vitesse d'un moteur à flux constant

1.7.1 Introduction

La marche d'un groupe moteur-charge entraînée est fonction d'un équilibre dynamique. En effet, celle-ci est définie par l'égalité du couple moteur et du couple résistant, autrement dit correspond au point de rencontre des courbes $C_m(\Omega)$ et $C_r(\Omega)$. C'est à partir de cet équilibre dynamique que l'on passe aux conditions électriques de fonctionnement.

Il s'ensuit que le principe de réglage de la vitesse peut être énoncé comme suit : si nous supposons immuable la caractéristique $C_r(\Omega)$, le problème de réglage de la vitesse n'est donc qu'un problème de déplacement de la caractéristique $C_m(\Omega)$ du moteur.

1.7.2 Méthodes de réglage de la vitesse

La relation de la vitesse d'un moteur à courant continu (à excitation shunt ou séparée) est donnée par :

$$\Omega = \frac{U_a - R_a \cdot I_a}{k\Phi} \quad (\text{I.32})$$

En explorant cette relation, il apparait clairement trois possibilités pour le réglage de la vitesse :

- ✓ Action sur R_a (réglage rhéostatique) ;
- ✓ Action sur Φ (réglage par le flux) ;
- ✓ Action sur U_a (réglage par la tension).

Proposons-nous d'étudier les différentes méthodes de réglage de la vitesse d'un moteur shunt qui entraîne une charge mécanique dont le couple résistant est constant.

A) Réglage rhéostatique

La tension et le flux étant fixés à leur valeur nominale, on peut réduire la vitesse en augmentant la résistance de l'induit à l'aide d'un rhéostat (R_h) branché en série avec l'induit.

On a en paramétriques les relations suivantes :

$$\begin{cases} C = k' \cdot I_a \\ \Omega = \frac{U_a - (R_a + R_h) \cdot I_a}{k'} \end{cases} \quad (I.33)$$

$$\text{--Pour } C = 0; I_a = 0 \rightarrow \Omega = \frac{U_a}{k'} \quad (I.34)$$

Cette vitesse ne dépend pas de R_h , donc le point correspondant est immuable.

$$\text{--Pour } \Omega = 0; I_a = \frac{U_a}{R_a + R_h} \rightarrow C = k' \frac{U_a}{R_a + R_h} \quad (I.35)$$

Lorsqu'on augmente R_h , le couple C diminue.

❖ *On obtient un faisceau de droites concourantes*

Ce réglage est mauvais à la fois sur le plan technique et sur le plan économique. En effet, du point de vue technique, les caractéristiques étant concourantes, celles-ci, deviennent de plus en plus « série », c'est-à-dire qu'avec une résistance insérée, la chute de vitesse augmente avec la charge. Techniquement un bon réglage doit entraîner un déplacement des caractéristiques parallèlement à la caractéristique d'origine. De plus, ce réglage est mauvais du point de vue économique car la consommation d'énergie dans le rhéostat est d'autant plus importante que la chute de vitesse réclamée est plus élevée. C'est ainsi qu'à la demi-vitesse, on consomme autant d'énergie dans le rhéostat que dans le moteur.

Dans la pratique, ce procédé de réglage n'est utilisé que pour le démarrage ou le freinage.

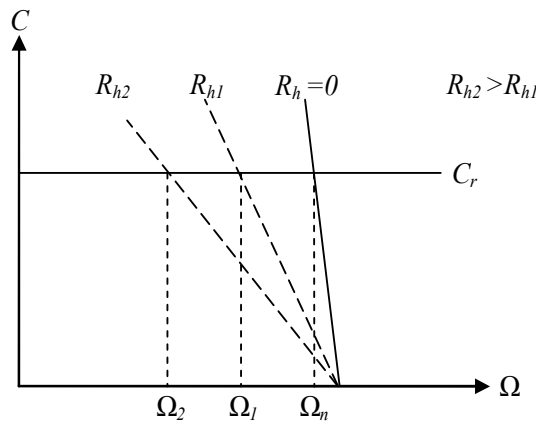


Fig. I.11 Réglage rhéostatique : Caractéristiques de réglage

B) Réglage par le flux

Il est important de noter, qu'en vertu de la relation du couple ($C=k \cdot \Phi \cdot I_a$), on a toujours intérêt à appliquer le flux maximal lors du démarrage pour permettre au moteur de porter à la vitesse nominale toutes les masses qui sont initialement au repos. Par ailleurs, du fait de la saturation du fer de la machine, cette valeur du flux ne peut pas être augmentée davantage.

Il en résulte donc et conformément à la relation (I.32) donnant la vitesse du moteur ; que le réglage est obtenu par augmentation de la vitesse par rapport à la vitesse nominale en réduisant la valeur du flux (courant d'excitation). Cela se réalise par l'introduction d'un rhéostat de champ dans le circuit d'excitation.

On a les relations suivantes :

$$\begin{cases} \Omega = \frac{U_a - R_a I_a}{k\Phi} \\ C_m = K \cdot \Phi \cdot I_a \end{cases} \quad (I.36)$$

$$- \text{Pour } C = 0; I_a = 0 \rightarrow \Omega = \frac{U_a}{k\Phi} \quad (I.37)$$

Lorsqu'on réduit la valeur de Φ , la vitesse augmente.

$$- \text{Pour } \Omega = 0; I_a = \frac{U_a}{R_a} \rightarrow C = k \cdot \Phi \cdot \frac{U_a}{R_a} \quad (I.38)$$

Lorsqu'on réduit la valeur de Φ , le couple diminue.

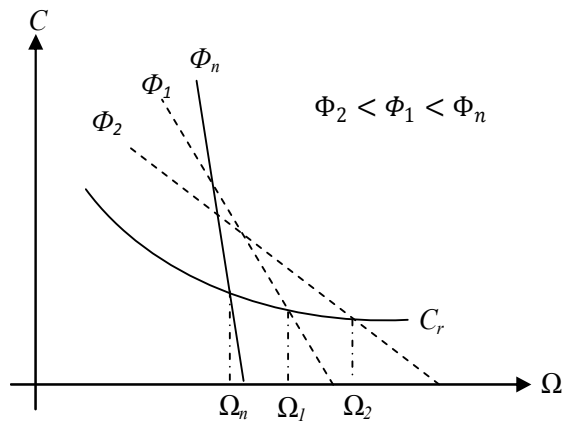


Fig. I.12 Caractéristique de réglage par le flux

Ce réglage est mauvais du point de vue technique ; les caractéristiques étant concourantes.

Il est bon du point de vue économique car la puissance dissipée dans l'inducteur étant très faible par rapport à la puissance absorbée ; le rendement du moteur ne sera pas modifié. Toutefois, il y'a lieu de faire les remarques suivantes :

- ✓ Avec ce procédé, on ne peut qu'augmenter la vitesse du moteur par rapport à sa vitesse nominale.
- ✓ Si le couple résistant est constant ($C_m = k \cdot \Phi \cdot I_a = cte$), l'intensité augmentera quand on diminuera le flux et le moteur risquera de chauffer. Dans ces conditions, on doit dimensionner le moteur en conséquence. Il est à noter que cet inconvénient n'a pas lieu si l'entraînement est à puissance constante car en vertu de la relation $P = U \cdot I_a = cte$, comme la tension U est constante, l'intensité I_a demeurera constante.

C) Réglage par la tension d'induit

Le flux d'excitation étant fixé à sa valeur nominale, le réglage est obtenu par réduction de la vitesse par rapport à la vitesse nominale en réduisant la valeur de la tension d'alimentation.

En vertu des relations:

$$\begin{cases} \Omega = \frac{U_a - R_a I_a}{k'} \\ C_m = k' \cdot I_a \end{cases} \quad (I.39)$$

$$- \text{Pour } C = 0; I_a = 0 \rightarrow \Omega = \frac{U_a}{k'} \rightarrow \Delta\Omega = \frac{\Delta U_a}{k'} \quad (I.40)$$

Lorsqu'on réduit la tension U_a , la vitesse diminue.

$$- \text{Pour } \Omega = 0; I_a = \frac{U_a}{R_a} \rightarrow C = k' \cdot \frac{U_a}{R_a} \rightarrow \Delta C = k' \frac{\Delta U_a}{R_a} \quad (I.41)$$

Lorsqu'on réduit la valeur de la tension, le couple diminue.

Calculons la pente ($\Delta C / \Delta \Omega$) :

$$\frac{\Delta C}{\Delta \Omega} = \frac{k'^2}{R_a} = \text{constante} \quad (I.42)$$

❖ Les caractéristiques se déplacent parallèlement par rapport à la caractéristique d'origine, comme le montre la figure suivante :

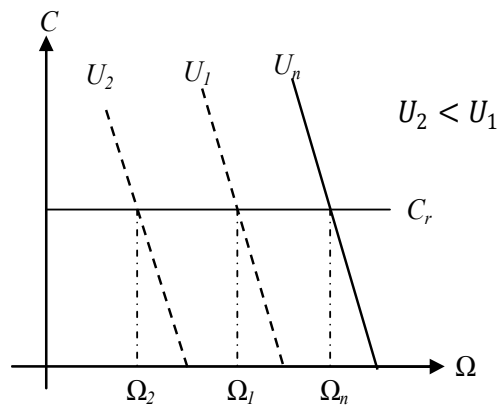


Fig. I.13 Caractéristique de réglage par la tension d'induit

Ce mode de réglage est excellent du point de vue technique car les caractéristique ne sont pas déformées (l'allure shunt est conservée), d'autre part du point de vue économique, aucune énergie n'est gaspillée et le rendement demeure élevé. Cependant, cette solution nécessite l'emploi d'un variateur de vitesse. Ceci a constitué pendant de longues années un réel problème, mais avec le développement de l'électronique de puissance, les convertisseurs électroniques assurent parfaitement cette tâche.

2. Variateurs de vitesse pour moteurs à courant continu

2.1 Introduction

Le moteur à courant continu a longtemps été considéré comme le moteur le mieux adapté au fonctionnement à vitesse variable à condition de régler sa vitesse par la tension d'induit.

A l'époque où les seuls semi-conducteurs de puissance disponibles étaient les diodes et les thyristors, l'association d'un montage redresseur commandé ou semi-commandé et d'une machine à courant continu constituait la solution type dans le domaine de la variation de vitesse.

A l'heure actuelle, les IGBT et les GTO permettent de réaliser des onduleurs à commande MLI fiables, compacts d'un coût raisonnable. Aussi, dans pratiquement tous les domaines d'application, les variateurs de vitesse avec moteur à courant alternatif remplacent les variateurs à moteur à courant continu. En raison de son système collecteur-balais, le moteur à courant continu est plus fragile que les moteurs à courant alternatif, il nécessite plus d'entretien et est mal adapté aux conditions d'ambiance hostile.

Dans les équipements récents, on limite le plus souvent l'emploi des variateurs à courant continu à des applications de faible puissance et performances dynamiques élevées. Dans ce qui suit, on présentera tout d'abord le schéma de principe du variateur de vitesse, ensuite on donnera un aperçu sur les différents variateurs associés au moteur à courant continu selon que le réseau d'alimentation est alternatif ou continu.

2.2 Réalisation d'une tension d'induit variable

Pour réaliser une tension d'induit variable, on a longtemps utilisé le montage WARD-LEONNARD. Avec l'apparition des semi-conducteurs, on a trouvé intéressant d'utiliser un convertisseur d'électronique de puissance (Fig. I.14).

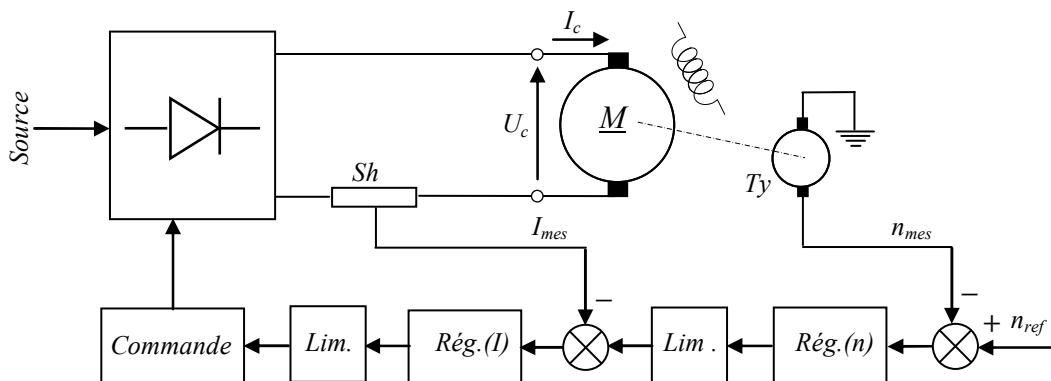


Fig. I.14 Tension continue variable à semi-conducteurs

Le convertisseur électronique (conv.) alimente l'induit du moteur et sa vitesse est captée par une dynamo tachymétrique T_y . La valeur mesurée (n_{mes}) est comparée à la vitesse de référence (n_{ref}). L'écart de régulation constitue l'entrée du régulateur de vitesse qui génère le signal à l'entrée du bloc de commande.

A cette boucle de vitesse, on rajoute une boucle de courant ; un shunt Sh donne une tension proportionnelle à I_c appliquée à l'entrée du régulateur de courant. Les limiteurs placés à la sortie des régulateurs servent à maintenir le courant et la tension d'induit entre les valeurs maximales admises.

Les convertisseurs utilisés être classés comme suit :

- ✓ Convertisseurs alternatif-continu (Redresseurs) : on distingue les montages non réversibles et les montages réversibles.
- ✓ Convertisseurs continu-continu (Hacheurs): il existe, également, les deux types de montages ; non réversibles et réversibles.

2.3 Variateurs à redresseurs

Ce sont les plus répandus dans les applications industrielles puisqu'ils partent directement de la tension du réseau (avec ou sans transformateur). Ils sont monophasés ou triphasés selon la puissance du moteur.

2.3.1 Montages non réversibles

Lorsque le moteur à courant continu ne doit tourner que dans un sens et que l'entraînement ne nécessite pas un freinage rapide, on utilise un variateur non réversible permettant la marche de la machine en moteur dans le quadrant I du plan (C, n) .

A) Montages alimentés en monophasé

Seuls les variateurs de faible puissance, jusqu'à 10 kW environ, sont d'ordinaire alimentés en monophasé. On utilise le plus souvent les montages en pont (PD2) qui ont surtout l'avantage de ne pas nécessiter de transformateur. Il y'a deux possibilités :

- Pont complet à quatre thyristors
- Pont mixte à deux thyristors et deux diodes.

Le pont tout thyristors ne soulève pas de difficultés pour faire varier U_c de $+U_{cmax}$ à zéro ($\psi: 0 \rightarrow \pi/2$). Au contraire, pour faire varier U_c de $+U_{cmax}$ à zéro dans le cas d'un montage mixte, il faut faire varier ψ de 0 à π . Ce qui engendrerait des difficultés de commutation aux faibles valeurs de U_c donc de la vitesse.

Sauf dans le cas où il faut prévoir la marche à faible vitesse et à faible charge, on adopte le montage mixte qui donne :

- ✓ Une ondulation de tension redressée moins forte
- ✓ Une moindre détérioration du facteur de puissance en ligne donc une absorption de puissance réactive plus réduite.

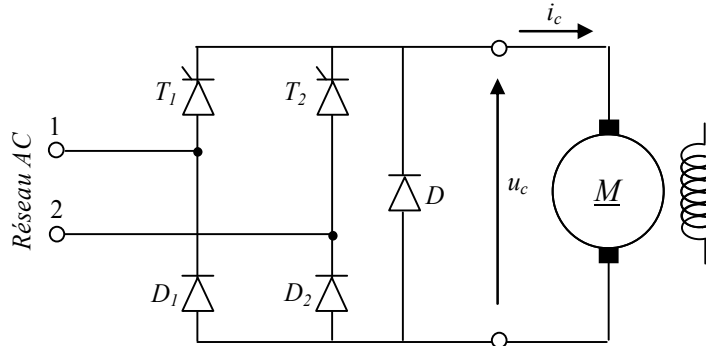


Fig. I.15 Association pont PD2 mixte-moteur continu

B) Montages alimentés en triphasé

On utilise les montages en pont pour éviter l'emploi d'un transformateur. Il y'a deux possibilités :

- Pont complet à six thyristors
- Pont mixte (3 thyristors et 3 diodes)

Le montage mixte est le plus économique, mais ses performances sont si mauvaises qu'on utilise le plus souvent le pont tout thyristors.

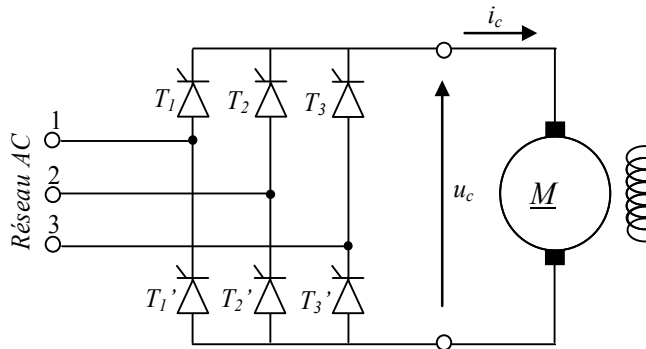


Fig. I.16 Association pont PD3 tout thyristors-MCC

2.3.2 Montages réversibles

Par variateur réversible, on entend un entraînement permettant une inversion rapide du sens de rotation.

Le variateur doit pouvoir assurer le fonctionnement dans les quatre quadrants.

- Quadrant 1 : marche en moteur dans le sens direct.
 $n > 0, \quad U_c I_c > 0$ (I. 43)

- Quadrant 2 : marche en générateur (récupération) dans le sens direct.
 $n > 0, \quad U_c I_c < 0$ (I. 44)

- Quadrant 3 : marche en moteur dans le sens inverse.

$$n < 0, \quad U_c I_c > 0 \quad (I.45)$$

- Quadrant 4 : marche en récupération dans le sens inverse.

$$n < 0, \quad U_c I_c < 0 \quad (I.46)$$

Le déroulement d'un cycle de travail conduit à passer d'un quadrant à l'autre dans le sens de leur numérotation.

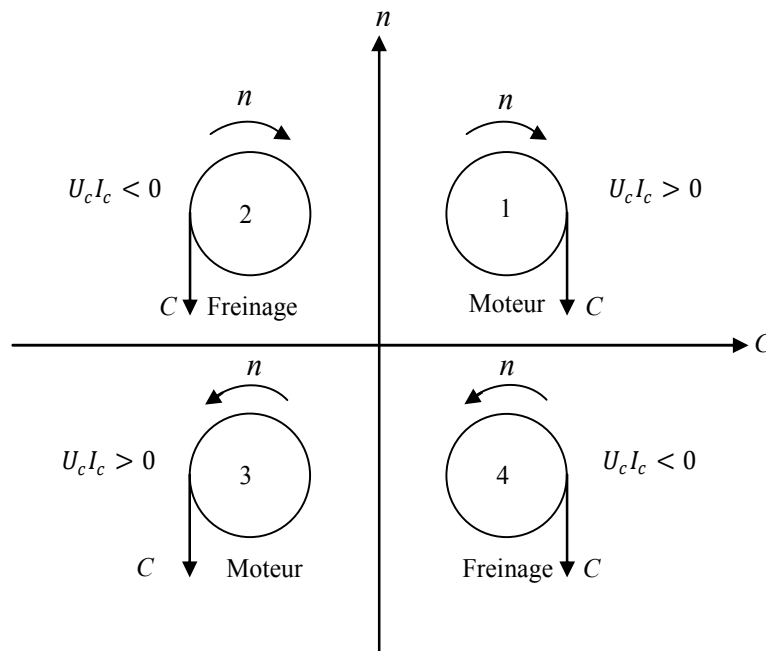


Fig. I.17 Fonctionnement dans les quatre quadrants de la machine à courant continu

Trois montages sont possibles :

- ✓ Inversion du courant inducteur,
- ✓ Inversion du courant d'induit,
- ✓ Montage réversible tête-bêche.

Ils utilisent tous au moins un montage tout thyristors permettant l'inversion de la tension U_c ; c'est la réalisation des passages entre les quadrants 1 et 2 ou 3 et 4 qu'ils diffèrent. C'est la rapidité de ces passages qui permet de les classer.

A) Montage à inversion du courant inducteur

L'induit est alimenté par un seul montage redresseur tout thyristors (pont à quatre thyristors en monophasé, pont à six thyristors en triphasé, le plus souvent). L'inversion du couple est réalisée par inversion du courant inducteur à courant I_c dans l'induit nul. Elle est d'ordinaire obtenue par deux petits montages redresseurs montés en tête-bêche et alimentant l'enroulement inducteur dans un sens ou dans l'autre.

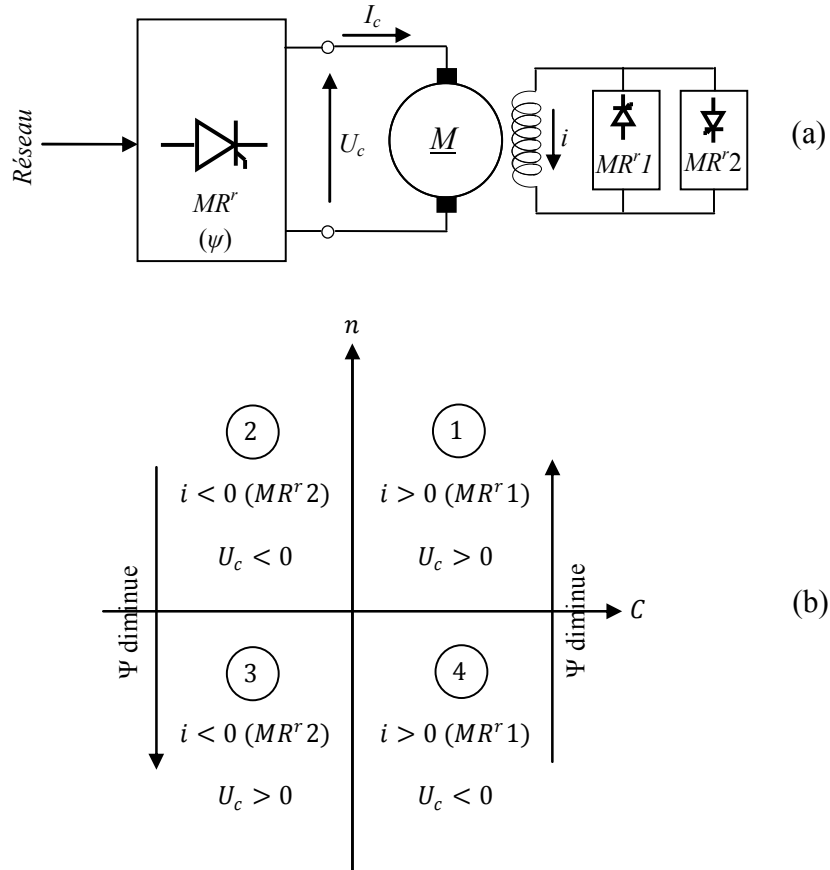


Fig. I.18 Réversibilité par inversion du courant inducteur : a) schéma de principe, b) représentation du fonctionnement dans le plan (C, n)

Cette solution simple et économique n'est utilisable que lorsqu'on accepte un temps mort d'inversion du couple assez élevé (0.5 seconde à quelques secondes) car à cause de la constante de temps de l'inducteur, l'inversion du courant i ne peut être très rapide.

