



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

Centre Universitaire d'El Oued

Département d'Electrotechnique

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE POUR L'OBTENTION
DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT
EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : RESEAUX ELECTRIQUES

THEME

Commande Linéaire d'un Moteur à
Courant Continu à Flux Constant
(Synthèse des Régulateurs)

Proposé & dirigé par :

Mr :Mohammedi Messaoud

Réalisé par :

Ben Amor Afaf

Boughazala M^{ed} Messouda

PROMOTION : 2008



➤ Résumé	
➤ Remerciement	
➤ Dédicace	
➤ Sommaire	i
➤ Notations	iv
➤ Liste des Figures	vi
➤ Liste des équations	vii
Introduction générale	1

CHAPITRE I

Généralité Sur La Machine à Courant Continu

1. Introduction	3
2. Structure de la machine à courant continu	3
3. La machine à courant continu et ses principaux éléments	4
4. Equations générale de la machine à courant continu	5
5. Phénomène de commutation de la machine à courant continu	6
5.1. Commutation simple	6
5.2. Commutation multiple	7
6. Les machines à courant continu en fonctionnement moteur	7
6.3. Mise en équation du moteur à c.c.	8
6.4. Caractéristiques usuelles d'un moteur à c.c.	9
6.5. Différents types de moteur à courant continu.	9
6.5.1. Moteur shunt	10
6.5.2. Moteur série	10
6.5.3. Moteur compound	12
6.5.4. Moteur à aimant permanent	13
6.6. Les avantages du moteur à courant continu	13
7. Conclusion	14

CHAPITRE II**Modélisation du Moteur à Courant Continu**

1. Introduction	15
2. Fonction de transfert de la machine à C.C.	15
3. Schéma bloc de la machine à courant continu	16
4. Résultat de simulation	16
5. Modélisation du convertisseur DC/DC	19
5.1. Définition d'hacheur	19
5.2. Principe de fonctionnement de l'hacheur	19
5.3. Différents types d'hacheurs	20
5.3.1. Hacheur dévolteur (série)	20
5.3.2. Hacheur survolteur (parallèle)	21
5.3.3 Comparaison entre les hacheurs série et parallèle	21
5.3.4. Hacheur continu-continu a deux quadrants	21
5.3.5. Hacheur continu-continu a quatre quadrants (en pont)	22
5.4. Modélisation de largeur d'impulsion (M.L.I) ou PWM	23
5.5. Modélisation du convertisseur par une fonction de transfert	24
6. Conclusion	26

CHAPITRE III**Asservissement et Régulation**

1. Introduction	27
2. Généralité sur l'asservissement linéaire	27
2.1. Systèmes linéaires continus	27
2.2. Système de commande asservi	27
2.2.1. Système en boucle ouverte	28
2.2.2. Système en boucle fermée	28
2.3. Organisation fonctionnelle d'un système asservi quelconque	28
2.4. Performance d'un système asservi	29
2-4.1. Stabilité	30
2.4.2. Rapidité	30
2.4.3. Précision	31

3. Régulation	31
3.1. Définition	31
3.2. Fonction d'un régulateur	32
4. Amplificateur opérationnel	32
5. Les régulateurs (correcteurs)	33
5.1. Les Différents régulateurs	33
5.1.1. Régulateur Proportionnel [P]	33
5.1.2. Régulateur intégral [I]	35
5.1.3. Régulateur différentiateur (dérivateur) [D]	36
5.1.4. Régulateur proportionnel intégral [PI]	37
5.1.5. Régulateur proportionnel-dérivateur [PD]	38
5.1.6. Régulateur proportionnel-intégral-dérivateur [PID]	39
5.2. Le régulateur en cascade	40
6. Conclusion	41

CHAPITRE IV

Synthèse des Régulateurs

1. Introduction	42
2. Présentation du système	42
3. Modélisation de la machine à courant continu	43
3.1. Transfert de la boucle interne	43
3.2. Exemple pratique de machine à courant continu	44
4. Calcul des régulateurs ou correcteurs	46
4.1. Calcul de la boucle de courant	47
4.1.1. Choix du correcteur $C_i(p)$	50
4.1.2. Effet du convertisseur	53
4.1.3. Calcul du gain de boucle dans le cas "D"	54
4.1.4. Modification du polynôme caractéristique $\Delta'(p)$	55
4.2. Contrôle dans la boucle de vitesse	56
5. Influence des capteurs et du convertisseur	62
6. Résultat de simulation	63
7. Conclusion	64
Conclusion générale	