B) Montage à inversion du courant induit

L'induit est toujours alimenté par le même montage tout thyristors ; l'inversion du couple s'obtient par inversion du courant I_c à l'aide d'un contacteur bipolaire. Cela permet au redresseur de jouer tantôt le rôle du pont « tête », tantôt celui du pont bêche.

L'inversion du contacteur ne doit s'opérer qu'à courant nul. Le temps mort d'inversion du couple correspond au temps de détection du courant nul augmenté du temps de réponse du système mécanique ; il varie entre 0.1 et 0.3s.

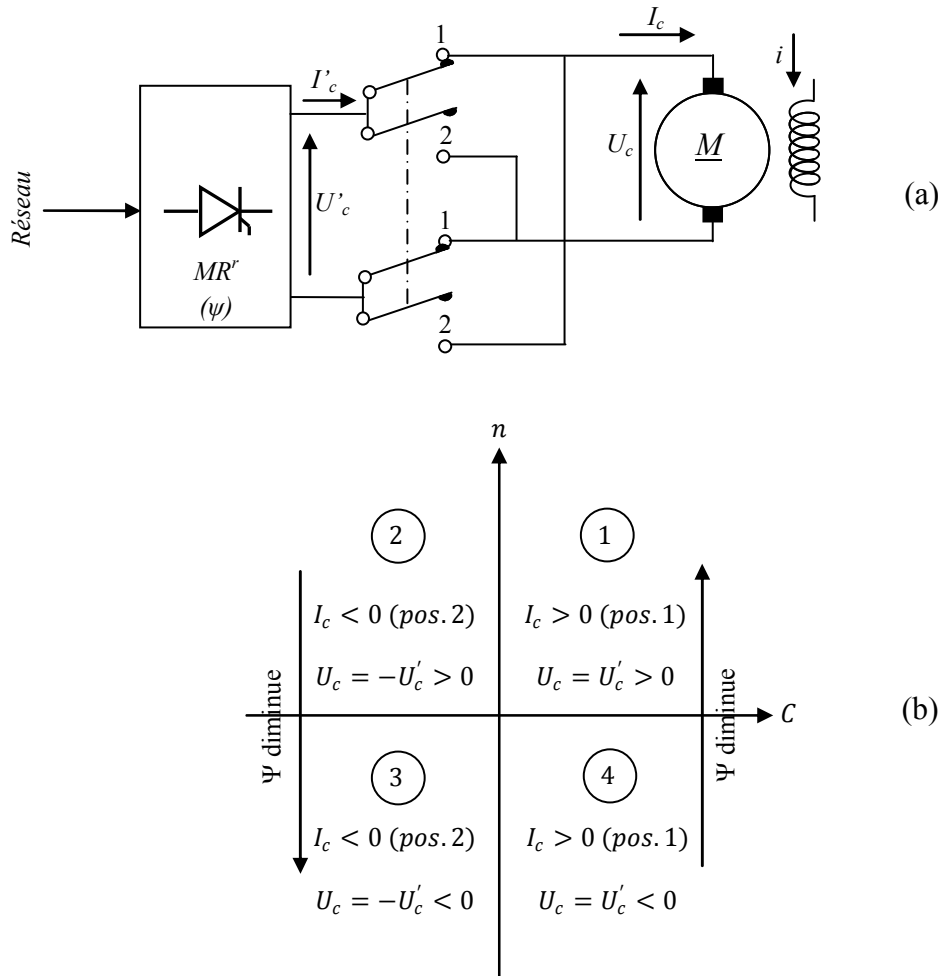


Fig. I.19 Réversibilité par inversion du courant induit : a) schéma de principe, b) représentation du fonctionnement dans le plan (C,n)

C) Montage réversible tête-bêche

Pour assurer des inversions très rapides (5 à 20 ms) avec un équipement totalement statique, on doit utiliser deux montages redresseurs principaux tout thyristors montés en tête-bêche aux bornes d l'induit ; l'un fournit au moteur le courant I_d positif, l'autre le courant I_d négatif.

Le pont 1 assure le fonctionnement dans les quadrants 1 et 4, le pont 2 dans les quadrants 2 et 3 suivant le mode de commande des redresseurs des deux ponts, on distingue les variateurs avec courant de circulation et sans courant de circulation.

➤ Montage avec courant de circulation

Dans ce cas, on commande en permanence les redresseurs des deux ponts de façon qu'ils donnent toujours aux bornes du moteur des tensions redressées moyennes égales :

$$U_{c1} = -U_{c2} \quad \text{avec} \quad \psi_2 = \pi - \psi_1 \quad (\text{I.47})$$

Ce montage a l'avantage de ne pas présenter de temps mort car dès que le courant I_c devient négatif, le courant passe instantanément du pont 1 au pont 2.

Cependant, les valeurs instantanées des tensions u_{c1} et u_{c2} ne sont pas égales en raison des harmoniques, aussi y'a-t-il un courant de circulation entre les deux redresseurs. On s'efforce d'étouffer ce courant de circulation en plaçant des inductances de filtrage dans la boucle à courant continu.

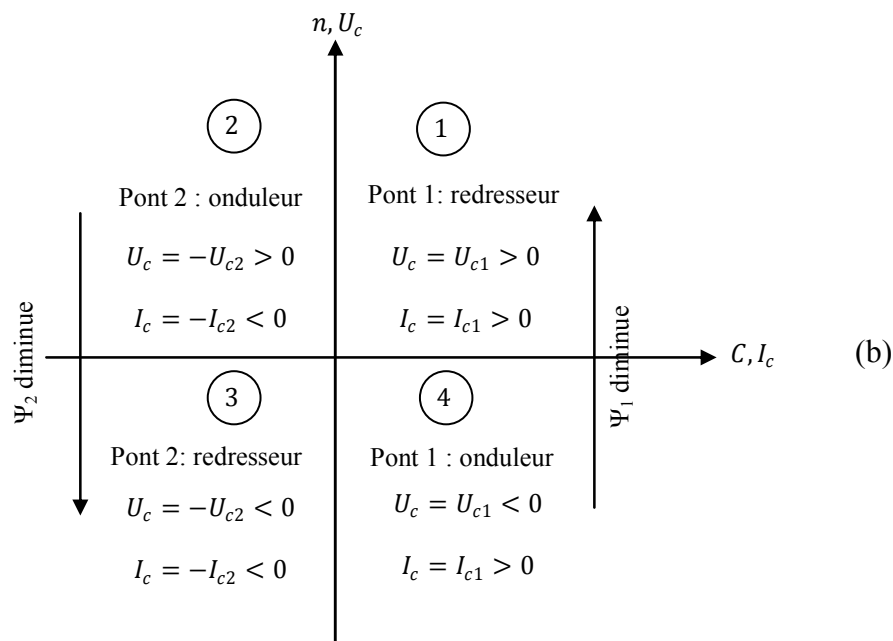
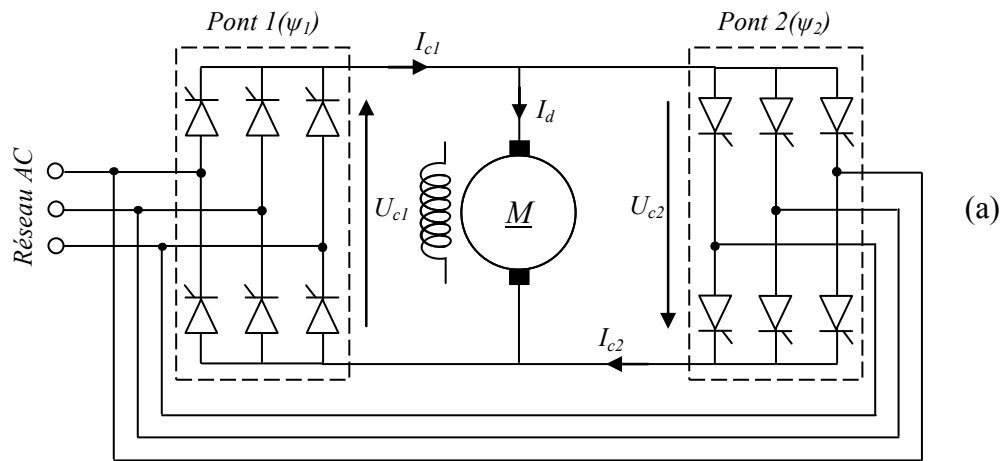


Fig. I.20 Montage Réversible tête-bêche: a) schéma de principe, b) représentation du fonctionnement dans le plan (C, n)

➤ Montage sans courant de circulation

Dans la pratique, on préfère habituellement éviter la présence des inductances de filtrage en acceptant un faible temps mort. A cet effet, on règle la logique de commande des gâchettes pour que tous les thyristors d'un groupe soient bloqués quand l'autre groupe fonctionne.

2.4 Variateurs à hacheurs

Lorsque l'équipement est alimenté en courant continu, comme c'est le cas avec une batterie d'accumulateurs ou la caténaire à courant continu en traction électrique, l'obtention de la tension continue variable appliquée à l'induit U_d est réalisée au moyen d'un hacheur.

2.4.1 Hacheur série

On emploie le hacheur série lorsque le moteur ne doit travailler que dans le quadrant 1 ;

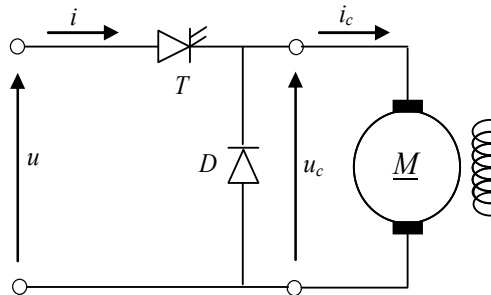


Fig. I.21 Association hacheur série-MCC

2.4.2 Hacheur réversible en courant

Le hacheur à deux interrupteurs réversible en courant est utilisé lorsque le moteur doit travailler dans les quadrants 1 et 2 ;

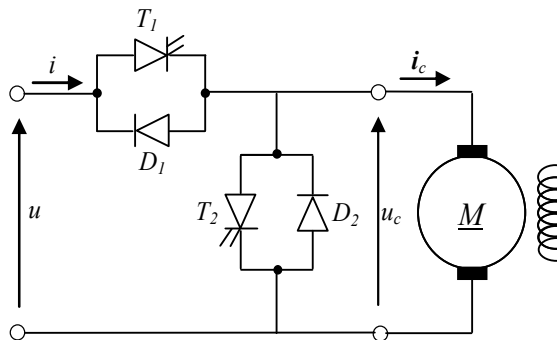


Fig. I.22 Association hacheur réversible en courant-MCC

2.4.3 Hacheur en pont

Lorsque le fonctionnement a lieu dans les quatre quadrants, on a recours au hacheur en pont réversible en courant et en tension.

La marche dans les quadrants 2 et 3 nécessite que la source alimentant le hacheur soit réversible en courant.

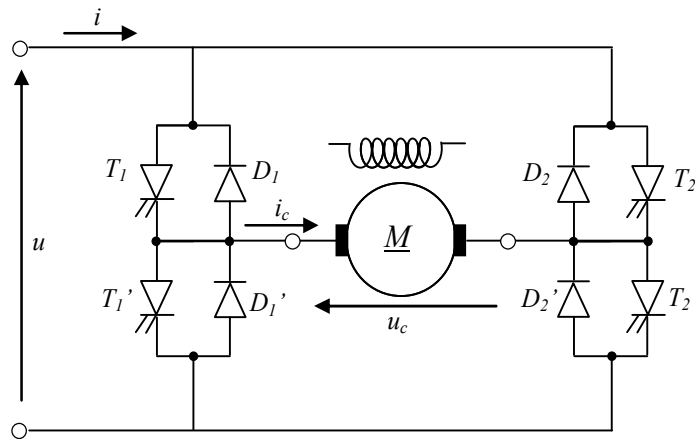


Fig. I.23 Association hacheur en pont (quatre quadrants)-MCC

3. Notions générales sur la commande des MCC

3.1 Introduction

Pour réaliser la commande de la grandeur d'entrée (référence) d'un système (I_a , Ω dans notre cas), on utilise un système asservi (structure en boucle) selon le schéma de principe ci-après :

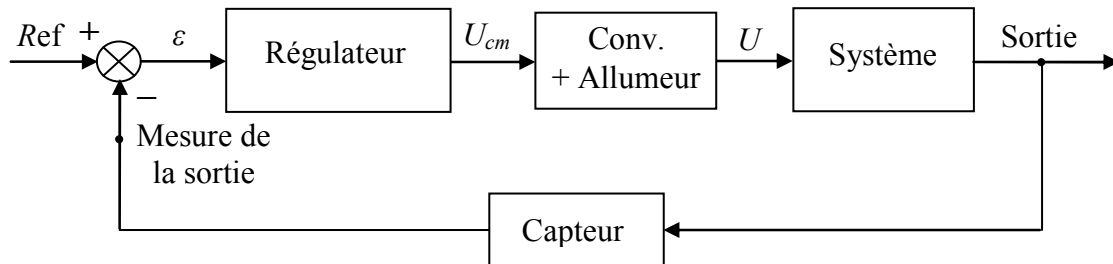


Fig. I.24 Schéma de principe de base d'une commande asservie.

Le recours à une commande à rétro-réaction est motivé, essentiellement, par le fait qu'une telle structure permet d'éliminer (minimiser) l'influence des perturbations extérieures (variation du couple résistant par exemple). Ce que ne permet pas de réaliser un système en boucle ouverte.

Il existe 3 principes de régulation :

- Régulation à boucles convergentes ;
- Régulation à boucles en parallèle ;
- Régulation en cascade.

Ils permettent, tous les trois, de contrôler la variable principale et de limiter des variables secondaires. Nous allons les décrire brièvement et, pour comparer leurs propriétés respectives, nous choisirons pour exemple une régulation de vitesse d'un moteur à courant continu assortie d'une limitation du courant d'induit.

3.2 Régulation à boucles convergentes

Le schéma de principe de cette commande est donné sur la figure I.25

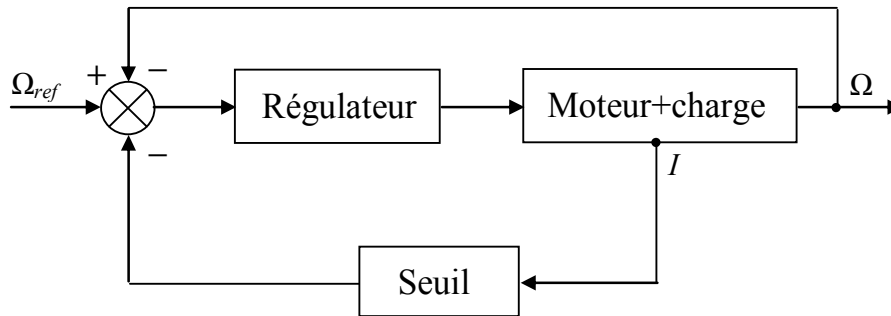


Fig. I.25 Schéma fonctionnel de la régulation à boucles convergentes

- Ce système comporte un seul régulateur.
- Le signal de réaction venant de la variable principale est constamment présent à l'entrée du régulateur.
- celui qui provient de la variable secondaire (courant), est comparé à un seuil, et est en quelque sorte bloqué tant que la valeur de limitation n'est pas atteinte. Au delà du seuil, le dépassement atteint l'entrée du régulateur et combat le signal de retour de vitesse, tendant ainsi à limiter le courant dans l'induit.

Avantages:

- ✓ Simplicité.
- ✓ cout réduit.

Inconvénients:

- ✓ Mauvaise qualité (1 seul régulateur pour 2 boucles).

3.3 Régulation parallèle

Le système de régulation parallèle (Fig. I.26) comporte un régulateur séparé pour chaque variable à contrôler (I et Ω). Les sorties des deux régulateurs sont connectées grâce à un dispositif électronique de commutation à un point commun qui est l'entrée du système de puissance qui alimente le moteur. Dans un tel dispositif, seul un régulateur est en service à tout instant.

Dans notre exemple, le régulateur de vitesse, seul, est en fonctionnement aussi longtemps que le courant n'atteint pas sa valeur de limitation. Dès que cela arrive, c'est le régulateur de courant qui prend le relais et le régulateur de vitesse est commuté hors du circuit. Cela signifie que, dans ce système, le régulateur de courant travaille en régulateur limiteur, tandis que le régulateur de vitesse a le fonctionnement habituel tant que le courant évolue à l'intérieur des limites prévues.

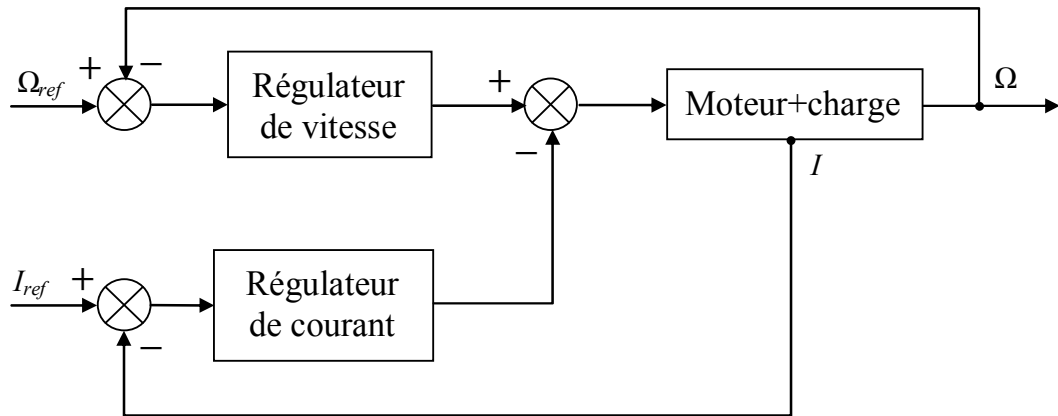


Fig. I.26 Schéma fonctionnel de la régulation parallèle

Avantages :

- ✓ chaque variable sous contrôle correspond à un régulateur séparé ; chaque boucle peut donc être réglée à l'optimum.
- ✓ on peut régler les caractéristiques statiques et dynamiques d'une régulation parallèle indépendamment les unes des autres.
- ✓ l'étude, le calcul et la mise en service des régulateurs sont simples du fait de l'indépendance de chaque boucle par rapport à l'autre.

Inconvénients:

- ✓ coût élevé.
- ✓ difficulté d'étude et de calculs.

3.4 Régulation en cascade

Un système de régulation en cascade comporte un régulateur individuel pour chacune des variables contrôlées. La variable asservie principale (vitesse) est réglée par la boucle extérieure. La sortie du régulateur de vitesse sert d'entrée, c.à.d. de signal de référence, au régulateur de la boucle intérieure (courant). En limitant la sortie du régulateur externe de vitesse, on limite donc la référence de courant et on obtient très simplement la caractéristique de limitation désirée.

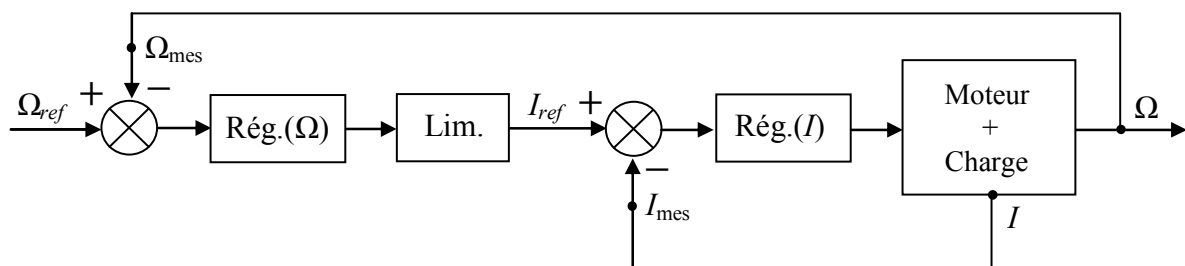


Fig. I.27 Schéma fonctionnel de la régulation en cascade

Avantages :

- ✓ il y'a un régulateur séparé pour chacune des variables contrôlées. Chaque boucle peut donc être ajustée à l'optimum ;
- ✓ l'étude, le calcul et la mise en œuvre sont simples et suivent une méthode directe.

Inconvénients :

- ✓ On peut avoir une réponse assez lente de la boucle la plus externe si elle enveloppe trop de boucles internes, car la séparation dynamique des boucles exige un rapport minimal de 2 entre les rapidités des 2 boucles les plus adjacentes.

3.5 Modèle du moteur à courant continu à flux constant

La modélisation est la description mathématique d'un processus technique (notre système à régler). Il s'agit d'une étape très importante de l'étude préliminaire, cela consiste à établir les relations entre les grandeurs d'entrée et de sortie. Dans le cas du moteur à courant continu, l'établissement du modèle passe par l'écriture des équations électriques de l'induit et l'équation du mouvement. Cela permet de représenter les différentes parties du système par des fonctions de transfert.

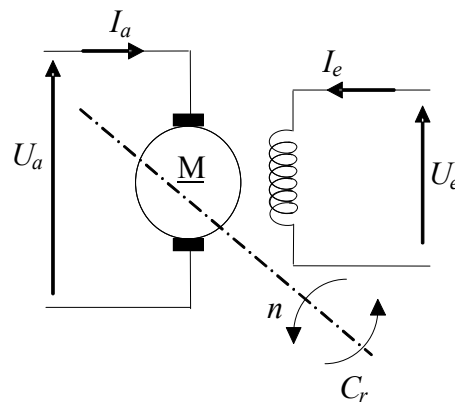


Fig. I.28 Schéma électrique équivalent du moteur à courant continu à flux constant

Modèle du moteur + charge :

- Equation électrique de l'induit :

$$u_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E' \quad (I. 48)$$

$$\text{Avec : } E' = k' \Omega \quad (I. 49)$$

- Equation du mouvement :

$$\sum C = j \frac{d\Omega}{dt} \quad (I. 50)$$

$$C_m - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} \quad (I. 51)$$

Avec :

$$C_m = k' I_a \quad (I. 52)$$

$$C_r = C_{sec} + C_f \quad (I.53)$$

$$\text{Et : } C_f = f \cdot \Omega \quad (I.54)$$

f : coefficient de frottement visqueux

C_{sec} : couple sec (indépendant de la vitesse)

- Passage aux transformées de LAPLACE :

Par application de la transformée de LAPLACE aux équations précédentes, on obtient :

$$U_a = R_a I_a + L_a \cdot s \cdot I_a + E' \quad (I.55)$$

$$U_a - E' = (R_a + L_a \cdot s) I_a \rightarrow I_a = \frac{1}{R_a + L_a \cdot s} (U_a - E') \quad (I.56)$$

$$C_m - C_{sec} = (j \cdot s + f) \Omega \rightarrow \Omega = \frac{1}{j \cdot s + f} (C_m - C_{sec}) \quad (I.57)$$

- Schéma fonctionnel :

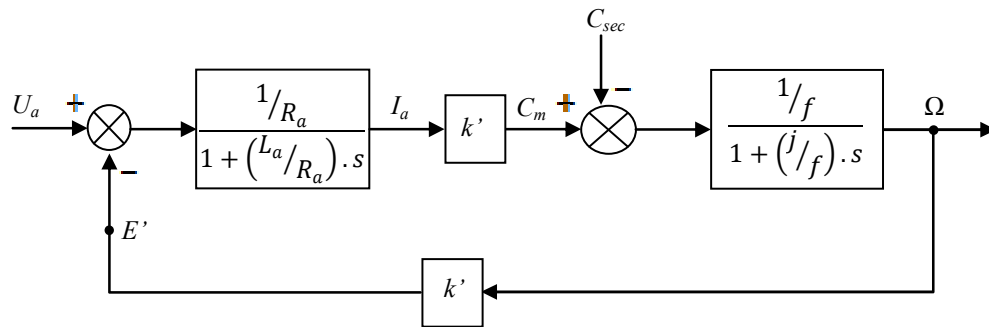


Fig. I.29 Schéma fonctionnel du moteur à courant continu

$L_a/R_a = T_e$ Constante de temps électrique du moteur

$\frac{j}{f} = T_m$ Constante de temps mécanique

3.6 Identification de la machine à courant continu

Elle consiste en la détermination des paramètres du modèle établi ci-avant; à savoir :

- Résistance d'induit R_a ;
- Inductance d'induit L_a ;
- Coefficient de la f.c.e.m. et du couple k' ;
- Coefficient de frottement f ;
- Moment d'inertie j .

3.6.1 Détermination de la résistance de l'induit

La résistance R_a est déterminée par un essai en courant continu (moteur à l'arrêt) selon le schéma de la figure I.30 montré ci-après :

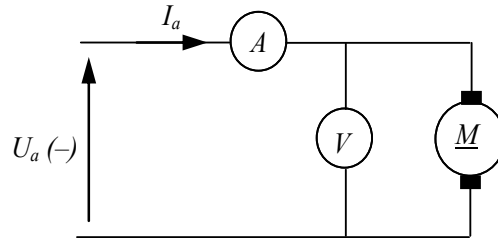


Fig. I.30 Montage pour la détermination de R_a

On calcule R_a par la relation :

$$R_a = \frac{U_a}{I_a} \quad (I.58)$$

3.6.2 Détermination de l'inductance de l'induit

Essai en courant alternatif (f suffisamment grande pour rendre l'effet inductif prépondérant par rapport à l'effet résistif de la bobine d'induit; $f \approx 1 \text{ kHz}$)

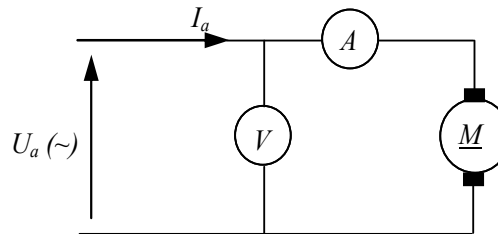


Fig. I.31 Montage pour la détermination de L_a

L'inductance L_a est calculée comme suit :

$$L_a = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{\left(\frac{U_a}{I_a}\right)^2 - R_a^2} \quad (I.59)$$

3.6.3 Détermination du coefficient k' (constante de la f.c.e.m. et du couple)

k' est donné par la relation :

$$k' = \frac{E'}{\Omega} = \frac{U_a - R_a \cdot I_a}{\Omega} \quad (I.60)$$

Essai: à excitation constante et par action sur la tension U_a , on fait varier la vitesse et on relève le courant I_a absorbé par l'induit du moteur.

Excitation constante	$U_a(V)$	$I_a(A)$	$\Omega(rd/s)$	$E'=U_a-R_a I_a$	$k'=E'/\Omega$
	U_n				
	$0.9U_n$				
	$0.8U_n$				
	⋮				

3.6.4 Détermination du coefficient de frottement (*f*)

Le coefficient de frottement est donné par la relation :

$$f = \frac{p_{mec}}{\Omega^2} \tag{I.61}$$

p_{mec} étant les pertes mécaniques.

Essai : On réalise un essai à vide à $\Omega = \Omega_n$ et U_a décroissante à partir de U_n , et on relève la puissance consommée par le moteur.

U_v	U_n	$0.9U_n$	$0.8U_n$
I_v				
$P_v = U_v I_v$				
U_v^2				

On trace $P_v = f(U_v^2)$

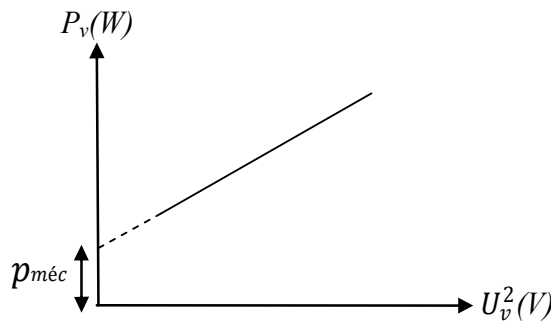


Fig. I.32 Détermination des pertes mécaniques

3.6.5 Détermination du moment d'inertie (*j*)

Essai de ralentissement :

Après avoir entraîné le moteur, à vide, à sa vitesse nominale, on coupe l'alimentation de l'induit. On provoque, ainsi, la décélération du moteur jusqu'à l'arrêt (Fig. I.33).

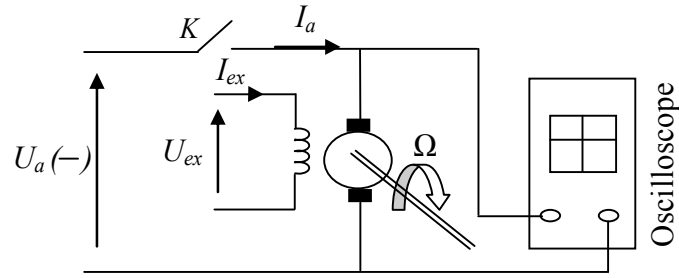


Fig. I.33 Montage pour essai de ralentissement

Nous avons les équations de fonctionnement suivantes :

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_r ; \quad (\text{à } t = 0; \Omega = \Omega_{rn}) \quad (I.62)$$

Où :

$$\begin{cases} C_m = 0 \\ C_r = f \cdot \Omega \end{cases} \quad (I.63)$$

Donc :

$$-f \cdot \Omega_r = j \frac{d\Omega_r}{dt} \Rightarrow \frac{d\Omega_r}{\Omega_r} = -\frac{f}{j} dt \quad (I.64)$$

La solution de cette équation est donnée par :

$$\Omega_r = \Omega_{rn} \cdot e^{-\frac{f}{j}t} \quad (I.65)$$

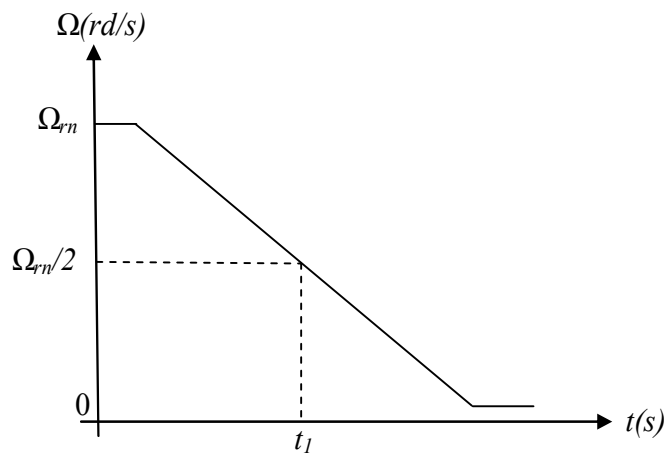


Fig. I.34 Courbe de vitesse lors de l'essai de ralentissement

On relève la courbe $\Omega_r = f(t)$ sur oscilloscope à mémoire ;

À $t = t_1$:

$$\Omega_r = \frac{\Omega_{rn}}{2} \quad (I.66)$$

$$\frac{1}{2} = e^{-\frac{f}{j}t_1} \Rightarrow -\ln 2 = -\frac{f}{j} \cdot t_1 \quad (I.67)$$

Ce qui donne :

$$\Rightarrow j = \frac{f \cdot t_1}{\ln 2} \quad (\text{I. 68})$$

3.7 Régulateurs

3.7.1 Introduction

Le régulateur est un élément de l'équipement de régulation. Placé dans la chaîne d'action (Fig. I.24) ou dans une chaîne de réaction auxiliaire, il permet d'assurer plusieurs fonctions :

- Comparaison du signal de sortie au signal de référence ;
- Amplification ;
- Correction.

Dans ce qui suit, on présentera les principaux types d'actions des régulateurs

3.7.2 Action proportionnelle (Régulateur P)

Ce régulateur produit un signal de commande proportionnel au signal d'erreur :

$$u_{cm}(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) \quad (\text{I. 69})$$

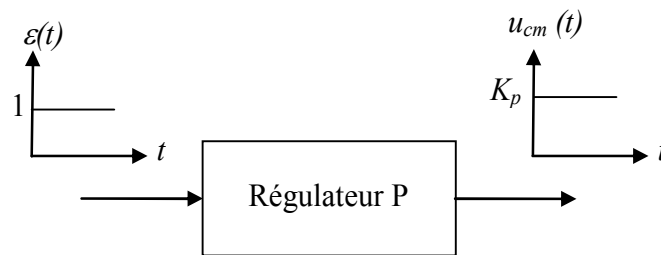


Fig. I.35 Régulateur P

Transmittance:

$$G_{rP}(s) = \frac{U_{cm}(s)}{\varepsilon(s)} = K_P \quad (\text{I. 70})$$

3.7.3 Action Intégrale (Régulateur I)

Elle crée un signal de commande qui est l'intégrale du signal d'erreur ;

$$u_{cm} = K_I \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{I. 71})$$

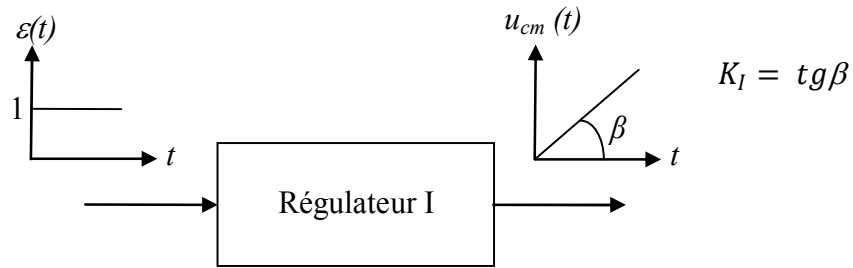


Fig. I.36 Régulateur I

Transmittance:

$$G_{rI}(s) = \frac{U_{cm}(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{K_I}{s} = \frac{1}{T_I \cdot s} \quad (I.72)$$

K_I : Gain intégral

$\frac{1}{K_I} = T_I$: Constante de temps d'intégration

3.7.4 Action dérivée (Régulateur D)

L'action(D) crée un signal de commande qui est la dérivée du signal d'erreur ;

$$u_{cm}(t) = K_D \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (I.73)$$

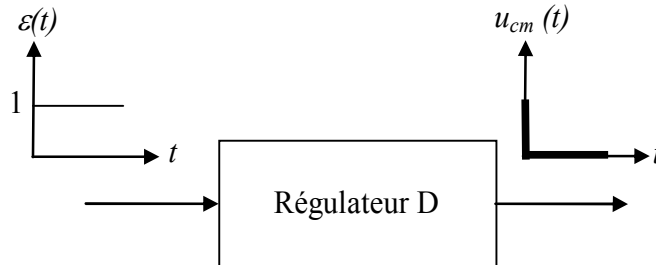


Fig. I.37 Régulateur D

Transmittance:

$$G_{rD}(s) = \frac{U_{cm}(s)}{\varepsilon(s)} = K_D \cdot s = T_D \cdot s \quad (I.74)$$

k_d : Gain dérivé ;

T_d : Constante de temps de dérivation.

3.7.5 Action proportionnelle et intégrale (Régulateur PI)

Le signal de commande est donné par :

$$U_{cm} = K_P \cdot \varepsilon(t) + K_I \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (I.75)$$

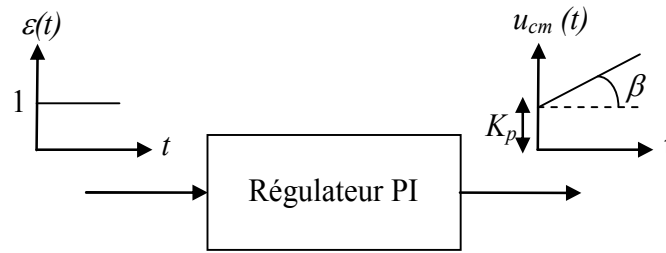


Fig. I.38 Régulateur PI

Transmittance:

$$U_{cm}(s) = K_P \cdot \varepsilon(s) + \frac{K_I}{p} \varepsilon(s) \quad (I.76)$$

$$U_{cm}(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \cdot \varepsilon(s) \quad (I.77)$$

$$U_{cm}(s) = \frac{K_P \cdot s + K_I}{s} \varepsilon(s) = \frac{1 + \left(\frac{K_P}{K_I} \right) \cdot s}{\frac{1}{K_I} s} \varepsilon(s) \quad (I.78)$$

$$G_{rPI}(P) = \frac{U_{cm}(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{1 + s \cdot T_n}{s \cdot T_I} \quad (I.79)$$

$T_n = \frac{K_P}{K_I}$: Dosage de corrélation d'intégrale

$T_I = \frac{1}{K_I}$: Constante de temps d'intégration

3.7.6 Action proportionnelle et dérivée (Régulateur PD)

Le signal de commande est donné par :

$$u_{cm}(t) = K_P \cdot \varepsilon(t) + K_D \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (I.80)$$

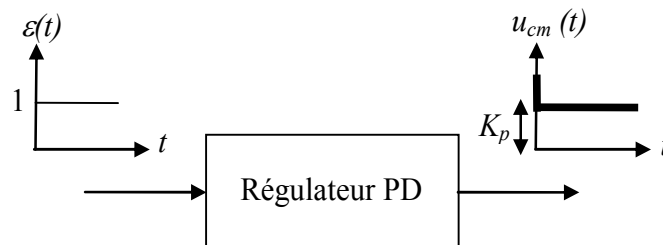


Fig. I.39 Régulateur PD

Transmittance:

$$G_{rPD}(s) = K_P + K_D \cdot s \quad (I.81)$$

$$G_{rPD}(s) = K_P \left(1 + \frac{K_D}{K_P} s\right) = K_P (1 + s \cdot T_d) \quad (I.82)$$

K_P : gain statique

$T_d = \frac{K_D}{K_P}$: Constante de temps de dérivation

3.7.7 Action proportionnelle, intégrale et dérivée (Régulateur PID)

Le signal de commande est donné par :

$$u_{cm}(t) = K_P \cdot \varepsilon(t) + K_I \int_0^t \varepsilon(t) dt + K_D \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (I.83)$$

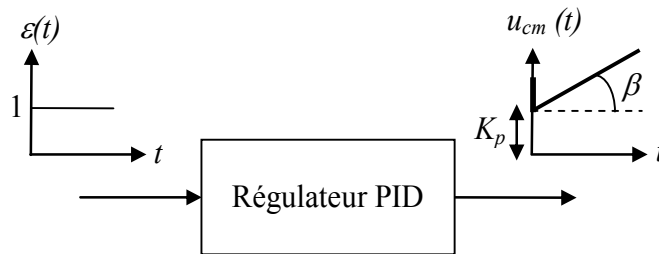


Fig. I.40 Régulateur PID

Transmittance:

$$G_{rPID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D \cdot s \quad (I.84)$$

$$G_{rPID}(s) = \frac{K_P \cdot s + K_I + K_D \cdot s^2}{s} + \frac{1 + \frac{K_P}{K_I} \cdot s + \frac{K_D \cdot s^2}{K_I}}{\frac{1}{K_I} \cdot s^2} \quad (I.85)$$

$$G_{rPID}(p) = \frac{(1 + s \cdot T_n)(1 + s \cdot T_v)}{T_I \cdot s} \quad (I.86)$$

$$T_n = \frac{1}{2} \frac{K_P}{K_I} + \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{K_P}{K_I}\right)^2 - \frac{K_D}{K_I}} \quad (I.87)$$

$$T_v = \frac{1}{2} \frac{K_P}{K_I} - \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{K_P}{K_I}\right)^2 - \frac{K_D}{K_I}} \quad (I.88)$$

T_I : Constante de temps d'intégration ;

T_v : Dosage de corrélation de dérivée ;

T_n : Dosage de corrélation d'intégrale.

3.7.8 Choix et dimensionnement des régulateurs

Cela consiste à établir des critères qui permettent de choisir le type de régulateur et d'en déterminer les coefficients (constante de temps) dans le but d'aboutir à une régulation stable et amortie.

Il existe plusieurs méthodes pour le dimensionnement des régulateurs standard. Souvent on fait appel aux critères selon Ziegler-Nichols. Dans le domaine des réglages industriels, on utilise d'autres critères qui donnent des résultats plus satisfaisants, à s'avoir :

- critère méplat ;
- critère symétrique.

A) Critère méplat

Formulation du critère :

- compenser la constante de temps dominante
- $|F_{BF}(j\omega)|_{\omega \rightarrow 0} \cong cst$

Les coefficients des régulateurs déterminés selon le critère méplat sont donnés par le tableau suivant :

n_s	Type de régulateur	T_n	T_v	T_{v2}	T_i
1	PI	T_1	-	-	$2kT_p$
2	PID	T_1	T_2	-	$2kT_p$
3	PID2	T_1	T_2	T_3	$2kT_p$

n_s étant l'ordre du système à régler.

B) Critère sur la réponse harmonique symétrique

L'emploi du critère méplat pose des problèmes lorsque le système à régler possède un comportement intégral. De même, si les constantes de temps dominantes sont élevées (le temps de réglage pour annuler l'influence de la grandeur de perturbation devient trop long).

Pour pallier ces inconvénients, on peut dimensionner le régulateur selon le critère sur la réponse harmonique symétrique (ou plus court : critère symétrique).

Formulation de critère :

- la réponse harmonique du circuit de réglage ouvert doit prendre une forme symétrique ;
- amplification élevée de cette réponse aux faibles valeurs de la pulsation ω .

Les coefficients du régulateur calculés selon le critère symétrique sont donnés dans le tableau suivant :

n_s	Type de régulateur	T_n	T_v	T_{v2}	T_i
1	PI	$4T_p$	-	-	$8 \frac{K}{T_1} T_p^2$
2	PID	$8T_p$	$8T_p$		$128 \frac{K}{T_1 T_2} T_p^3$
3	PID2	$12T_p$	$12T_p$	$12T_p$	$3456 \frac{K}{T_1 T_2 T_3} T_p^4$

4. Réglage classique d'un moteur à courant continu à flux constant

4.1 Introduction

Nous allons, tout d'abord, présenter la structure du circuit de réglage global qui comprend deux boucles de régulation en cascade; une boucle interne (courant) et une boucle externe (vitesse). Deux régulateurs PI seront dimensionnés moyennant deux critères différents; le critère méplat pour la boucle courant et le critère symétrique pour la boucle vitesse.

4.2 Schéma fonctionnel global du circuit de réglage

Il est basé sur le principe du réglage en cascade des grandeurs vitesse et courant. La vitesse (grandeur primaire) est réglée par la boucle externe, la boucle interne assure le réglage du courant dont la référence est donnée par la sortie du régulateur de vitesse.

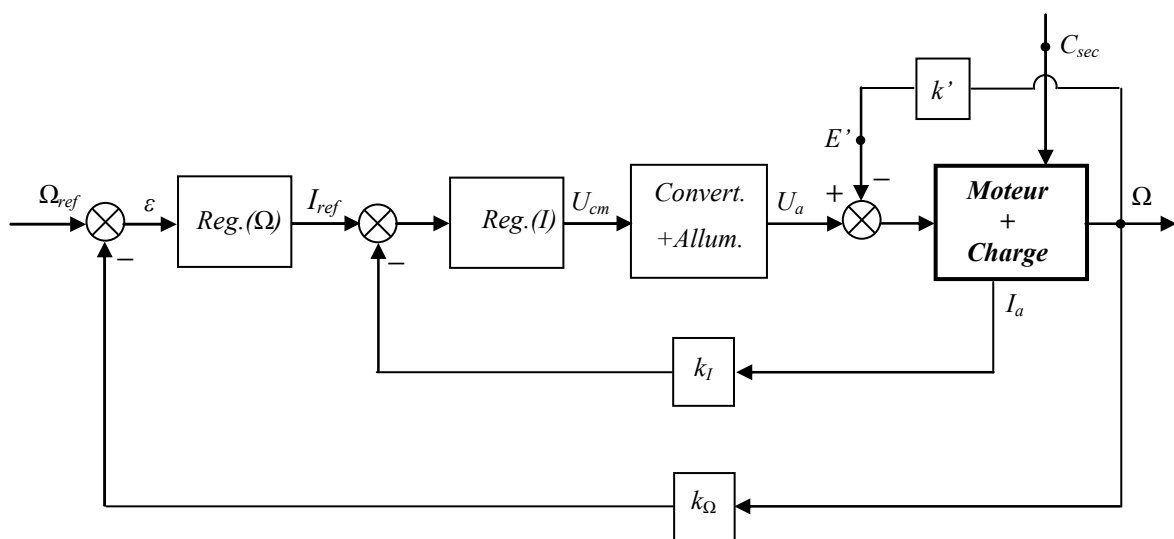


Fig. I.41 Schéma fonctionnel global du système

k' : Constante du moteur ;

k_I : Constante du capteur de courant ;

k_Ω : Constante de la génératrice tachymétrique.

Modèle du convertisseur :

Le convertisseur réalise une amplification du signal de commande u_{cm} (gain G_0). Sa dynamique est modélisée par un temps de retard T_r . Sa fonction de transfert est donnée par :

$$G_{cm} = \frac{U_a(p)}{U_{cm}(p)} = G_0 e^{-sT_r} \quad (I.89)$$

T_r étant très petit; on peut assimiler la fonction de transfert du convertisseur à un élément du premier ordre :

$$G_{cm} = \frac{G_0}{(1 + s.T_r)} \quad (I.90)$$

Avec G_0 gain statique

$$G_0 = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{cm}} \quad (I.91)$$

T_r : constante de temps du convertisseur ;

- Pour un redresseur :

$$T_r = \frac{1}{2p_i f} \quad (I.92)$$

Où p_i est l'indice de pulsation du redresseur, f : la fréquence du réseau d'alimentation.

- Pour un hacheur:

$$T_r = \frac{1}{2f_p} \text{ (porteuse en dents de scie); et } T_r = \frac{1}{3f_p} \text{ (porteuse triangulaire)} \quad (I.93)$$

f_p : fréquence de pulsation du hacheur.

4.3 Dimensionnement de la boucle courant

Le schéma fonctionnel de la boucle courant est représenté sur la figure I.42

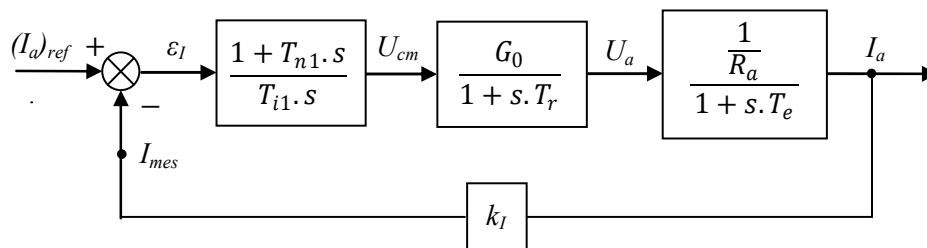


Fig. I.42 Schéma fonctionnel de la régulation de courant

- On utilise un régulateur PI ;
- E' est considérée comme une perturbation agissant sur la boucle de courant.