Figure I.1	Vue éclatée d'une machine à courant continu	3
Figure I.2	Machine à courant continu à 2 pôles et 18 encoches	4
Figure I.3	Schémas équivalents de la machine à courant continu	5
Figure I.4	Commutation simple	6
Figure I.5	Commutation multiple	7
Figure I.6	Schéma électrique équivalent du moteur à courant continu	7
Figure I.7	Schéma équivalent du Moteur shunt	10
Figure I.8	Schéma équivalent du Moteur série	11
Figure I.9	Rhéostat série avec l'inducteur de moteur série	11
Figure I.10	Moteur à C.C à excitation compound	13
Figure II.1	Schéma bloc de la machine à courant continu	16
Figure II.2	Vitesse du moteur à c.c. dans la marche à vide puis en charge	16
Figure II.3	Le couple du moteur à c.c. dans la marche à vide puis en charge.	17
Figure II.4	Courant du moteur à c.c. dans la marche à vide puis en charge.	17
Figure II.5	Vitesse du moteur à c.c avec changement de sens de rotation	17
Figure II.6	Le couple du moteur à c.c avec changement de sens de rotation.	18
Figure II.7	Le courant du moteur à c.c avec changement de sens de rotation	18
Figure II.8	Convertisseur DC/DC	19
Figure II.9	Représentation des sources	20
Figure II.10	Structure du hacheur série	21
Figure II.11	Structure d'un hacheur survolteur	21
Figure II.12	Hacheur continu-continu à deux quadrants	22
Figure II.13	Schéma bloc de la modélisation du convertisseur	22
Figure II.14	Résultat de simulation de la MLI	24
Figure II.15	Modélisation de convertisseur	25
Figure III.1	Structure équivalente d'un système en boucle fermée	28
Figure III.2	Chaînes et éléments fondamentaux d'un asservissement	29
Figure III.3	Zones de stabilité et d'instabilité	30
Figure III.4	Rapidité d'un système asservi.	31
Figure III.5	Précision d'un système asservis	31

Figure III.6	symbole d'un amplificateur opérationnel	33
Figure III.7	Commande d'un système avec correcteur	33
Figure III.8	Circuit du correcteur proportionnel [P]	34
Figure III.9	La réponse indicielle du régulateur [P]	34
Figure III.10	Circuit du correcteur intégral [I]	35
Figure III.11	La réponse indicielle du régulateur [I]	35
Figure III.12	Circuit du correcteur dérivateur [D]	36
Figure III.13	La réponse indicielle du régulateur dérivateur [D]	36
Figure III.14	Circuit du correcteur proportionnel intégral [PI]	37
Figure III.15	La réponse indicielle du régulateur [PI]	38
Figure III.16	Circuit du correcteur proportionnel dérivateur [PD]	38
Figure III.17	La réponse indicielle du régulateur [PD]	39
Figure III.18	Circuit du correcteur Proportionnel-Integral-Dérivateur [PID]	39
Figure III.19	La réponse indicielle du régulateur [PID]	40
Figure III.20	Régulation en cascade	40
Figure IV.1	Système de commande d'un moteur à CC	43
Figure IV.2	Schéma bloc qui représenté la modélisation de la machine à c.c	43
Figure IV.3	Modèle électrique M.C.C une par l'induit	44
Figure IV.4	Représentation de lieu de racine spéciaux par $I'_a (F_{Ai})$	45
Figure IV.5	Représentation de lieu de racine spéciaux par $I''_a (F_{pi})$	46
Figure IV.6	Schéma bloc de commande	46
Figure IV.7	Schéma fonctionnel de la boucle de courant	48
Figure IV.8	Effet des zéros sur la dynamique	50
Figure IV.9	Lieu d'Evans avec correction proportionnelle	51
Figure IV.10	Lieu d'Evans avec correction intégrale	51
Figure IV.11	Lieu d'Evans de PI avec compensation du pôle mécanique	52
Figure IV.12	Lieu d'Evans de PI avec compensation du pôle électrique	53
Figure IV.13	Lieu d'Evans représente le point de branchement dans le cas D	54
Figure IV.14	Schéma fonctionnel équivalent et correction	56
Figure IV.15	Schéma fonctionnel équivalent et correction.	57
Figure IV.16	Lieu d'Evans dans la FTBO.	58
Figure IV.17	Schéma fonctionnel pour calcule régulateur de vitesse	60
Figure IV.18	Simplifié le schéma fonctionnel précédent	61

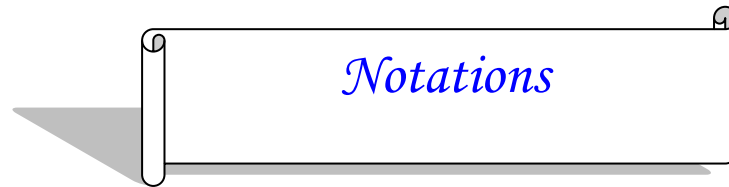
Figure IV.19	Lieu d'Evans de PI avant la compensation	61
Figure IV.20	Lieu d'Evans de PI après compensation	62
Figure IV.21	la réponse de courant après les régulateurs	63
Figure IV.22	la réponse de couple après les régulateurs	63
Figure IV.23	la réponse de vitesse après les régulateurs	64



Equation I.1	5
Equation I.2	5
Equation I.3	6
Equation I.4	6
Equation I.5	6
Equation I.6	6
Equation I.7	8
Equation I.8	8
Equation I.9	8
Equation I.10	8
Equation I.11	8
Equation I.12	8
Equation I.13	8
Equation I.14	9
Equation I.15	9
Equation I.16	11
Equation I.17	12
Equation I.18	12
Equation I.19	12
Equation I.20	12
Equation II.1	15
Equation II.2	15
Equation II.3	15
Equation II.4	15
Equation II.5	15
Equation II.6	15
Equation II.7	15
Equation II.8	15
Equation II.9	15

Equation II.10	15
Equation II.11	15
Equation II.12	23
Equation II.13	25
Equation II.14	25
Equation III.1	28
Equation III.2	28
Equation III.3	28
Equation III.4	34
Equation III.5	35
Equation III.6	35
Equation III.7	36
Equation III.8	36
Equation III.9	37
Equation III.10	37
Equation III.11	38
Equation III.12	39
Equation III.13	39
Equation III.14	40
Equation IV.1	42
Equation IV.2	44
Equation IV.3	44
Equation IV.4	44
Equation IV.5	44
Equation IV.6	47
Equation IV.7	48
Equation IV.8	48
Equation IV.9	48
Equation IV.10	50
Equation IV.11	50
Equation IV.12	54
Equation IV.13	54
Equation IV.14	55

Equation IV.15	56
Equation IV.16	57
Equation IV.17	59
Equation IV.18	59
Equation IV.19	60
Equation IV.20	60



U :	Tension aux bornes de la machine V.
E' :	Force électromotrice (f.e.m) V.
E :	Force contre électromotrice (f.c.e.m) V.
u :	Chute ohmique interne de la machine V.
r_a :	Résistance interne de l'induit Ω .
I_a :	Courant dans l'induit A.
h_t :	Chute de tension totale dans la machine V.
h_m :	Chute due à la réaction magnétique d'induit
G :	Générateur
M :	Moteur à courant continu
E'_v :	f.e.m à vide
E_v :	f.c.e.m à vide
E'_{ch} :	f.e.m en charge
E_{ch} :	f.c.e.m en charge
k' :	Est appelée constante interne de la machine
Ω ou w :	Vitesse de rotation (rad/s)
Φ :	Flux par pôle (tesla)
U_a :	Tension de l'induit
R_a :	Résistance de l'induit
L_a :	Inductance de l'induit h.
P :	Nombre de paire de pôles
a :	Nombre de paire de voies en parallèles
n :	Nombre total des conducteurs actifs
C_e :	Couple électromagnétique (N.m)
C_r :	Couple résistant
C_m :	Couple mécanique
U_e :	Tension d'excitation
R_e :	Résistance de l'inducteur
L_e :	Inductance de l'inducteur