Pour la synthèse du régulateur on utilise le critère méplat.

- La compensation de la constante de temps dominante donne $T_{nI} = T_e$.
- Calcul de T_{iI} :

$$F_{BF}(s) = \frac{\frac{1}{\bar{k}_I}}{1 + \frac{T_{iI} \cdot s(1 + T_r \cdot s)}{k_G}} \quad (I.94)$$

$$k_G = k_I \cdot \frac{G_0}{R} \quad (I.95)$$

$$F_{BF}^2(j\omega) = F(j\omega) \cdot F(-j\omega) \quad (I.96)$$

$$F_{BF}^2(j\omega) = \frac{\frac{1}{\bar{k}_I^2}}{1 + \left[\left(\frac{T_{iI}}{k_G} \right)^2 - \frac{2T_{iI} \cdot T_r}{k_G} \right] \omega^2 + \left(\frac{T_{iI} \cdot T_r}{k_G} \right)^2 \omega^4} \quad (I.97)$$

Pour $\omega \sim 0$; $\omega^4 \ll \omega^2$. la condition $|F_{BF}(j\omega)|_{\omega \rightarrow 0} \simeq Cte$ donne $T_{iI} = 2k_G T_r$ ainsi donc, les constante T_{nI} et T_{iI} du régulateur sont :

$$\begin{cases} T_{nI} = T_e \\ T_{iI} = 2 k_G \cdot T_r \end{cases} \quad (I.98)$$

Analyse de la boucle de courant après correction:

La fonction de transfert du système corrigé en boucle fermée s'exprime par:

$$F_{BF}(s) = \frac{\frac{1}{\bar{k}_I}}{1 + 2T_r \cdot s + 2T_r^2 \cdot s^2} \quad (I.99)$$

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_r} \pm j \frac{1}{2T_r} \quad (I.100)$$

La figure I.43 montre la disposition des pôles dans le plan complexe.

On voit que le système corrigé possède une paire de pôles complexes conjugués avec amortissement relatif optimal $\xi = \sin 45^\circ = 0,7$.

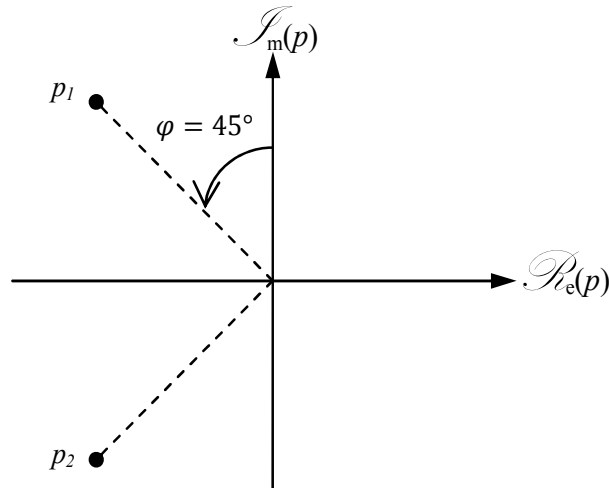


Fig. I.43 Disposition des pôles dans le plan complexe

Expression de la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_{BO}(s) = \frac{1}{k_I} \frac{1}{2T_r \cdot s(1 + T_r \cdot s)} \quad (\text{I.101})$$

Le diagramme de BODE du système est donné par la figure I.44.

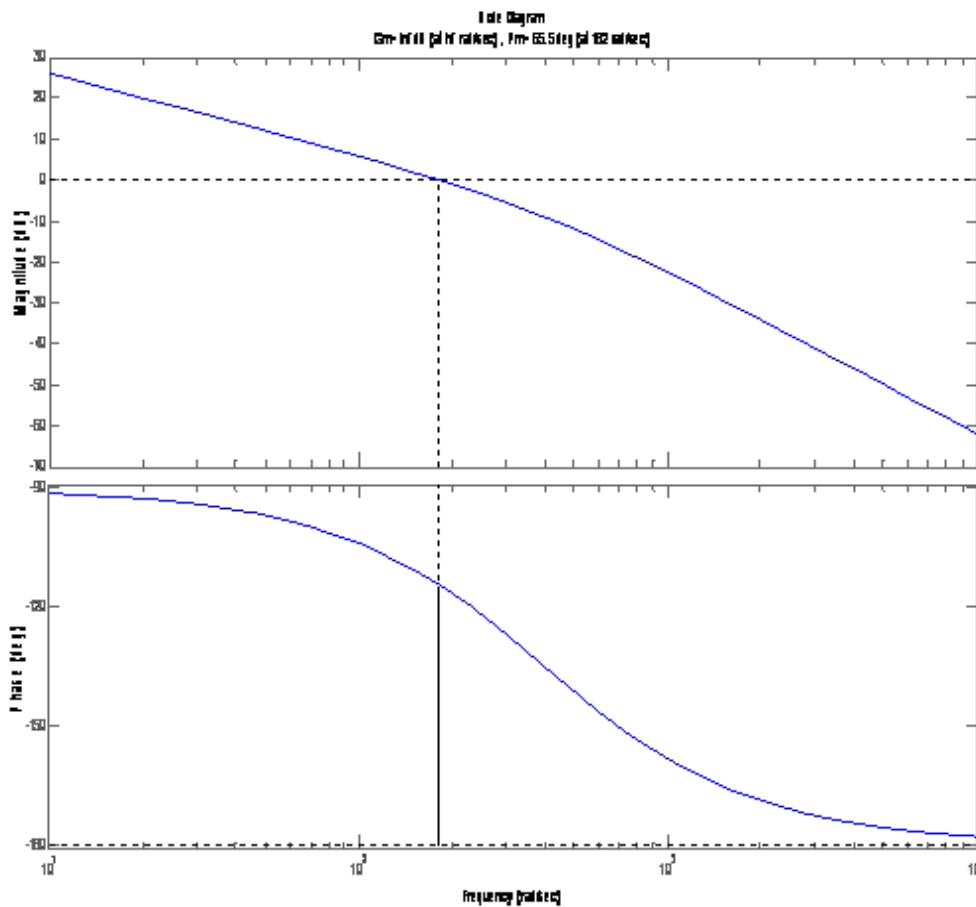


Fig. I.44 Diagramme de BODE

Marge de phase:

$$\varphi_m = -90 - \text{Arctg}(\omega_c \cdot T_r) \quad (\text{I. 102})$$

$$\omega_c = \frac{1}{2T_r} \quad (\text{I. 103})$$

$$\varphi_m = 90 - \text{Arctg}\left(\frac{1}{2}\right) \quad (\text{I. 104})$$

$$\varphi_m = 63^\circ \quad (\text{I. 105})$$

le système est stable avec une marge de phase $\varphi_m = 63^\circ$

Réponse indicielle :

La fonction de transfert du système corrigé en boucle fermée est donnée par :

$$F_{BF}(p) = \frac{\frac{1}{k_I}}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{2\zeta}{\omega_0}p + 1} \quad (\text{I. 106})$$

Avec ;

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot T_r} \quad \text{pulsation propre non amortie.}$$

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.7 \quad \text{coefficient d'amortissement.}$$

La réponse indicielle $h(t)$ est donnée par :

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{p} F_{BF}(s) \right] \quad (\text{I. 107})$$

$$h(t) = \frac{1}{k_I} \left(1 - e^{-\zeta \omega_0 t} \left[\cos \omega t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin \omega t \right] \right) \quad (\text{I. 108})$$

avec :

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} = \frac{1}{2T_r} \quad (\text{I. 109})$$

Cette réponse est représentée sur la figure I.45.

On peut y lire les performances suivantes :

- $t_{max} = \frac{\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}} = 2\pi T_r$ temps au bout duquel la réponse atteint sa valeur max.
- $t_m = 4.71 T_r$ temps de montée (temps au bout duquel la réponse atteint pour la première fois sa valeur de régime final).
- $\Delta h_{max} = \exp\left(-\frac{\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right) = 0.043$ représente le dépassement max.

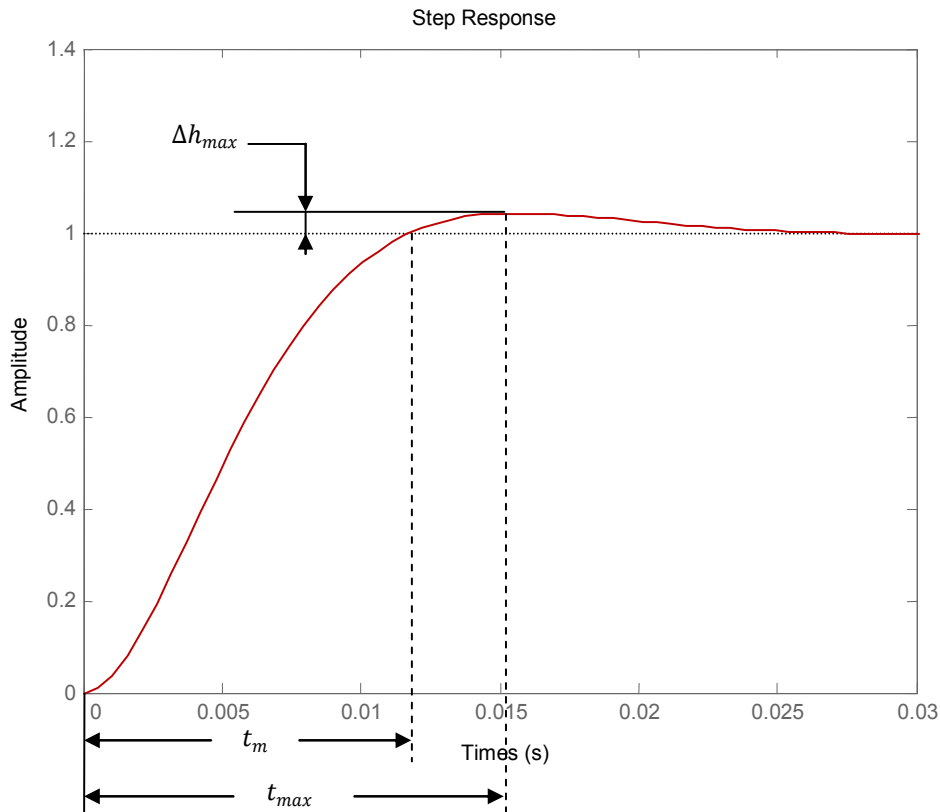


Fig. I.45 Réponse indicielle (régulation de courant)

4.4 Dimensionnement de la boucle de vitesse

On remplace la boucle de courant par une fonction de transfert (F_{eq}) du 1^{er} ordre de constante de temps équivalente T_{eq} ;

$$F_{eq} = \frac{1/k_I}{1 + T_{eq} \cdot s} \quad (\text{I.110})$$

T_{eq} est déterminée par l'égalité des surfaces de réglage .

La surface de réglage est définie comme étant l'aire comprise entre le saut unité et la réponse indicielle $h(t)$.

$h_2(t)$ est la réponse indicielle du système du premier ordre équivalent.

$$S_R = \int_0^{\infty} [1 - h(\tau)] d\tau = \lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t [1 - h(\tau)] d\tau \quad (\text{I.111})$$

$$S_R = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s} [1 - F_{BF}(s)] \quad (\text{I.112})$$

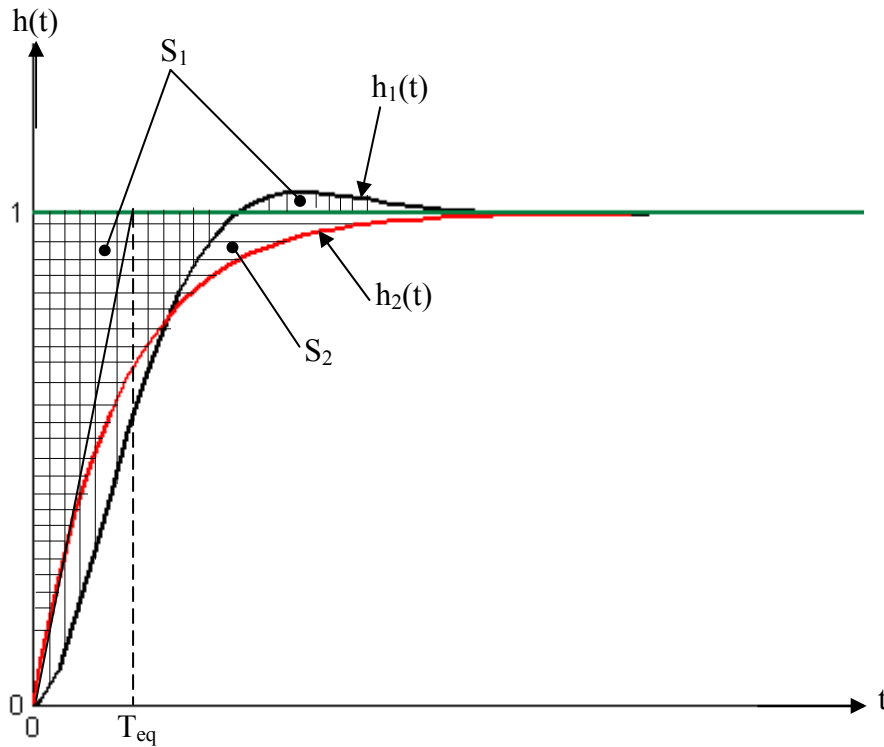


Fig. I.46 Surfaces de réglage - détermination du système équivalent du premier ordre

Nous avons donc :

$$F_{1BF}(s) = \frac{\frac{1}{k_I}}{1 + 2T_r \cdot s + 2T_r^2 \cdot s^2} \quad (I.113)$$

$$F_{2BF}(s) = \frac{\frac{1}{k_I}}{1 + T_{eq} \cdot s} \quad (I.114)$$

De l'égalité \$S_1=S_2\$, on tire :

$$T_{eq} = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{1}{s} [1 - F_{1BF}(s)] = 2T_r \quad (I.115)$$

$$T_{eq} = 2T_r \quad (I.116)$$

Schéma fonctionnel de la boucle de vitesse :

Le schéma fonctionnel de la boucle vitesse est représenté à la figure I.47.

Particularité : \$T_m \gg T_e\$, la boucle de vitesse est lente par rapport à la boucle de courant. Pour cela on utilisera le critère symétrique.

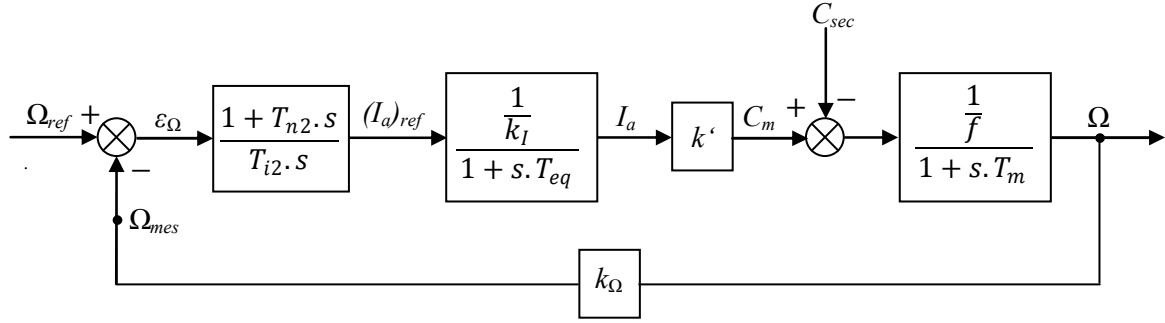


Fig. I.47 Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

Dimensionnement du régulateur de vitesse :

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{BO}(s) = \frac{1 + T_{n2} \cdot s}{T_{i2} \cdot s} \cdot \frac{\frac{k_{\Omega} \cdot k}{k_I}}{1 + T_{eq} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_m} \quad (\text{I.117})$$

Du fait de la valeur élevée de T_m , on néglige 1 devant sT_m ; ceci nous donne :

$$F_{BO}(s) = \frac{1 + T_{n2} \cdot s}{T_{i2} \cdot s} \cdot \frac{\frac{k_{\Omega} \cdot k}{k_I}}{1 + T_{eq} \cdot s} \cdot \frac{1}{j \cdot s} \quad (\text{I.118})$$

Fonction de transfert en boucle fermée :

$$F_{BF}(s) = \frac{\frac{(1 + T_{n2} \cdot s)}{k_{\Omega}}}{1 + T_{n2} \cdot s + \frac{T_{n2} T_{i2}}{k_0} (1 + T_{eq} \cdot s)^2} \quad (\text{I.119})$$

Avec :

$$k_0 = \frac{k \cdot k_{\Omega} \cdot T_{n2}}{k_I \cdot j} \quad (\text{I.120})$$

$$F_{BF}^2(j\omega) = \frac{1}{k_{\Omega}^2} \frac{1 + \omega^2 T_{n2}}{D(\omega)} \quad (\text{I.121})$$

$$D(\omega) = 1 + T_{n2} \left(T_{n2} - \frac{2T_{i2}}{k_0} \right) \omega^2 + \frac{T_{n2}^2 \cdot T_{i2}}{k_0} \left(\frac{T_{i2}}{k_0} - 2T_{eq} \right) \omega^4 + \left(\frac{T_{n2} T_{i2}}{k_0} \cdot T_{eq} \right)^2 \omega^6 \quad (\text{I.122})$$

$$\begin{cases} \frac{T_{i2}}{k_0} - 2T_{eq} = 0 & \Rightarrow T_{i2} = 2k_0 \cdot T_{eq} \\ T_{n2} - \frac{2T_{i2}}{k_0} = 0 & \Rightarrow T_{n2} = 4T_{eq} = 8T_r \end{cases} \quad (\text{I.123})$$

$$\Rightarrow \begin{cases} T_{n2} = 8 \cdot T_r \\ T_{i2} = \frac{32k \cdot k_{\Omega}}{j \cdot K_I} T_r^2 \end{cases} \quad (\text{I.124})$$

Analyse du système corrigé :

$$F_{BO}(s) = \frac{1 + 8T_r \cdot s}{8T_r \cdot s} \cdot \frac{1}{4T_r \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + 2T_r \cdot s} \quad (\text{I.125})$$

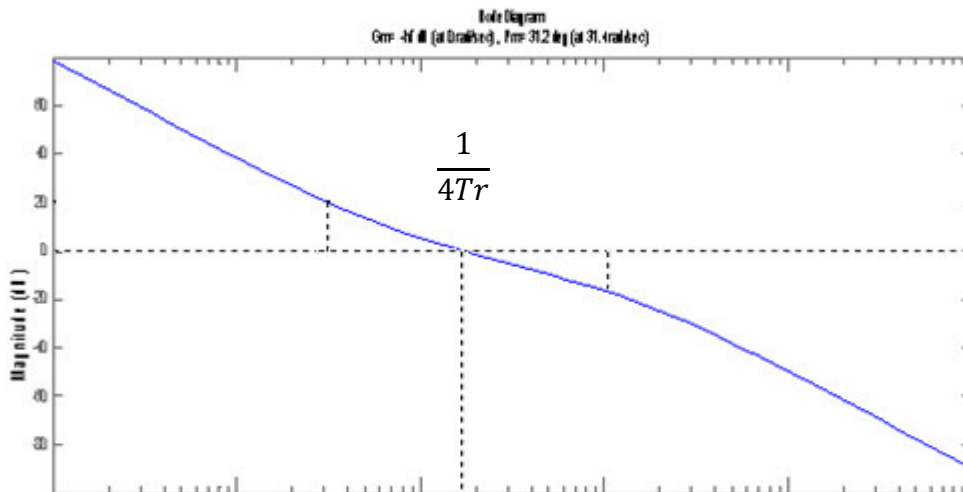


Fig. I.48 Diagramme de Bode

On remarque que la réponse harmonique du circuit de réglage ouvert possède une allure symétrique par rapport à la pulsation de coupure ($1/4T_r$). La dénomination critère symétrique provient de l'allure symétrique de la réponse harmonique.

Réponse indicielle :

La réponse indicielle du système montrée à la figure I.49 possède un grand dépassement qui peut être réduit par l'introduction d'un correcteur pour la grandeur de consigne.

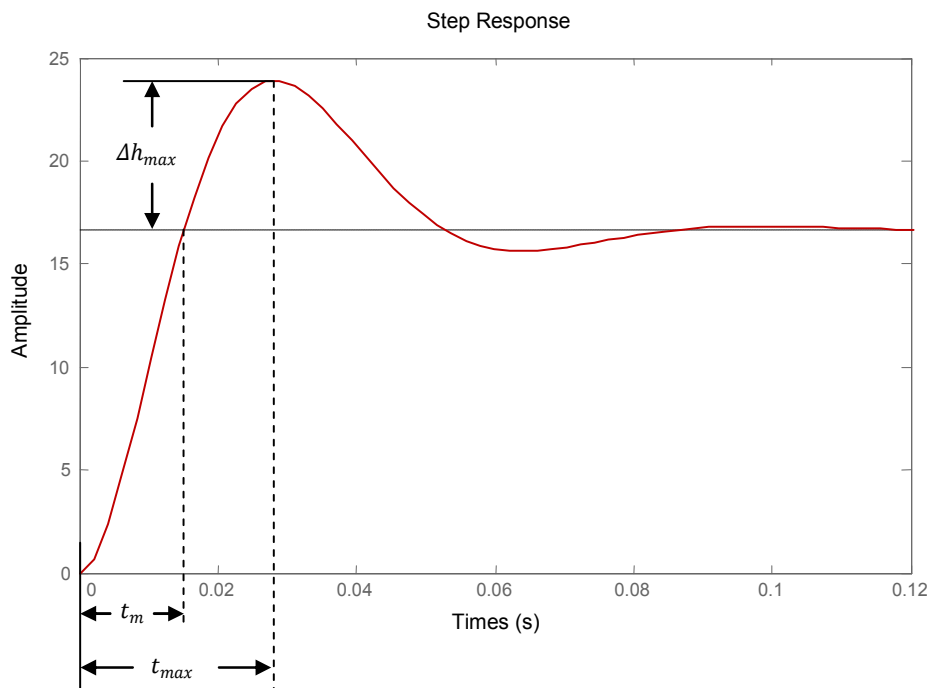


Fig. I.49 Réponse indicielle

5. Réglage d'état d'un moteur à courant continu à flux constant

5.1 Schéma structurel de principe du réglage d'état

On considère dans un souci de simplification, un système à régler avec deux constantes de temps dominantes T_1 et T_2 . Une extension à plus de deux ou une réduction à une seule constante de temps dominante ne pose pas de problèmes.

On néglige l'influence de la grandeur de perturbation sur le système.

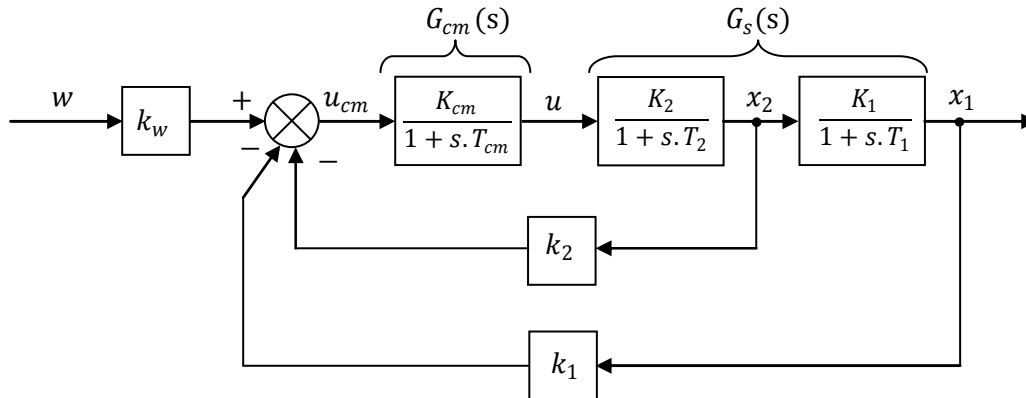


Fig. I.50 Schéma bloc du réglage d'état d'un système à deux constantes de temps dominantes

On suppose que les grandeurs x_1 et x_2 sont mesurables. Elles peuvent être considérées comme grandeurs d'état parce qu'elles permettent de décrire en tout temps l'état du système à régler.

- Les grandeurs d'état sont individuellement mises en contre-réaction par l'intermédiaire des coefficients k_1 et k_2 et interviennent ainsi sur le signal de commande u_{cm} .
- La grandeur de consigne w intervient par l'intermédiaire du coefficient k_w sur le signal de commande u_{cm} .

u_{cm} est donné par :

$$u_{cm} = k_w w - (k_1 x_1 + k_2 x_2) \quad (I.126)$$

5.2 Transformation du schéma bloc. Première possibilité

On déplace la contre-réaction x_2 à la sortie $x_1=y$ comme le montre le schéma ci-après :

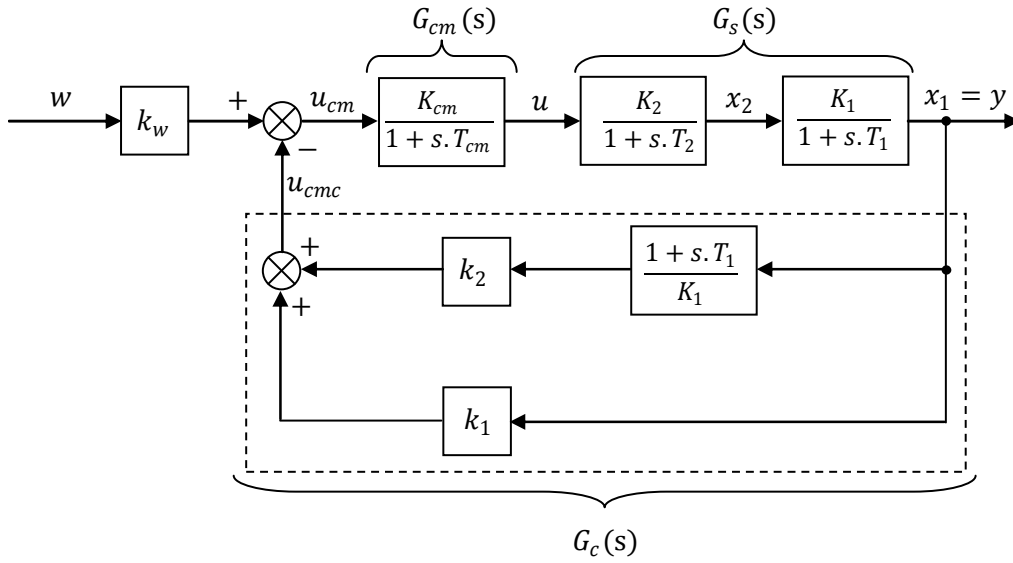


Fig. I.51 Transformation du schéma bloc de la figure I.50, première possibilité

La composante u_{cmc} du signal de commande, inhérente à la contre-réaction d'état est, alors, donnée par :

$$u_{cm}(s) = \left[k_1 + k_2 \frac{1 + s.T_1}{K_1} \right] y(s) = G_c(s)y(s) \quad (I.127)$$

D'où on tire la fonction de transfert de la contre-réaction :

$$G_c(s) = k_1 + \frac{k_2}{K_1} + \frac{k_2}{K_1} T_1 \cdot s \quad (I.128)$$

On voit que $G_c(s)$ correspond formellement à la fonction de transfert d'un régulateur PD. Par conséquent, on peut exprimer $G_c(s)$ par :

$$G_c(s) = k_d(1 + s.T_d) \quad (I.129)$$

Il est, alors, possible de représenter le schéma bloc de la figure I.51 d'une manière plus compacte comme le montre la figure suivante :

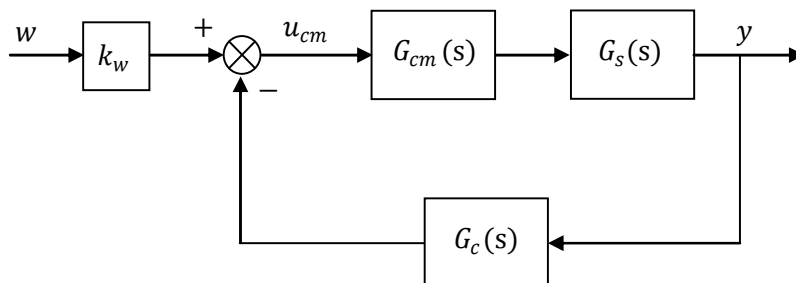


Fig. I.52 Schéma bloc d'un circuit de réglage avec contre-réaction dynamique

La fonction de transfert du circuit de réglage bouclé est donnée par :

$$G_w(s) = \frac{y(s)}{w(s)} = k_w \frac{G_{cm}(s)G_s(s)}{1 + G_c(s)G_{cm}(s)G_s(s)} = \frac{k_w}{G_c(s)} \frac{G_c(s)G_{cm}(s)G_s(s)}{1 + G_c(s)G_{cm}(s)G_s(s)} \quad (I.130)$$

Cette dernière relation nous permet une ultérieure transformation du schéma bloc ;

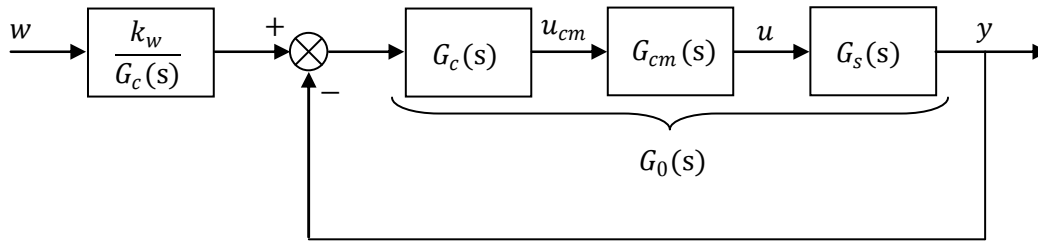


Fig. I.53 Schéma bloc d'un circuit de réglage avec contre-réaction unitaire

Conclusion :

On aboutit donc à un circuit de réglage classique avec contre-réaction unitaire. Le régulateur possède la fonction de transfert $G_c(s)$. De plus, le bloc ayant la fonction de transfert $k_w/G_c(s)$ correspond à correcteur pour la grandeur de consigne.

- ❖ La contre-réaction d'état est donc équivalente à un circuit de réglage classique qui possède, en toute généralité, un régulateur PD d'ordre supérieur et un correcteur pour la grandeur de consigne.

5.3 Transformation du schéma bloc. Deuxième possibilité

Dans un premier pas, on élimine dans la fig. I.50 la boucle interne formée par la mise en contre-réaction de x_2 comme le montre la figure I.54.

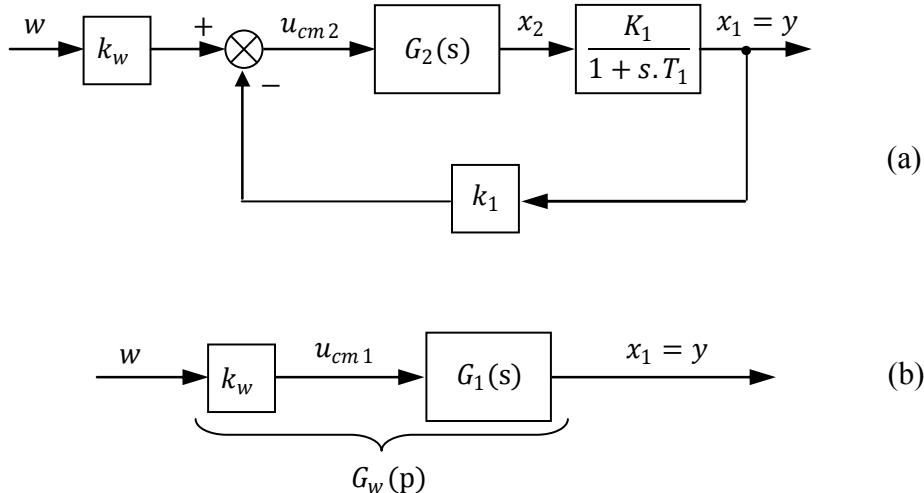


Fig. I.54 Transformation du schéma bloc de la figure I.50, deuxième possibilité

De la figure I.50, on tire :

$$G_w(s) = \frac{\frac{K_{cm}}{1+s.T_{cm}} \frac{K_2}{1+s.T_2}}{1+k_2 \frac{K_{cm}}{1+s.T_{cm}} \frac{K_2}{1+s.T_2}} = \frac{K_{cm}K_2}{k_2K_{cm}K_2 + (1+s.T_{cm})(1+s.T_2)} \quad (I.131)$$

❖ Avec le coefficient k_2 de la contre-réaction d'état, on peut modifier le comportement statique et dynamique des blocs contenant les constantes de temps T_{cm} et T_2 .

Dans un deuxième pas, on remplace dans la figure I.54.a la boucle formée par la mise en contre-réaction de x_l par un seul bloc contenant la fonction de transfert G_l . On aboutit au schéma bloc de la figure I.54.b.

On voit facilement que :

$$G_1(s) = \frac{G_2(s) \frac{K_1}{1+s.T_1}}{1+k_1G_2(s) \frac{K_1}{1+s.T_1}} = \frac{K_1 \cdot G_2(s)}{1+s.T_1 + k_1 \cdot G_2(s)K_1} \quad (I.132)$$

$$G_1(s) = \frac{K_{cm}K_2K_1}{k_1K_{cm}K_2K_1 + k_2K_{cm}K_2(1+s.T_1) + (1+s.T_{cm})(1+s.T_2)(1+s.T_1)} \quad (I.133)$$

❖ A l'aide du coefficient k_1 , il est possible d'intervenir sur le comportement statique et dynamique de cette dernière boucle.

Conclusion :

Le système original, ayant la fonction de transfert ;

$$G_{cm}(s)G_s(s) = \frac{K}{(1+s.T_{cm})(1+s.T_2)(1+s.T_1)} \quad , K = K_{cm}K_2K_1 \quad (I.134)$$

est donc modifié par la contre-réaction d'état en un système ayant la fonction de transfert $G_l(s)$. Le degré est le même, mais le comportement statique et dynamique peut être influencé dans un large domaine à l'aide des coefficients de la contre-réaction d'état k_1 et k_2 . Plus particulièrement, on voit qu'on peut modifier le dénominateur (c.à.d. les pôles) de la fonction de transfert. Avec l'imposition des pôles, on peut prescrire un certain comportement dynamique et déterminer les coefficients de la contre-réaction d'état.

Entre la grandeur à régler (y) et la grandeur de consigne (w), il y'a la fonction de transfert ;

$$G_w(s) = k_w G_1(s) \quad (I.135)$$

En régime établi :

$$G_w(0) = k_w G_1(0) = K_w \frac{K}{D(0)} \quad (I.136)$$

$$D(0) = k_1K + k_2 \frac{K}{K_1} + 1 \quad (I.137)$$

Pour avoir en régime établi $G_w(0) = 1$, il faut que:

$$k_w = \frac{D(0)}{K} = k_1 + \frac{k_2}{K_1} + \frac{1}{K} = k_1 + \frac{k_2}{K_1} + \frac{1}{K_{cm}K_1K_2} \quad (I.138)$$

Le coefficient k_w en relation avec l'intervention de la grandeur de consigne (w) doit être adapté aux facteurs de transfert K_{cm} , K_I et K_2 de l'organe de commande et du système à régler et aux coefficients k_I et k_2 de la contre-réaction d'état.

5.4 Contre-réaction d'état complétée par un régulateur intégrateur

Comme le montre la figure I.54.b, le système modifié par la contre-réaction d'état peut être considéré comme un système ouvert avec la fonction de transfert $G_w(p) = K_w G_I(p)$. Pour obtenir en régime établi $y = w$, il est nécessaire d'ajuster le coefficient k_w selon la relation (I.138). Cependant, des variations sur les paramètres K_{cm} , K_I et K_2 ou l'influence de grandeurs de perturbations, négligées jusqu'à présent, peuvent empêcher que la grandeur à régler (y) soit en régime établi égale à w .

Pour garantir un écart de réglage nul (c.à.d. $y=w$) en régime établi, il faut ajouter un régulateur intégrateur avec la fonction de transfert (I/pT_i) comme le montre la figure ci-après :

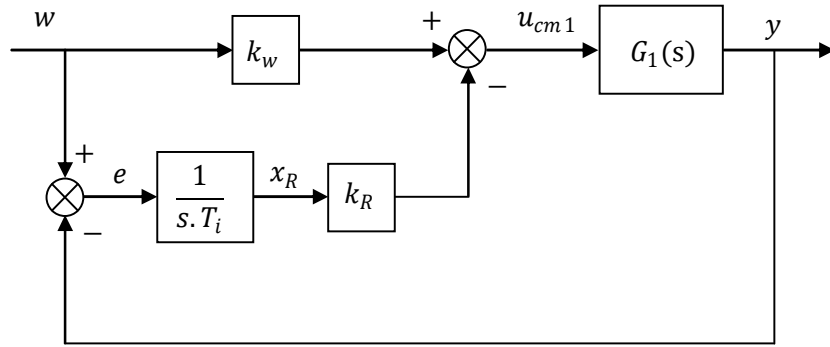


Fig. I.55 Schéma bloc de la contre-réaction d'état complétée par un régulateur intégrateur.

Ce régulateur possède la grandeur d'état x_R et donne une correction sur le signal de commande u_{cm1} .

De la figure I.55, on trouve la relation :

$$y(s) = G_1(s) \left\{ k_w \cdot w + \frac{k_R}{s \cdot T_i} [w - y] \right\} \quad (\text{I. 139})$$

D'où l'on tire :

$$Y(s) = \frac{G_1(s) \left(k_w + \frac{k_R}{s \cdot T_i} \right)}{1 + G_1(s) \frac{k_R}{s \cdot T_i}} w(s) = G_w(s) \cdot w(s) \quad (\text{I. 140})$$

On tire donc :

$$G_w(s) = \frac{G_1(s) \left(k_w + \frac{k_R}{s \cdot T_i} \right)}{1 + G_1(s) \frac{k_R}{s \cdot T_i}} \quad (\text{I. 141})$$

En régime établi, c.à.d. pour $s=0$, on a $G_w(0) = 1$ indépendamment des variations des paramètres de $G_I(s)$.

Remarque : Le régulateur intégrateur augmente le degré du système global. Ceci peut éventuellement présenter un certain inconvénient. Si les paramètres du système à régler sont bien connus à priori et constants et si l'influence des grandeurs de perturbation est négligeable, on peut aussi omettre le régulateur intégrateur.

5.5 Généralisation du réglage d'état. Schéma structurel

La figure montre la structure générale du réglage d'état

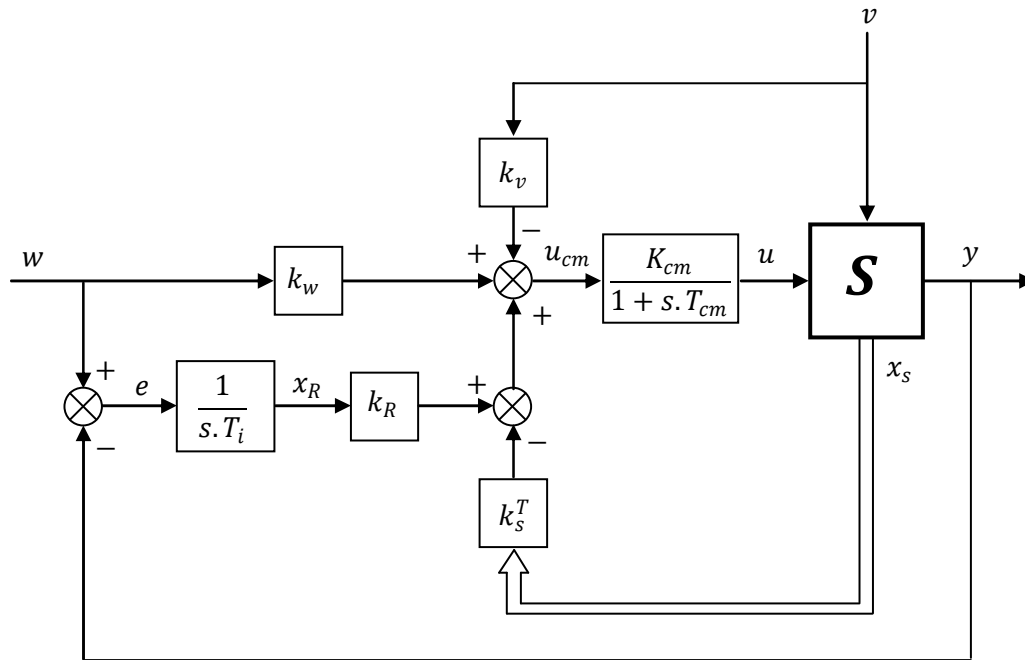


Fig. I.56 Schéma structurel du réglage d'état

S : système à régler ;

x_s : vecteur d'état du système à régler ;

K_s^T : vecteur ligne de la contre-réaction d'état du système à régler ;

v : grandeur de perturbation ;

k_v : coefficient d'intervention directe de la grandeur de perturbation.

5.6 Réglage d'état en cascade

Le réglage d'état, tel qu'il a été présenté précédemment possède le grand avantage que le comportement dynamique du système réglé peut être influencé dans un large domaine. Ainsi, il est possible d'obtenir en général une qualité de réglage bien meilleure qu'avec un réglage classique faisant appel à des régulateurs standard.

Par contre, il faut mentionner deux inconvénients ; des grandeurs internes ne peuvent pas être limitées et la mise en service, surtout pour des installations complexes, est souvent problématique. Pour pallier

à ces inconvénients, on peut combiner le principe du réglage d'état avec le principe du réglage en cascade pour créer le réglage d'état en cascade. Il est alors possible de réunir les avantages des deux méthodes.

Une application au réglage de la vitesse et du courant d'induit d'un moteur à courant continu à flux constant sera traitée dans ce qui suit.

5.7 Schéma structurel global du réglage d'état en cascade d'1 MCC à flux constant

Le schéma structurel du circuit de réglage global (vitesse et courant d'induit) du moteur à courant continu à flux constant est représenté à la figure I.57.

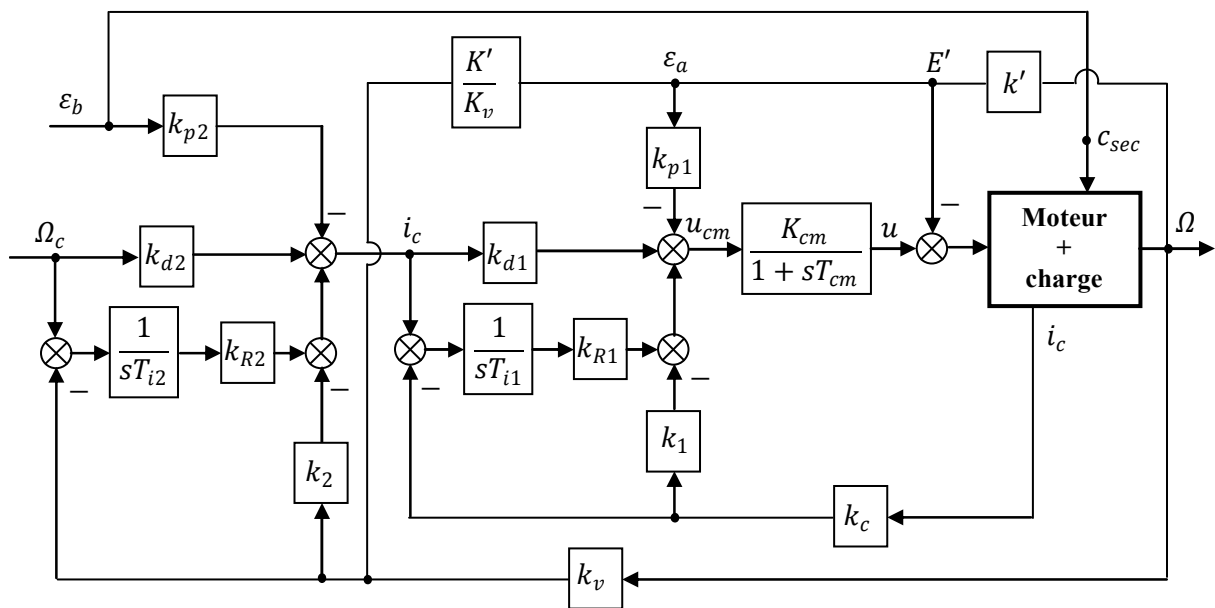


Fig. I.57 Schéma structurel du réglage d'état en cascade (vitesse et courant d'induit) d'un moteur à courant continu à flux constant

5.8 Etude et dimensionnement de la boucle courant

Le schéma structurel de la boucle courant est donné sur la figure I.58

- Détermination de l'équation d'état :

On choisit comme vecteur d'état :

$$x = \begin{pmatrix} u \\ i \\ x_R \end{pmatrix} \tag{I.142}$$

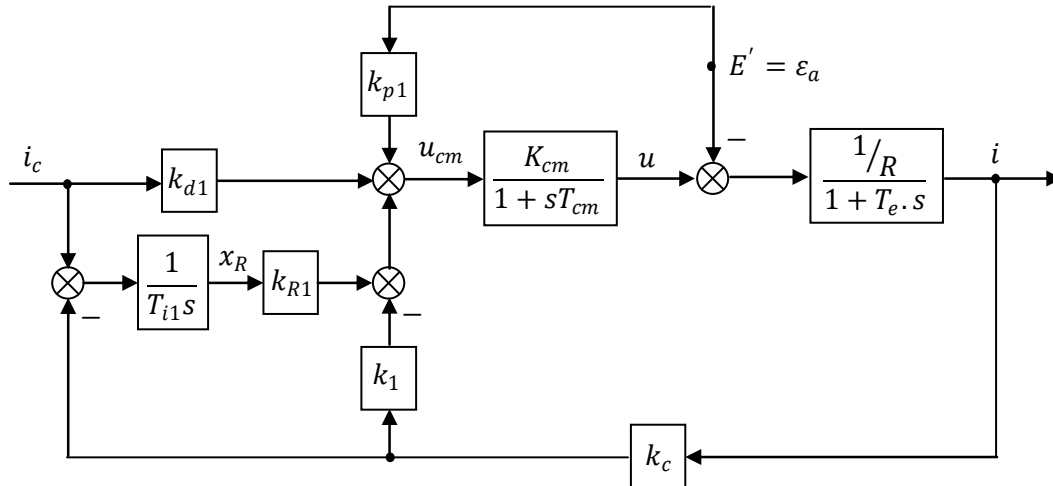


Fig. I.58 Schéma structurel de la boucle courant

On pose $1/R = K_1$

$$\begin{cases} \frac{du}{dt} = -\frac{1}{T_{cm}}u - \frac{K_{cm}k_1K_c}{T_{cm}}i + \frac{K_{cm}k_{R1}}{T_{cm}}x_R - \frac{K_{cm}k_{p1}}{T_{cm}}\epsilon_a + \frac{K_{cm}k_{d1}}{T_{cm}}i_c \\ \frac{di}{dt} = -\frac{1}{T_e}i + \frac{K_1}{T_e}u - \frac{K_1}{T_e}\epsilon_a \\ \frac{dx_R}{dt} = -\frac{K_c}{T_{i1}}i + \frac{1}{T_{i1}}i_c \\ y = K_c i \end{cases} \quad (I.143)$$