I_e :	Courant d'excitation
n_e :	Nombre total de spires des pôles de l'inducteur
J :	Moment d'inertie kgm^2
f :	Coefficient de frottement visqueux
R_{ht} :	Rhéostat de démarrage
R_{ex} :	Résistance d'excitation
I_M :	Courant de moteur
$I_{dém}$:	Courant de démarrage
$C_{dém}$:	Couple de démarrage
p :	Opérateur de Laplace
C_f :	Couple de frottement
K :	Constant
$\bar{u}$:	Tension moyenne
α :	Angle de retard d'allumage du thyristor (rapport cyclique)
$K1, K2$	Interrupteurs
$K3, K4$	
F_c :	Fonction de transfert de convertisseur
W :	Alimentation continue
T_{ON} :	Temps de passant
T_{OFF} :	Temps de bloquée
S_v :	Source de tension
S_I :	Source de courant
V_T :	Tension de thyristor
V_D :	Tension de diode
H :	Gachet
R :	Résistance
L :	Inductance
C :	Capacité
s :	Sortie de système
e :	Entré de système
G :	Fonction de transfert
G_R :	Fonction de transfert de régulateur
G_c :	Fonction de transfert de capteur

V_e :	Tension d'entrer
V_s :	Tension de sortie
K_p :	Gain
T_i :	Constante du temps d'intégration
T_d :	Constante du temps
H_i :	Filtre de courant
H_v :	Filtre de vitesse
$K_{(Evans)}$:	Coefficient d' Evans
$K_{(Bode)}$:	Coefficient de Bode (gain statique)
$T(p)$:	Fonction de trensfert de boucle ouvert
C_i :	Régulateur de courant
C_v :	Régulateur de vitesse
ξ :	L'angle d'amortissement
σ_B :	Point de branchement

Introduction générale

Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu. Grâce à leurs avantages relatifs qu'elles présentent par rapport à d'autres types de machines (machines à courant alternatif), les machines à courant continu sont largement employées dans plusieurs domaines de l'industrie. Elles sont les plus utilisées pour la réalisation d'entraînement réglé avec un niveau de performance très élevé et une normalisation quasi complète des circuits de réglage.

Les machines à courant continu sont des machines tournantes qui sont réversibles, c'est-à-dire qu'elles peuvent fonctionner indifféremment soit comme réceptrice (moteur) soit comme génératrice (dynamo). La commande des moteurs à courant continu est considérée comme étant facile à réaliser et ceci à un coût coûteux que ceux des moteurs à courant alternatif. On peut varier très rapidement la tension continue tout en disposant d'une puissance de commande très faible.

Le problème qui se pose toujours pour la commande des moteurs à courant continu est le choix de la stratégie de commande. Dans notre travail, on a proposé une commande par régulateurs classiques. L'objectif principal de cette étude est le choix de ces régulateurs et le calcul de ces performances afin d'assurer la stabilité du système étudié. En partant d'une configuration initiale qui se caractérise par un mauvais fonctionnement de système, c'est-à-dire, une mauvaise stabilité de système, perturbation de vitesse et de couple après l'application de la charge.

Le présent mémoire est composé d'une introduction, de quatre chapitres et une conclusion, et répartie comme suit :

Le premier chapitre, constitue un rappel des généralités sur la structure des machines à courant continu, le principe de la commutation du courant avec un collecteur mécanique, et consacré sur les différents types de moteurs à courant continu.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la modélisation mathématique de la machine à courant continu pour l'étude de son fonctionnement suivi d'une simulation numérique dont le but est la validation du modèle de la machine proposée.

Le troisième chapitre, on présentera un rappel sur les systèmes asservis et leurs performances d'une part, et d'autre part on parlera autour du système de régulation et les types de régulateurs.

Dans le dernier chapitre, on fera la simulation de l'ensemble qui contient le moteur à courant continu, le convertisseur et les régulateurs de courant et de vitesse, et on choisira les régulateurs qui nous donne les bonnes performances du moteur. On procède à la simulation de l'ensemble à base des schémas blocs (fonctions de transfert), et on finira par une conclusion générale.

1. Introduction

Les machines à courant continu sont très utilisées de nos jours, notamment dans les applications automobile, dans des applications de faible puissance utilisant des batteries (moteur de jouet) ou encore pour la traction électrique, et très utilisées comme moteur à vitesse variable dans une gamme de puissance allant de quelques milliwatts à plusieurs mégawatts.