Ces relations peuvent être condensées dans l'écriture matricielle suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + bi_c + d\epsilon_a \\ y = c^T x \end{cases} \quad (I.144)$$

x : vecteur d'état du système à régler

Avec :

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_{cm}} & -\frac{K_{cm}k_1K_c}{T_{cm}} & \frac{K_{cm}k_{R1}}{T_{cm}} \\ \frac{K_1}{T_e} & -\frac{1}{T_e} & 0 \\ 0 & -\frac{K_c}{T_{i1}} & 0 \end{pmatrix}, b = \begin{pmatrix} \frac{K_{cm}k_{d1}}{T_{cm}} \\ 0 \\ -\frac{1}{T_{i1}} \end{pmatrix}, d = \begin{pmatrix} -\frac{K_{cm}k_{p1}}{T_{cm}} \\ \frac{K_1}{T_e} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (I.145)$$

$$c^T = (0 \quad K_c \quad 0) \quad (I.146)$$

○ Fonction de transfert en boucle fermée : $\epsilon_a = 0$:

On a :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + bi_c \\ y = c^T x \end{cases} \quad (I.147)$$

Passage aux T.L. :

$$\begin{cases} (s.IX - AX = AX + bI_c \rightarrow (s.I - A)X = bI_c \\ Y = c^T X = c^T (s.I - A)^{-1} bI_c \end{cases} \quad (I.148)$$

$$G(s) = \frac{Y}{I_c} = c^T (s.I - A)^{-1} b \quad (I.149)$$

$$G(p) = \frac{c^T (s.I - A)_{adj} b}{\det (s.I - A)} \quad (I.150)$$

o Equation caractéristique :

$D(s) = \det(s.I - A)$. On trouve après calculs;

$$D(s) = s.P^3 + \left(\frac{1}{T_{cm}} + \frac{1}{T_e}\right) s^2 + \left(\frac{1}{T_e T_{cm}} + \frac{K_{cm} K_c k_1 K_1}{T_e T_{cm}}\right) .s + \frac{K_{cm} K_c k_{R1} K_1}{T_e T_{cm} T_{i1}} \quad (I.151)$$

Soient P_1, P_2 et P_3 les trois pôles du système, $D(s)$ peut s'écrire :

$$D(s) = (s - P_1)(s - P_2)(s - P_3) = s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0 \quad (I.152)$$

On trouve finalement :

$$G(s) = \frac{K_{cm} K_c k_{d1} K_1}{T_e T_{cm}} \frac{s + \frac{k_{R1}}{k_{d1} T_{i1}}}{(s - P_1)(s - P_2)(s - P_3)} \quad (I.153)$$

o Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état k_1 et k_{R1} :

On fera appel au principe de l'imposition des pôles ; on imposera donc trois pôles pour déterminer les deux coefficients k_1 et k_{R1} .

Contraintes :

• Selon l'algorithme de LEVERRIER :

$$-\alpha_2 = \text{tr} A, \quad (\text{tr} A = \text{trace de } A) \quad (I.154)$$

• D'autre part, selon le théorème de VIETE :

$$-\alpha_2 = \sum P_k = P_1 + P_2 + P_3 \quad (I.155)$$

On aura donc :

$$-\alpha_2 = P_1 + P_2 + P_3 = \text{tr} A = -\left(\frac{1}{T_{cm}} + \frac{1}{T_e}\right) \quad (I.156)$$

Posons :

$$\rho = -\frac{1}{3} \text{tr} A = \frac{1}{3} \left(\frac{1}{T_{cm}} + \frac{1}{T_e}\right) \quad (I.157)$$

o Choix des pôles :

$$P_{1,2} = -\rho \pm j\rho \quad \text{et} \quad P_3 = -\rho \quad (I.158)$$

La disposition des pôles dans le plan complexe est montrée à la figure I.59.

- Détermination des coefficients de réglage de courant :

L'équation caractéristique étant :

$$D(s) = (s - P_1)(s - P_2)(s - P_3) = 0 \quad (\text{I. 159})$$

Soit :

$$D(s) = s^3 - (P_1 + P_2 + P_3)s^2 + (P_1P_2 + P_1P_3 + P_2P_3)s - P_1P_2P_3 = 0 \quad (\text{I. 160})$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{cases} -(P_1 + P_2 + P_3) = \left(\frac{1}{T_{cm}} + \frac{1}{T_e}\right) = 3\rho \\ P_1P_2 + P_1P_3 + P_2P_3 = \frac{1}{T_e T_{cm}} + k_1 \frac{K_{cm} K_c K_1}{T_e T_{cm}} \\ -P_1P_2P_3 = \frac{k_{R1} K_{cm} K_c K_1}{T_{i1} T_e T_{cm}} \end{cases} \quad (\text{I. 161})$$

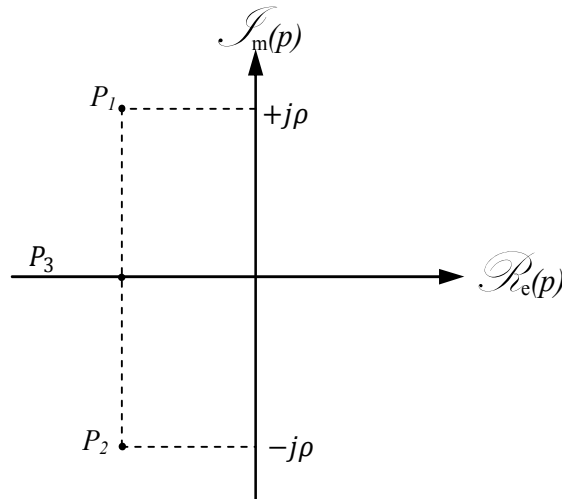


Fig. I.59 Disposition des pôles dans le plan complexe.

En remplaçant P_1 , P_2 et P_3 par leurs expressions respectives, on aboutit à :

$$\begin{cases} k_1 = \frac{4R}{9K_c K_{cm}} \left(\frac{T_e^2 + T_{cm}^2}{T_e T_{cm}} - \frac{1}{4} \right) \\ \frac{k_{R1}}{T_{i1}} = \frac{2R}{27K_c K_{cm}} \frac{(T_e + T_{cm})^3}{(T_e T_{cm})^2} \end{cases} \quad (\text{I. 162})$$

- Détermination du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne k_{d1} :

On compense le pôle P_3

Vu l'expression de la fonction de transfert en BF donnée par, on obtient :

$$\frac{k_{R1}}{k_{d1} T_{i1}} = -P_3 = \rho \quad (\text{I. 163})$$

Soit, en remplaçant ρ et (k_{RI}/T_{il}) , on trouve :

$$\left\| k_{d1} = \frac{2R}{9K_c K_{cm}} \frac{(T_e + T_{cm})^2}{T_e T_{cm}} \right. \quad (I.164)$$

○ Détermination du coefficient d'intervention directe de la grandeur de perturbation k_{p1} :

Critère : On exige que le régulateur intégrateur n'ait pas à intervenir en régime établi et en absence de la grandeur de consigne (i_c).

On pose donc $x_R=0$. En plus de cela, on a en régime établi :

$$\frac{di}{dt} = 0, \quad \text{et} \quad \frac{du}{dt} = 0 \quad (I.165)$$

On trouve après calculs :

$$\left\| K_{p1} = \frac{1}{K_{cm}} \right. \quad (I.166)$$

5.9 Réglage de vitesse

Pour le réglage de vitesse, il est judicieux de remplacer la boucle de courant par une petite constante de temps équivalente, ce qui permet de simplifier considérablement le traitement.

$$\text{On pose: } G_{eq} = \frac{1}{1 + T_{eq} \cdot s} \quad (I.167)$$

$$T_{eq} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s} \left[\frac{1}{K_c} - G(s) \right] \quad (I.168)$$

$$\text{On obtient: } T_{eq} = \frac{1}{\rho} \quad (I.169)$$

$$T_{eq} = \frac{3T_{cm}T_e}{T_{cm} + T_e} \approx 3T_{cm}, \quad (\text{lorsque } T_{cm} \ll T_e) \quad (I.170)$$

Le schéma bloc du circuit de réglage de vitesse est donné sur la figure I.60. Comme on peut le constater, ce schéma présente la même structure que celui du réglage de courant déjà traité. Par conséquent, on peut déduire directement les expressions des coefficients de réglage de vitesse par analogie suivante :

$$\begin{array}{lcl} R=1/K_c & \longrightarrow & f \\ K_{cm} & \longrightarrow & K'/K_c \\ K_c & \longrightarrow & K_v \\ T_c & \longrightarrow & 3T_{cm} \\ T_e & \longrightarrow & T_m \end{array}$$

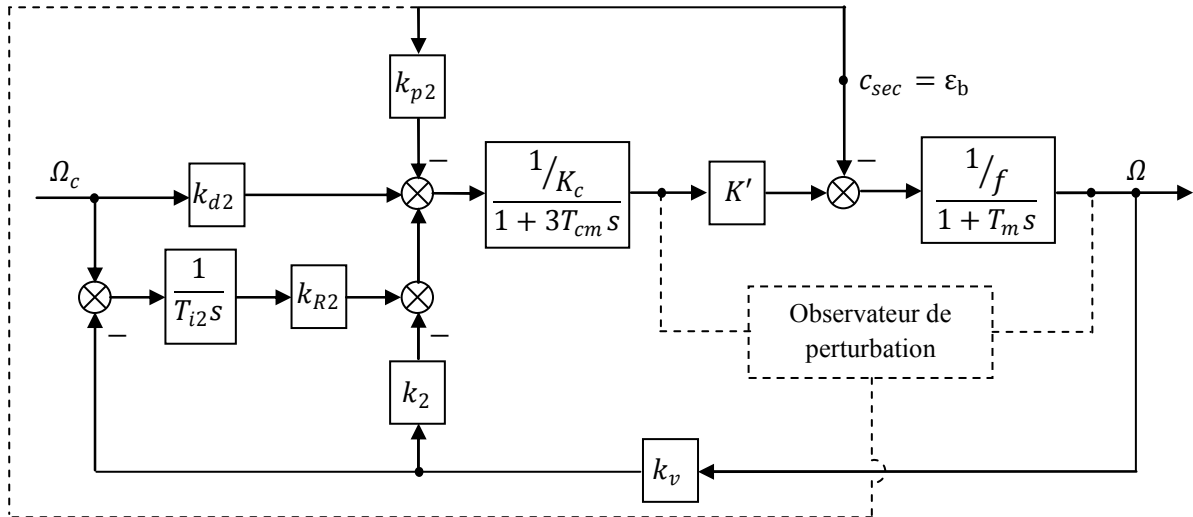


Fig. I.60 Schéma structurel de la boucle vitesse.

On trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_2 = \frac{4fK_c}{9K_v K'} \left(\frac{T_m^2 + 9T_{cm}^2}{3T_{cm}T_m} - \frac{1}{4} \right) \\ \frac{k_{R2}}{T_{i2}} = \frac{2fK_c}{243K_v K'} \frac{(T_m + 3T_{cm})^3}{(T_m T_{cm})^2} \\ k_{d2} = \frac{2fK_c}{27K_v K'} \frac{(T_m + 3T_{cm})^2}{T_m T_{cm}} \\ k_{p2} = \frac{K_c}{K'} \end{array} \right. \quad (I.171)$$

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 coïncidents).

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 :

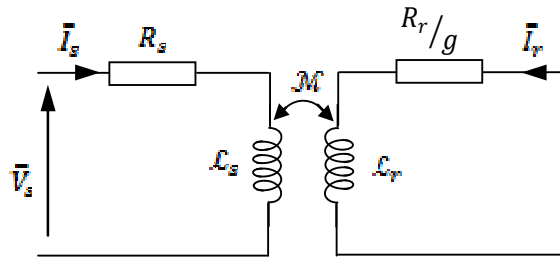


Fig. II.1 Schéma équivalent du moteur asynchrone-Modèle à inductances couplées

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.

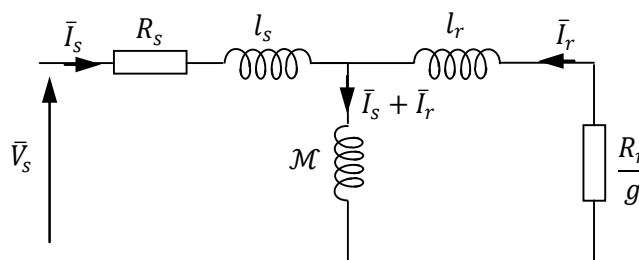


Fig. II.2 Schéma équivalent du moteur asynchrone-Modèle à inductances de fuites partielles

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 :

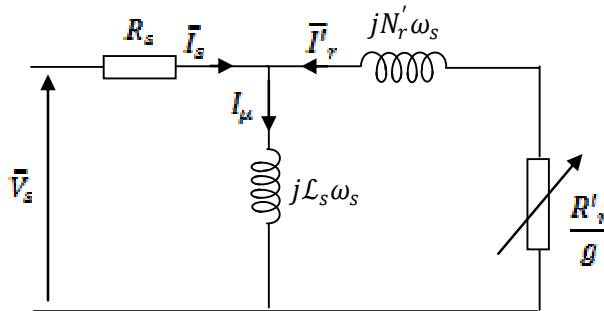


Fig. II.3 Schéma équivalent du moteur asynchrone-Modèle à Fuites totalisées au rotor ramené au stator

Dans ce schéma ;

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

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

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

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.

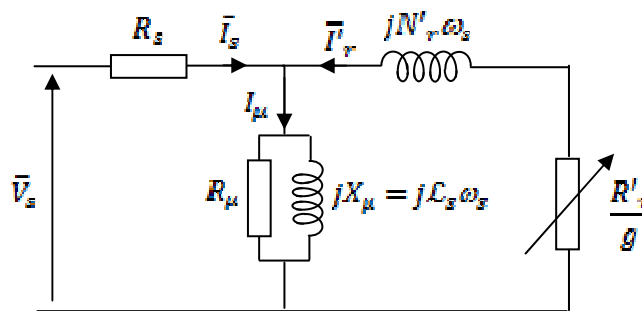


Fig. II.4 Schéma équivalent du moteur asynchrone-Modèle à fuites totalisées au rotor ramené au stator avec prise en compte des pertes fer

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 ;

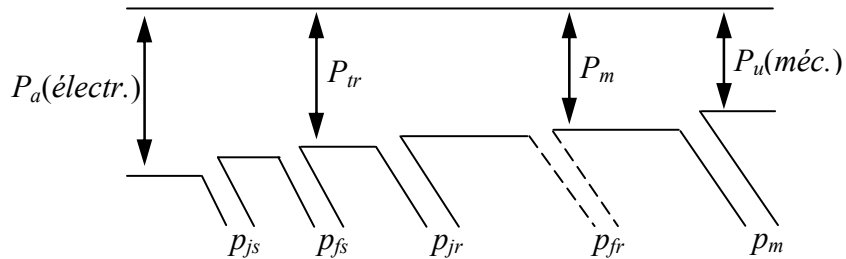


Fig. II.5 Représentation schématique du bilan des puissances

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 :

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

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 :

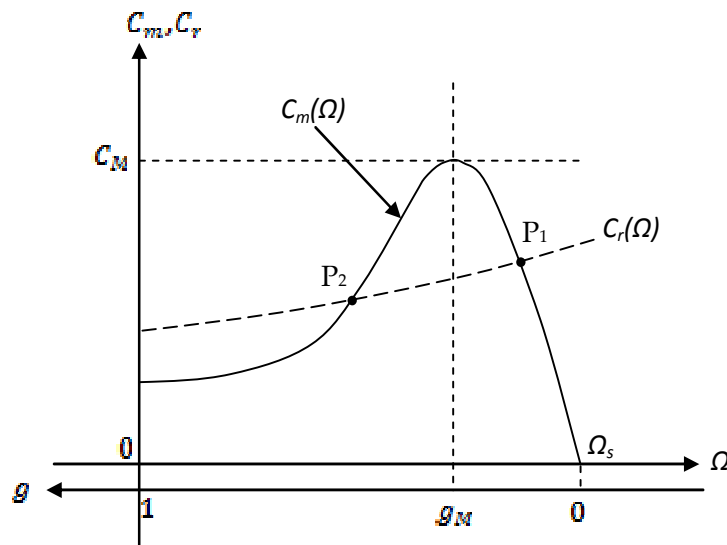


Fig. II.6 Allure de la caractéristique mécanique

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 devant 1 (il est de l'ordre de 2% à 5%) :

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

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

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

Couple max :

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

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 :

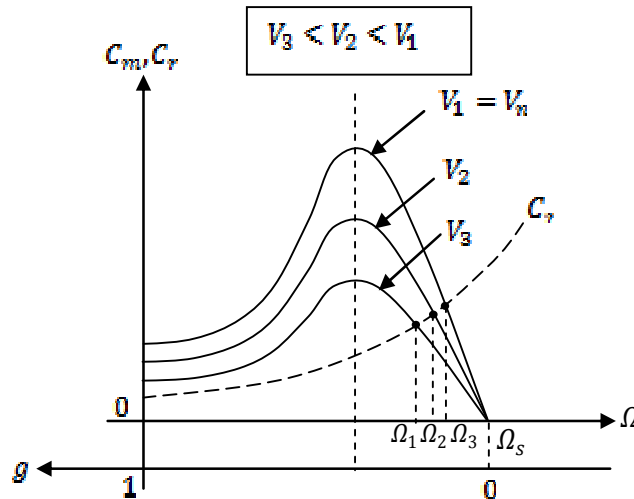


Fig. II.7 Modification des caractéristiques mécaniques par la tension d'alimentation

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.

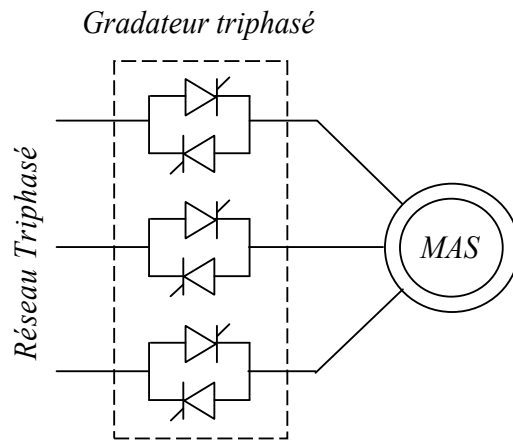


Fig. II.8 Moteur asynchrone associé à un gradateur triphasé

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).

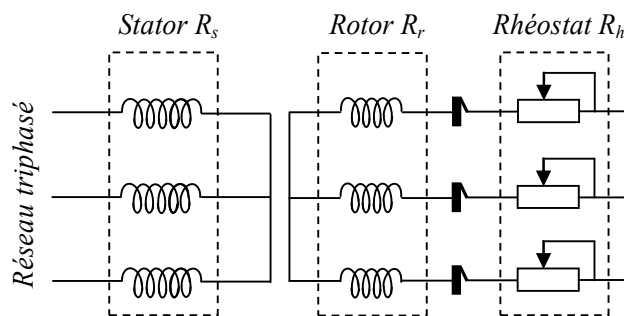


Fig. II.9 Moteur asynchrone et rhéostat rotorique

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.

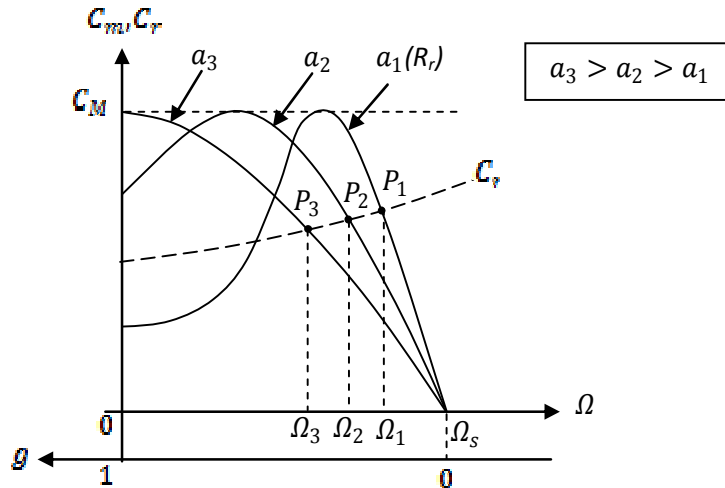


Fig. II.10 Modification des caractéristiques du moteur par insertion de rhéostat rotorique

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.

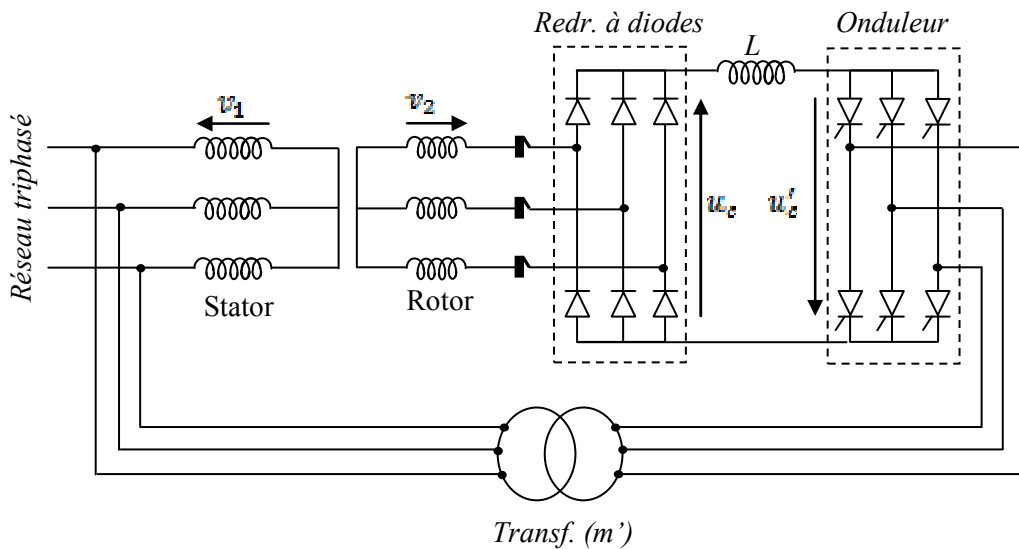


Fig. II.11 Schéma de principe de la cascade hyposynchrone

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 :

$$V_2 = gm \frac{U_1}{\sqrt{3}} \quad (\text{II. 46})$$

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

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 :

$$U_c = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} g m U_1 \quad (\text{II. 48})$$

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, récrivons 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 :

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

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 :

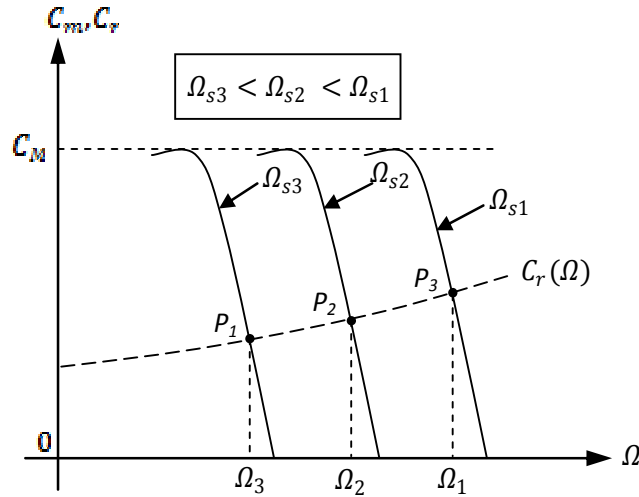


Fig. II.12 Modification des caractéristiques du moteur par changement de la pulsation des tensions statoriques

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.

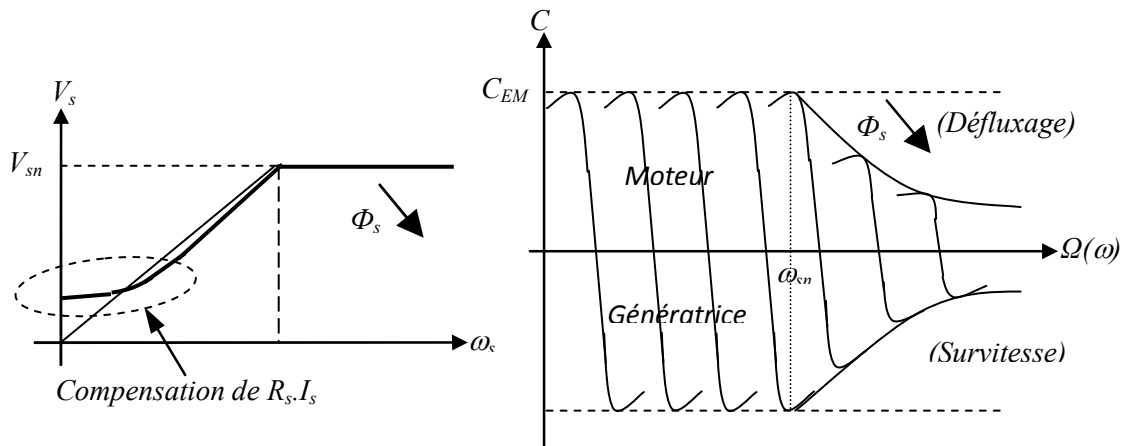


Fig. II.13 Caractéristiques de réglage par variation de la fréquence d'alimentation d'une machine asynchrone

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.

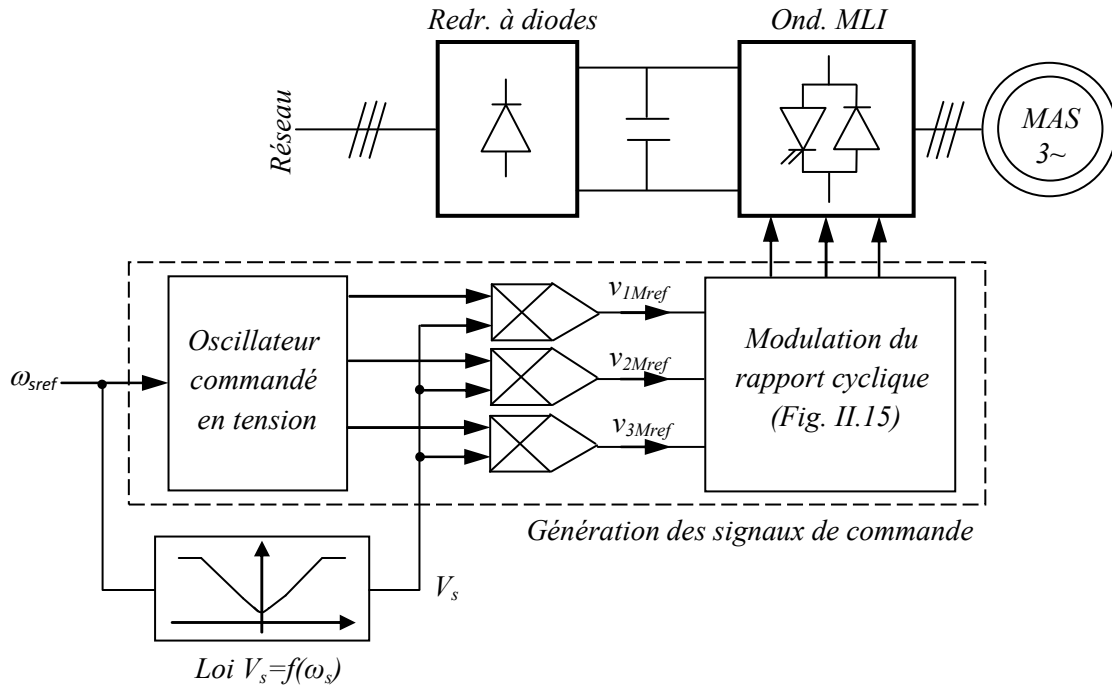


Fig. II.14 Schéma structurel de la commande scalaire (boucle ouverte) du moteur asynchrone

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

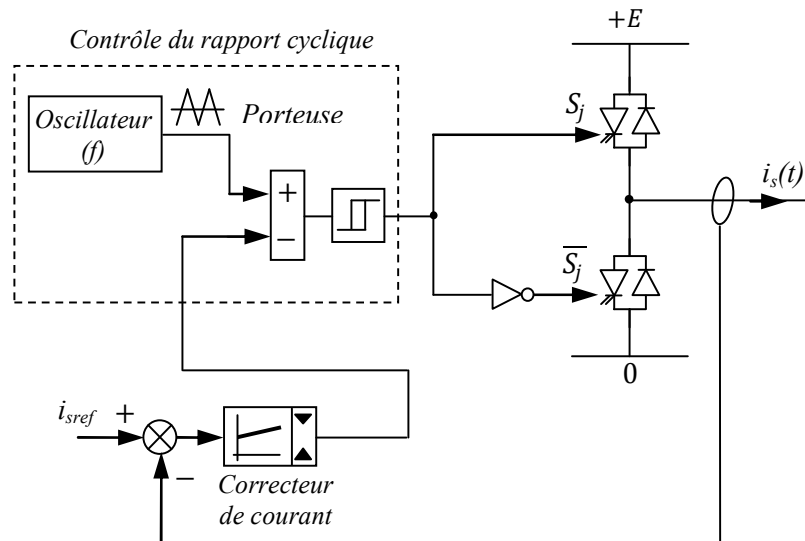


Fig. II.15 Principe de génération des signaux de commande de l'onduleur

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.

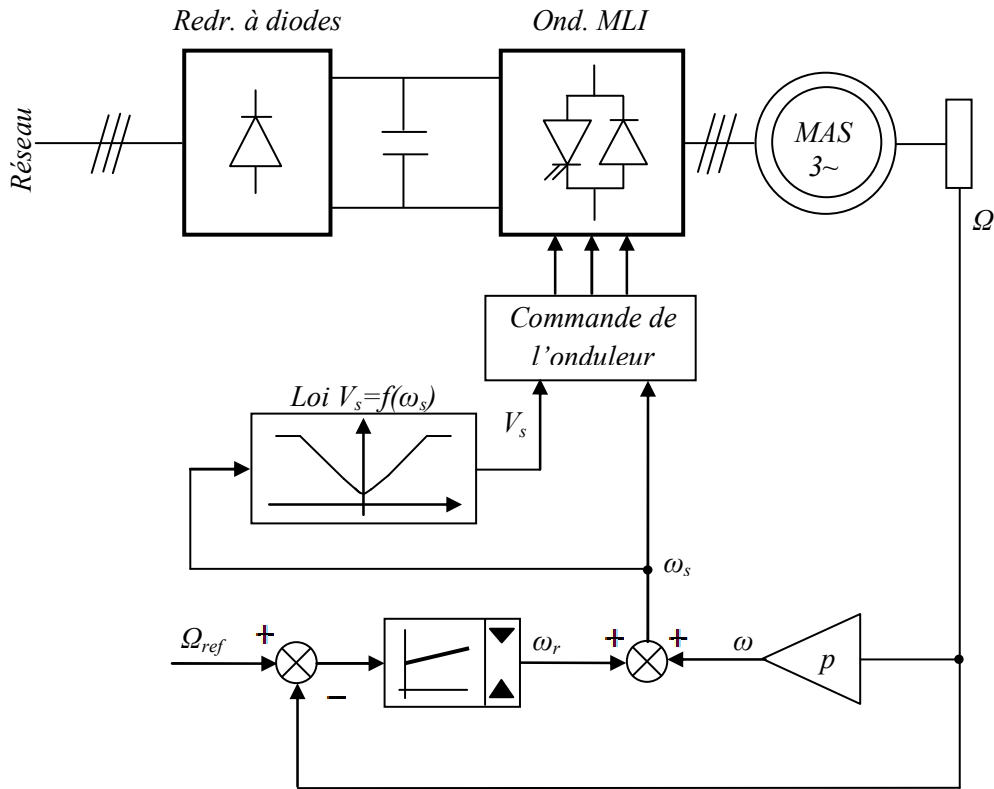


Fig. II.16 Schéma structurel de l'asservissement de vitesse d'un moteur asynchrone alimenté en tension

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 :

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

$$\tau_r = \frac{\mathcal{L}_r}{R_r} \quad (II.61)$$

I_0 étant le courant magnétisant

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

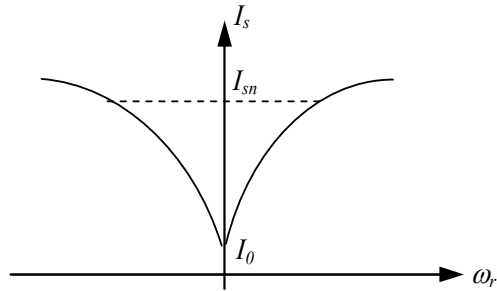


Fig. II.17 Loi de variation $I_s = f(\omega_r)$

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

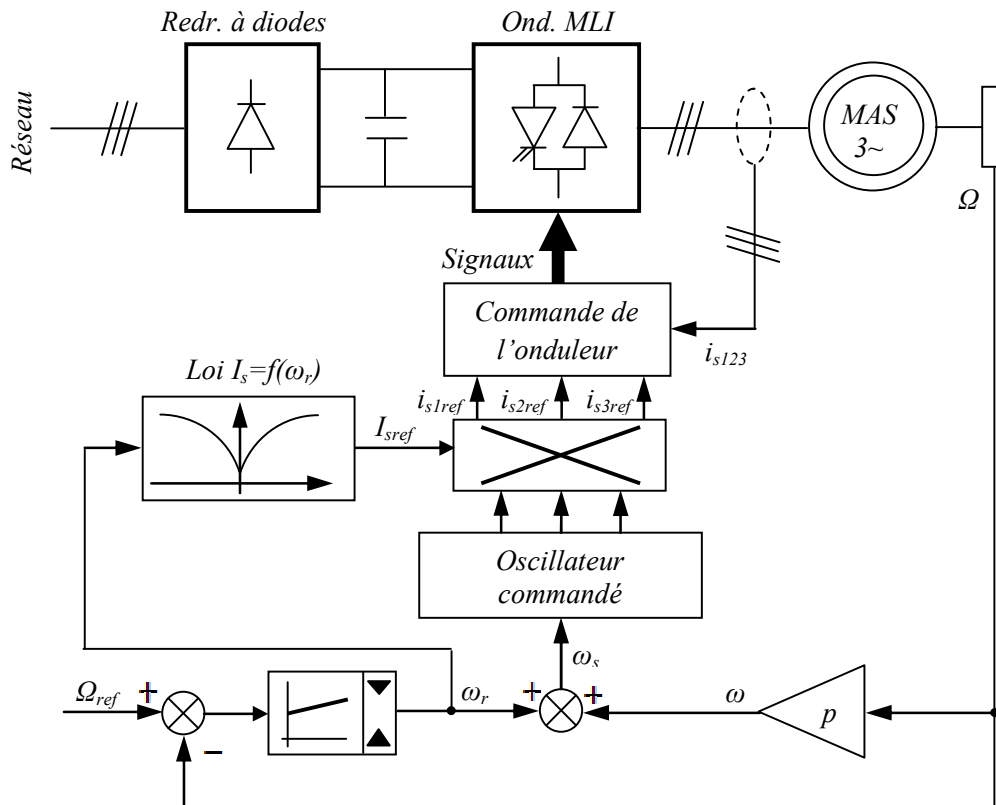


Fig. II.19 Schéma structurel de l'asservissement de vitesse (commande en courant)

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.

PARTIE III. COMMANDE DES MOTEURS SYNCHRONES

1. Machine synchrone

La machine synchrone est un convertisseur électromécanique réversible qui peut fonctionner soit en génératrice (alternateur), soit en moteur ;

- En génératrice : elle produit un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation de la machine.
- En moteur : elle absorbe un courant électrique dont la fréquence détermine la vitesse de rotation de la machine.

2. Constitution

Ces machines comportent un induit et un inducteur ;

Induit : c'est le stator dans lequel est logé un enroulement à $2p$ pôles réuni à la source fournissant les tensions et les courants de fréquence (f). Inducteur : c'est le rotor. Il sert à créer le champ magnétique qui va balayer les conducteurs de l'induit.

Ce champ peut être élaboré de différentes manières ;

- A partir d'aimants permanents dans le cas de machines dont la puissance peut aller jusqu'à quelques dizaines de kilowatts.
- A partir de courants continus circulant dans l'enroulement inducteur réparti de façon à créer des pôles alternativement nord et sud. Ce sont les rotors bobinés qui peuvent être classés en deux catégories;
 - Rotor à pôles saillants : ce rotor est utilisé dans les machines à faibles vitesses périphériques du rotor ($p > 2$). L'enroulement dans ce cas est identique à celui d'une machine à courant continu (électroaimant alimenté en continu).
 - Rotor à pôles lisses : ce rotor concerne les machines à grandes vitesses périphériques du rotor ($p = 1, 2$). Dans ce cas ; le bobinage à courant continu est logé dans des encoches fraisées dans la masse cylindrique du rotor.

3. Principe du moteur synchrone

Les courants de fréquence (f) fournis par la source triphasée créent dans l'entrefer une force magnétomotrice tournant à la fréquence synchrone n_s , définie par :

$$n_s = \frac{f}{p} \quad \text{en (tr/s)} \quad \text{(III. 1)}$$

Les pôles de cette f.m.m. tirent les pôles du rotor et font entraîner celui-ci à la vitesse synchrone. D'où le nom du moteur synchrone donné à cette machine.

4. Bilan des puissances

Le bilan des puissances du moteur synchrone est illustré par le schéma de la figure III.1 qui montre l'écoulement de puissance de l'entrée (puissance électrique prise au réseau) vers la sortie (puissance mécanique transmise à la charge)

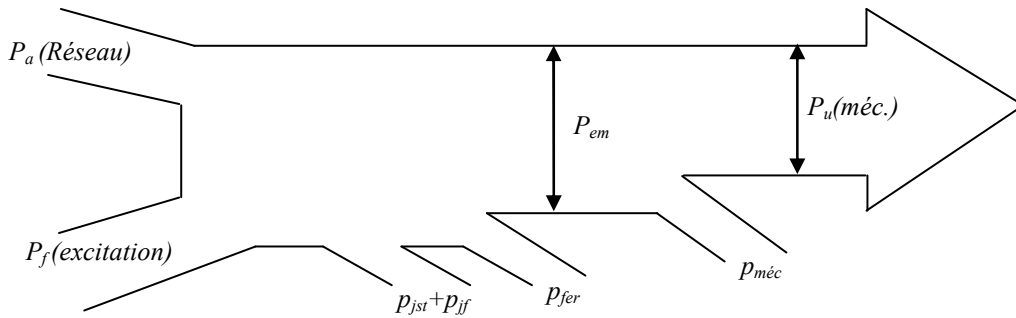


Fig. III.1 Bilan des puissances d'un moteur synchrone

5. Modèle de la machines synchrone à pôles lisses ou à aimants permanents

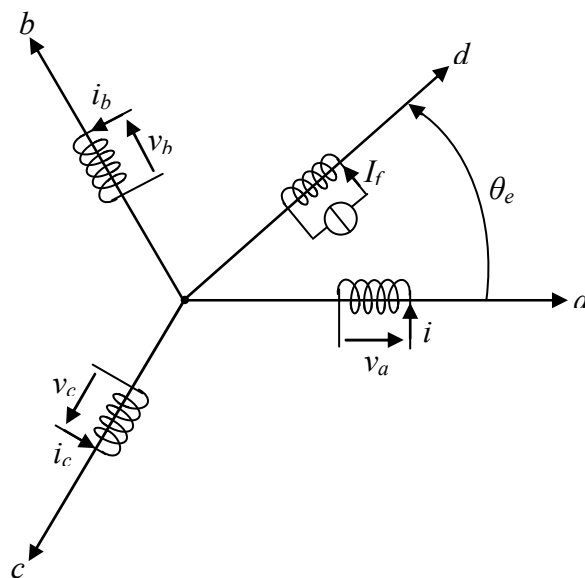


Fig. III.2 Représentation de la machine synchrone dans le repère triphasé

Equations en tensions :

$$v_a = Ri_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \quad (III. 2)$$

$$v_b = Ri_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \quad (III. 3)$$

$$v_c = Ri_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \quad (III. 4)$$

R : Résistance d'une phase statorique

$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$ flux totalisés à travers les phases a, b et c du stator.

Equations des flux :

Pour la phase a, on aura:

$$\varphi_a = \varphi_{aa} + \varphi_{ba} + \varphi_{ca} + \varphi_{fa} = Li_a + Mi_b + Mi_c + \varphi_{fa} = (L - M)i_a + \varphi_{fa} \quad (\text{III. 5})$$

Où :

L : inductance propre statorique

M : inductance mutuelle entre deux phases statoriques

φ_{fa} : flux total envoyé par l'inducteur dans la phase (a).

Posons : $L - M = L_s$

On aura donc :

$$\varphi_a = L_s i_a + \varphi_{fa} \quad (\text{III. 6})$$

L_s est l'inductance cyclique statorique ou l'inductance synchrone.

De même pour les deux autres phases ;

$$\varphi_b = L_s i_b + \varphi_{fb} \quad (\text{III. 7})$$

$$\varphi_c = L_s i_c + \varphi_{fc} \quad (\text{III. 8})$$

Reportons les équations des flux dans les équations des tensions :

$$v_a = Ri_a + \frac{d}{dt}(L_s i_a + \varphi_{fa}) = Ri_a + L_s \frac{di_a}{dt} + \frac{d\varphi_{fa}}{dt} \quad (\text{III. 9})$$

$$v_a(i_a = 0) = e_a = \frac{d\varphi_{fa}}{dt} = \frac{d\varphi_{fa}}{d\theta_e} \frac{d\theta_e}{dt} = p\Omega_s \frac{d\varphi_{fa}}{d\theta_e} \quad (\text{III. 10})$$

Donc :

$$v_a = Ri_a + L_s \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (\text{III. 11})$$

De même pour les deux autres phases :

$$v_b = Ri_b + L_s \frac{di_b}{dt} + e_b \quad (\text{III. 12})$$

$$v_c = Ri_c + L_s \frac{di_c}{dt} + e_c \quad (\text{III. 13})$$

Avec :

$$e_b = p\Omega_s \frac{d\varphi_{fb}}{d\theta_e}, \text{ et } e_c = p\Omega_s \frac{d\varphi_{fc}}{d\theta_e} \quad (\text{III. 14})$$

5.1 Schéma équivalent

Les relations III.11, III.12 et III.13 exprimant la loi des mailles pour les phases statoriques de la machine, nous permettent de tracer le schéma équivalent monophasé de la figure III.3 relatif à une phase quelconque.

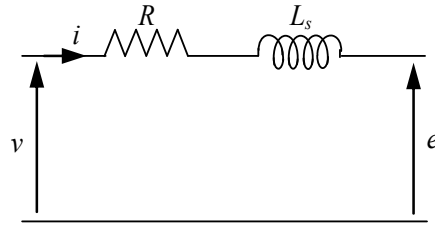


Fig. III.3 Schéma équivalent monophasé de la machine synchrone

Domaine de validité :

- absence de saturation
- Machines à pôles lisses

A vitesse constante et en régime sinusoïdal, on retrouve le diagramme de BEN-ESCHENBURG

5.2 Diagramme vectoriel

Le schéma équivalent de la figure III.3 peut être traduit par la relation suivante :

$$\bar{V} = R\bar{I} + jX_s\bar{I} + \bar{E} \quad (\text{III. 15})$$

Où : $X_s = L_s \cdot \omega$ est la réactance synchrone de la machine

Pour $R=0$, la relation devient :

$$\bar{V} = jX_s\bar{I} + \bar{E} \quad (\text{III. 16})$$

Cette relation peut être traduite par le diagramme vectoriel suivant :

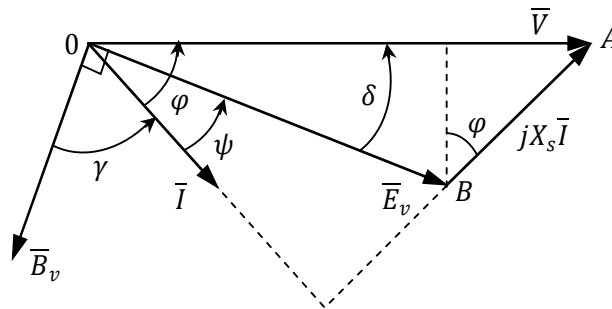


Fig. III.4 diagramme vectoriel

Sur le diagramme, on peut lire trois angles :

φ : déphasage de \bar{I} par rapport à \bar{V}

δ : déphasage entre \bar{E} et \bar{V} appelé angle de décalage interne

ψ : déphasage de \bar{I} par rapport à \bar{E} permettant de repérer la position des pôles du rotor par rapport au champ du stator.

6. Expressions du couple

6.1 En fonction de l'angle ψ

La puissance électrique absorbée par le moteur est donnée par:

$$P_{abs} = 3VI\cos\varphi \quad (\text{III. 17})$$

Si nous négligeons R et les pertes fer, cette puissance est intégralement transmise au rotor :

$$P_{abs} = P_{em} = 3VI\cos\varphi \quad (\text{III. 18})$$

De plus, si nous négligeons les pertes mécaniques, la puissance électromagnétique est entièrement transformée en puissance mécanique :

$$P_{em} = P_m = 3VI\cos\varphi = C_{em}\Omega_s = C_m\Omega_s \quad (\text{III. 19})$$

Ce qui donne :

$$C_{em} = \frac{3VI\cos\varphi}{\Omega_s} = C_m \quad (\text{III. 20})$$

Les projections des vecteurs \bar{V} et \bar{E} sur la direction du courant donnent :

$$V\cos\varphi = E\cos\psi \quad (\text{III. 21})$$

Ce qui donne :

$$C = \frac{3EI\cos\psi}{\Omega_s} \quad (\text{III. 22})$$

Avec : $E = p\Omega\phi_f$

On aboutit à la fin à l'expression suivante :

$$C = 3p \cdot \phi_f \cdot I \cdot \cos\psi \quad (\text{III. 23})$$

C'est l'expression du couple faisant intervenir le courant I et l'angle ψ . Cette expression est adaptée à l'étude de la machine associée à un onduleur de courant.

Cette expression fait apparaître trois grandeurs de réglage indépendantes du couple ;

- I ; valeur efficace du courant de phase statorique
- ϕ_f ; valeur efficace du flux à vide par phase réglable par I_f .
- ψ ; déphasage entre \bar{I} et \bar{E} réglable par autopilotage.

6.2 Expression du couple en fonction de l'angle interne δ

Du diagramme de la figure III.4, on peut déduire ;

$$XI\cos\varphi = E\sin\delta \quad (\text{III. 24})$$

Donc :

$$C = \frac{3V}{\Omega_s} \frac{E \sin\delta}{X_s} = \frac{3V p \Omega \phi_f}{\Omega_s L_s \omega_s} \sin\delta = \frac{3p}{L_s} \left(\frac{V}{\omega_s} \right) \phi_f \sin\delta \quad (\text{III. 25})$$

L'expression III.25 fait apparaître un mode de contrôle à tension imposée ; on dispose de trois paramètres de réglage ;

- V/ω_s (commande de l'onduleur)
- ϕ_f réglable par le courant d'excitation I_f
- l'angle interne δ (réglable par autopilotage)

Si l'on travaille à V/ω_s constant et à courant d'excitation donné (ϕ_f constant), le couple est proportionnel à $\sin\delta$.

$\delta > 0 \rightarrow C > 0$; fonctionnement moteur

$\delta < 0 \rightarrow C < 0$; fonctionnement générateur

Allure de $C(\delta)$:

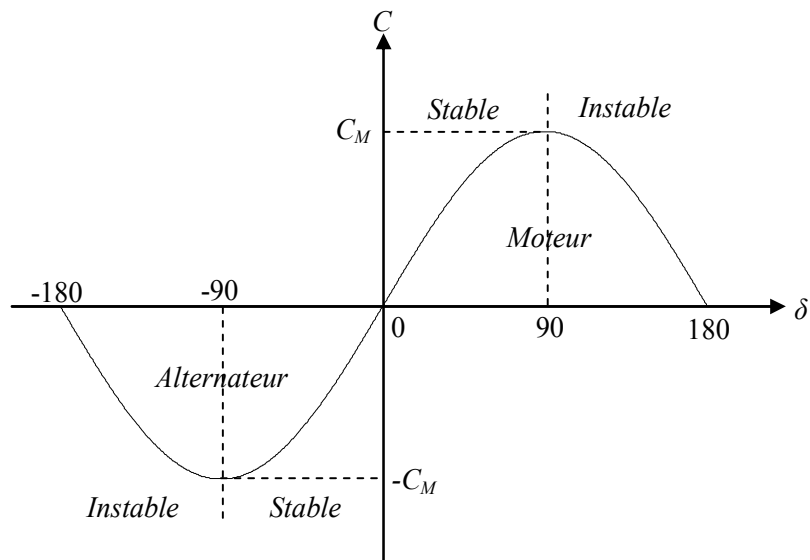


Fig. III.5 Allure du couple en fonction de l'angle interne

Domaine de stabilité :

Le domaine de stabilité est défini par la relation :

$$|\delta| \leq \frac{\pi}{2} \tag{III.26}$$

En effet ;

Tant que $|\delta| \leq \pi/2$, si Ω_s diminue accidentellement le rotor réel s'éloigne, δ augmente, C augmente, le rotor accélère, δ diminue: le fonctionnement est stable.

De même, si Ω_s augmente, le rotor réel se rapproche, δ diminue, C diminue aussi, le rotor ralentit et δ augmente à nouveau : le fonctionnement est stable.

Le même raisonnement pour $|\delta| \geq \pi/2$ nous permet de conclure que le fonctionnement est instable ; la machine décroche.

7. Le moteur synchrone en vitesse variable

7.1 Principe de la variation de vitesse du moteur synchrone

Le moteur synchrone tourne à la vitesse $\Omega_s = \omega_s/p$. Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable, il est nécessaire d'alimenter cette machine à fréquence variable. Pour éviter le « décrochage » de la machine, il faut à tout instant que la pulsation des grandeurs statoriques ω_s soit telle que $\omega_s = p\Omega_s$ (p étant le nombre de paires de pôles de la machine et Ω_s la vitesse de rotation du rotor).

L'alimentation à fréquence variable de la machine se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif (Fig. III.6). La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. En sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques (alimentation en tension) ou l'amplitude des courants statoriques (alimentation en courant) et la fréquence f_s .

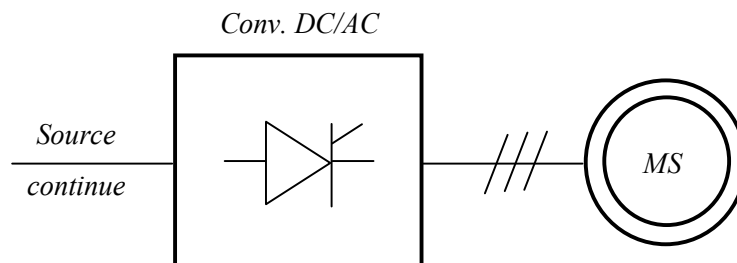


Fig. III.6 Machine synchrone alimentée par un convertisseur DC/AC

7.2 Nécessité de l'autopilotage

Le champ statorique tourne à la vitesse imposée par la fréquence d'alimentation, le champ rotorique (excitation ou aimants) dans le mode fonctionnement classique est « accroché » au champ du stator. Plus on demande de couple sur le rotor, plus les deux champs se décalent. Toutefois les dynamiques des deux champs sont très différentes ; celle du champ statorique, déterminée par les constantes de temps électriques de la source à fréquence variable, est plus rapide que la dynamique du champ rotorique liée aux performances des parties tournantes (constantes de temps mécanique).

Il s'ensuit qu'une variation brusque de la pulsation d'alimentation entraînera une variation tout aussi rapide de la vitesse du champ statorique. Le champ rotorique n'augmentera pas aussi vite à cause de l'inertie des parties tournantes.

Cela aura pour conséquence de générer un décalage trop important entre les deux champs et de faire décrocher la machine.

Pour résoudre ce problème, l'idée essentielle est d'asservir la position du champ rotorique par rapport à celle du champ statorique. On impose, ainsi, le décalage angulaire entre les deux champs. Cela constitue le mode de fonctionnement dit autopiloté.

7.3 Moteur synchrone autopiloté : système à courant imposé

Dans ce cas la machine est alimentée par un onduleur de courant, la commande est conçue à partir de l'expression : $C = 3p. \phi_f. I. \cos\psi$

Ainsi pour contrôler le couple de la machine, il faut agir sur l'angle ψ et l'amplitude du courant I (le flux ϕ_f est généralement constant).

- ✓ Le convertisseur statique associé à la machine doit donc imposer le courant dans chaque phase.
- ✓ Pour contrôler l'angle ψ , il est nécessaire d'utiliser un capteur de position du rotor. Ce capteur de position permet aussi de générer les ordres de commande du convertisseur alimentant la machine de sorte que $\omega_s = p\Omega_s$.

Le système le plus fréquent est celui représenté à la figure III.7.

Il comprend ;

- Une source de courant continu constituée d'un pont de Graetz à thyristors (Pont 1) connecté au réseau alternatif et associé à une bobine (L) de lissage du courant.
- Un deuxième pont (Pont 2) à 6 composants (généralement des thyristors) fournissant les courants alternatifs i_1, i_2, i_3 du moteur.
- Un capteur de position solidaire du rotor assurant l'autopilotage en commandant la fermeture des composants de l'onduleur aux instants convenables.

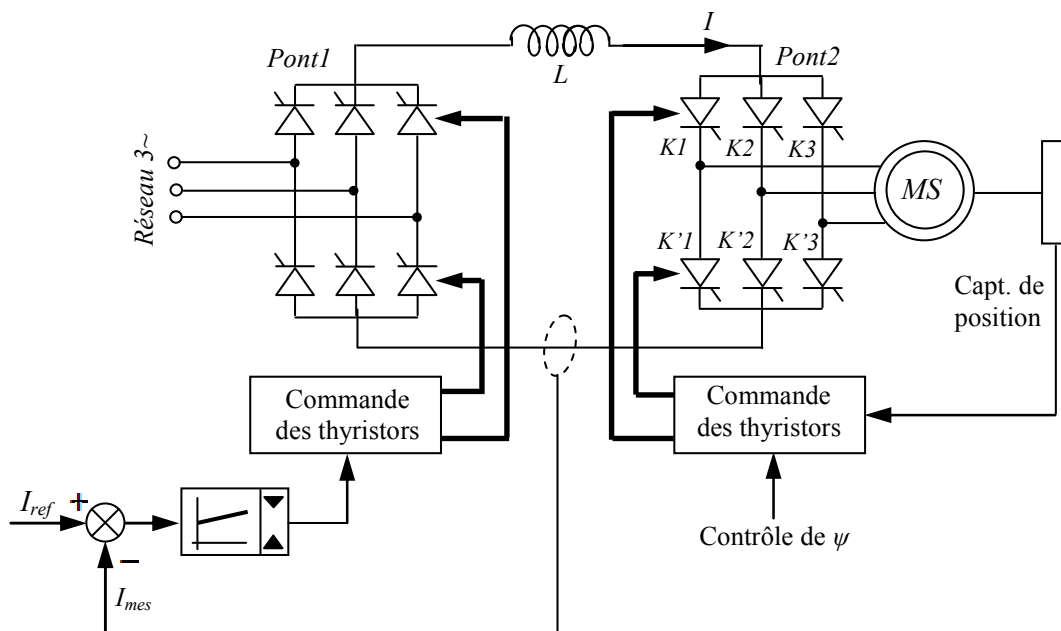


Fig. III.7 Moteur synchrone autopiloté associé à un onduleur de courant

Les commutations des courants dans les phases de la machine synchrone s'effectuent conformément au chronogramme défini par le tableau ci-après :

Séquences	1	2	3	4	5	6
Composants	K1		K2		K3	
conducteurs	K'2	K'3		K'1		K'2

A chaque séquence de conduction, le champ statorique a une direction fixe et seul le champ rotorique se déplace à la vitesse du rotor.

La figure III.8 représente, dans le cas d'une machine bipolaire, les positions des vecteurs H_s et H_r pour les deux premières séquences de fonctionnement (1 et 2). $H_r(d)$ est la position du vecteur champ rotorique au début de la phase considérée, $H_r(f)$ étant sa position à la fin de cette phase. Comme on le voit l'angle γ entre les deux vecteurs varie de 120° au début de la séquence à 60° à la fin de celle-ci. En moyenne cet angle vaut 90° . L'angle ψ varie par conséquent entre -30° et $+30^\circ$, ce qui correspond à une moyenne nulle.

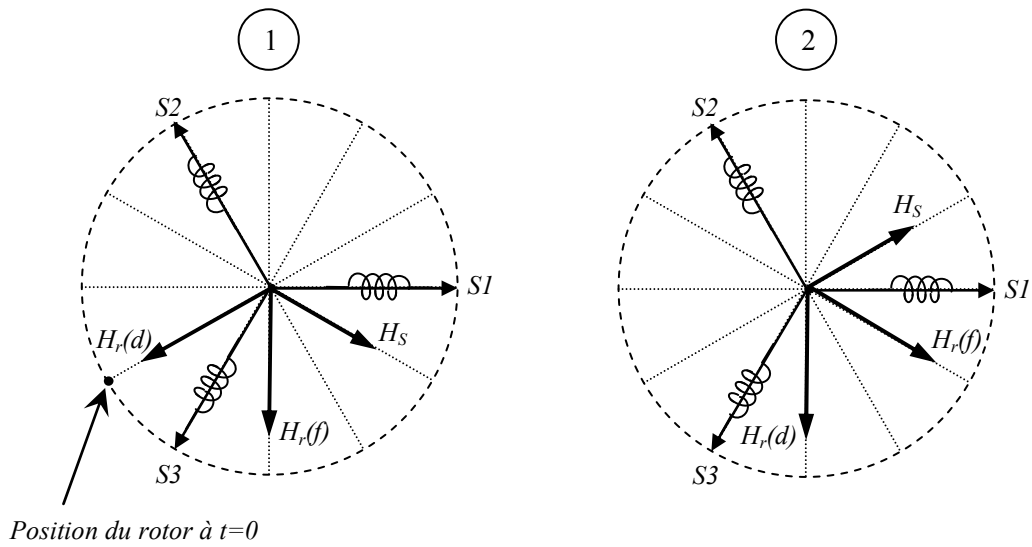


Fig. III.8 Positions des vecteurs H_s et H_r pour les deux premières séquences de fonctionnement (1 et 2)

La relation du couple peut être réécrite comme suit :

$$C = 3p \cdot \phi_f \cdot I \cdot \cos\psi = 3p \cdot \phi_f \cdot I \cdot \sin\gamma \quad (\text{III. 27})$$

Comme l'angle γ évolue entre deux commutations à cause du déplacement du rotor, il y'a donc une ondulation importante du couple électromagnétique. Ceci peut être un inconvénient majeur dans certaines applications où la charge entraînée présente une faible inertie.

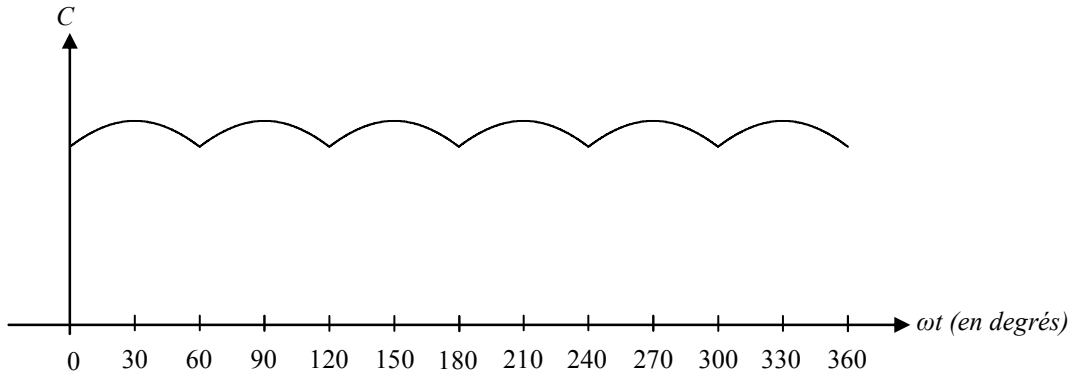


Fig. III.9 Couple de la machine synchrone en fonction de la position du rotor

Réalisation de l'asservissement de vitesse

Pour asservir la vitesse de rotation, on procèdera comme pour la machine à courant continu en réalisant une régulation à deux boucles en cascade ; une boucle interne pour le contrôle du couple et une boucle externe pour le réglage de la vitesse. La sortie de cette dernière doit constituer la référence de couple de la boucle interne. Le schéma structurel du circuit de réglage global est montré sur la figure III.10.

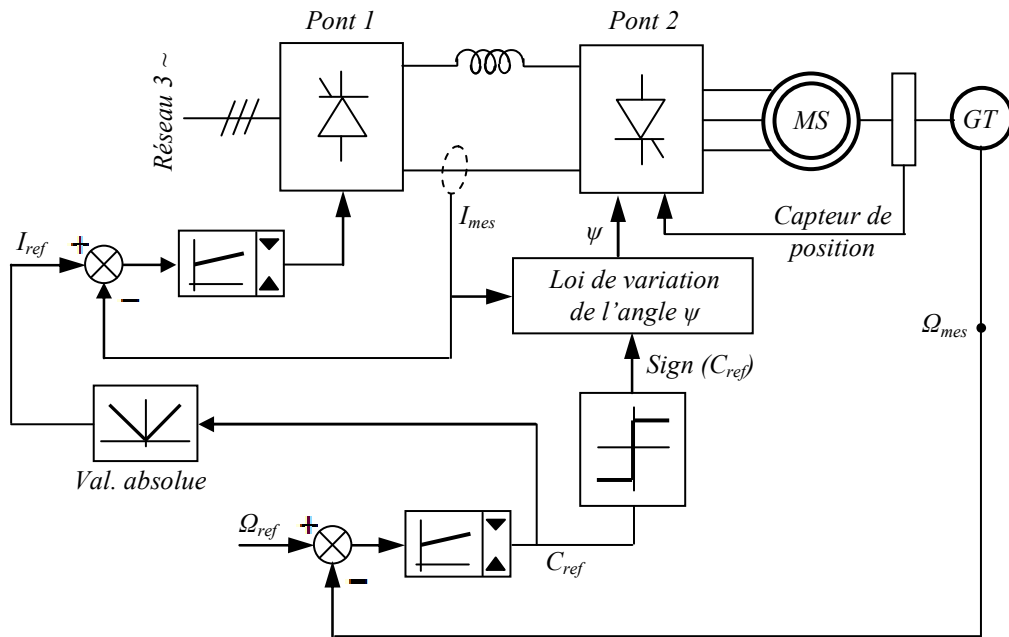


Fig. III.10 Asservissement de la vitesse du moteur synchrone autopiloté alimenté par un onduleur de courant

7.4 Système à tension imposée

Le principe de contrôle du couple de la machine synchrone est toujours basé sur la relation (III.23) ;

$$C = 3p \cdot \phi_f \cdot I \cdot \cos\psi$$

Le schéma de principe de l'asservissement de vitesse est donné à la figure III.11.

Les signaux de commande de l'onduleur sont obtenus par le dispositif de la figure II.15. Pour ce faire un capteur de position numérique fournit les grandeurs $\sin\theta$ et $\sin(\theta - 2\pi/3)$. Par multiplication par la grandeur I_{ref} fournie par la sortie du régulateur de vitesse, on obtient les deux consignes de courant i_{1ref} , i_{2ref} et par suite i_{3ref} puisque $i_1 + i_2 + i_3 = 0$.

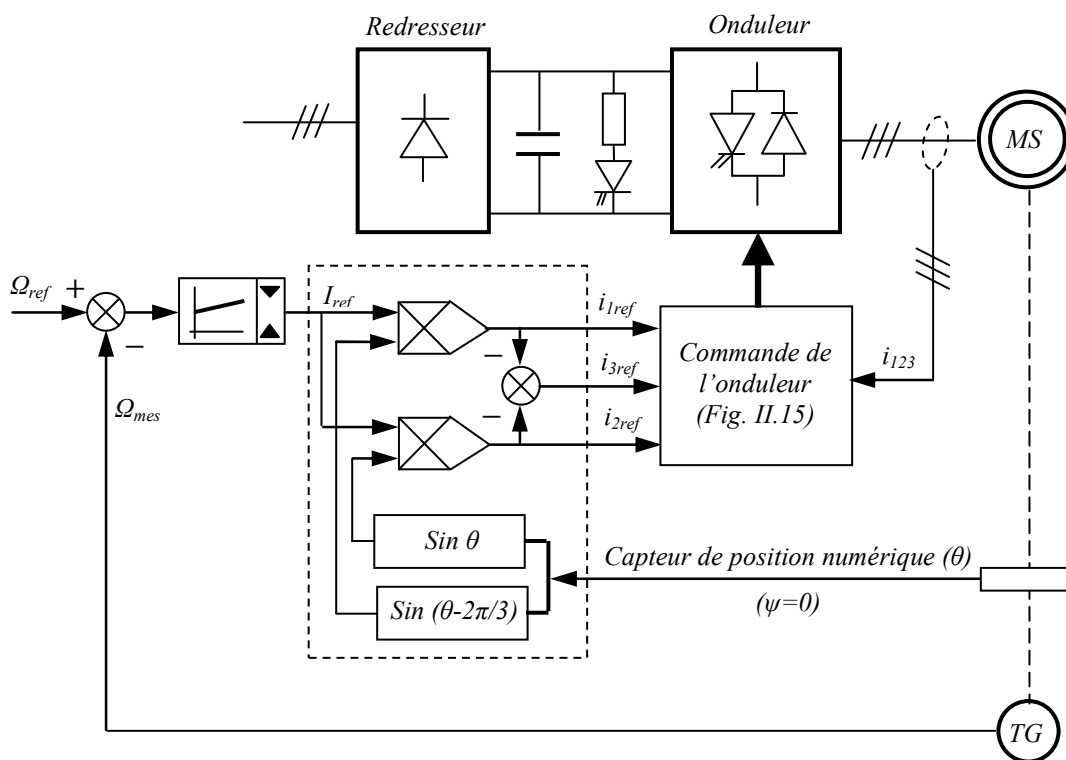


Fig. III.11 Schéma structurel de l'asservissement de vitesse d'un moteur synchrone autopiloté alimenté par un onduleur de tension

Les courants statoriques sont ici quasi-sinusoïdaux, les ondulations du couple sont de ce fait éliminées.

L'emploi de cette structure en forte puissance est limité par les performances des interrupteurs de l'onduleur MLI.

La complexité du circuit de commande demeure toutefois un inconvénient majeur de cette structure.

BIBLIOGRAPHIE

❖ **NOTES PERSONNELLES DE COURS (UNIV. DE BEJAIA)**

Cours de commande (P. G.) de **A. DJERROUD**

❖ **OUVRAGES ET DOCUMENTS TECHNIQUES**

R. Chauprade, «Electronique de puissance 1», Commande des moteurs à courant continu, Eyrolles, PARIS, 1984.

Dalila Sator-Namane, «Machines à courant alternatif», Edition Ellipses, 2010.

G. Seguiet, F. Notelet, « Electrotechnique industrielle», Lavoisier, 2^{ème} Ed., PARIS, 1996.

G. Seguiet, « L'Electronique de puissance, les fonctions de base et leurs principales applications », Dunod, 5^{ème} Ed., PARIS, 1985.

G. Seguiet, R. Baussière, F. Labrique, « Electronique de puissance, Structure, fonctions de base, principales applications », Dunod 2004.

M. Pinard, Commande électronique des moteurs électriques, DUNOD, 2^{ème} Ed., 2007

H. Bühler, « Conception des systèmes automatiques », Presses polytechniques romandes, 1988.

P. Mayé, Moteurs électriques industriels, DUNOD, 2^{ème} Ed., 2011

R. Chauprade, «Electronique de puissance 2», Commande des moteurs à courant alternatif, Eyrolles, PARIS, 1984.

D. Bareille, J.P. Daunis, « Electrotechnique, Transformateurs et machines tournantes », Dunod, PARIS, 2006.

❖ **DOCUMENTS INTERNET**

P. Brunet, « Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones »

Philippe Ladoux , « Variation de vitesse des machines à courant alternatif. »