Dans ce chapitre, constitue un rappel des généralités sur la structure des machines à courant continu, le phénomène de commutation et les différent types de moteurs à courant continu.

2. Structure de la machine à courant continu

Les machines tournantes sont constituées de deux parties principales. Le inducteur est la partie fixe du système. Il entoure la partie tournante, appelée induit. Nous allons nous intéresser à la façon de réaliser une MCC. [1]

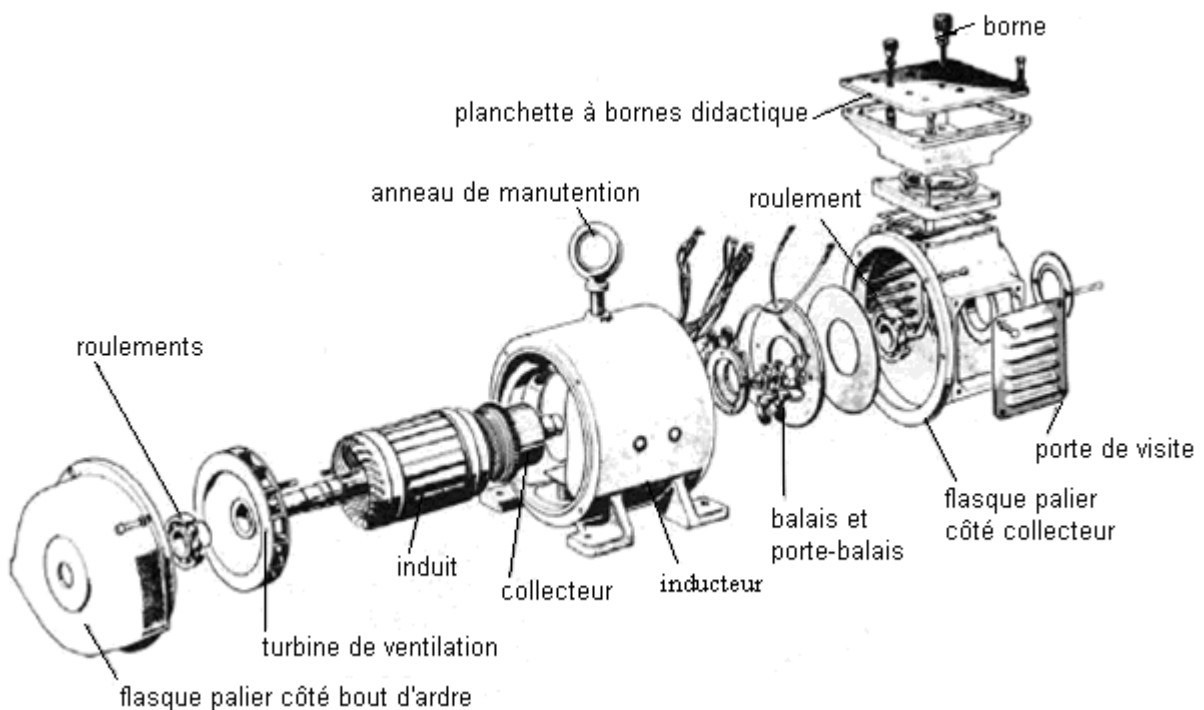


Fig.I.1. Vue éclatée d'une machine à courant continu.

Phénomène d'induction :

- Un conducteur traversé par un courant, placé dans un champ magnétique est soumis à une force de Laplace. C'est le phénomène de base à prendre en compte dans une conversion d'énergie électrique en énergie mécanique.

- Un conducteur se déplaçant dans un champ magnétique va être le siège d'une f.e.m. induite. Il s'agit donc d'une conversion de sens inverse, d'énergie mécanique en énergie électrique. [1]

3. La machine à courant continu et ses principaux éléments

Une machine à courant continu comprend:

- Inducteur, destinée à créer le flux magnétique.
- Induit, dans laquelle a lieu la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique (génératrice électrique) ou inversement, de l'énergie électrique en énergie mécanique (moteur électrique). [2]
- L'inducteur et l'induit sont séparés, l'une et l'autre par un entrefer.

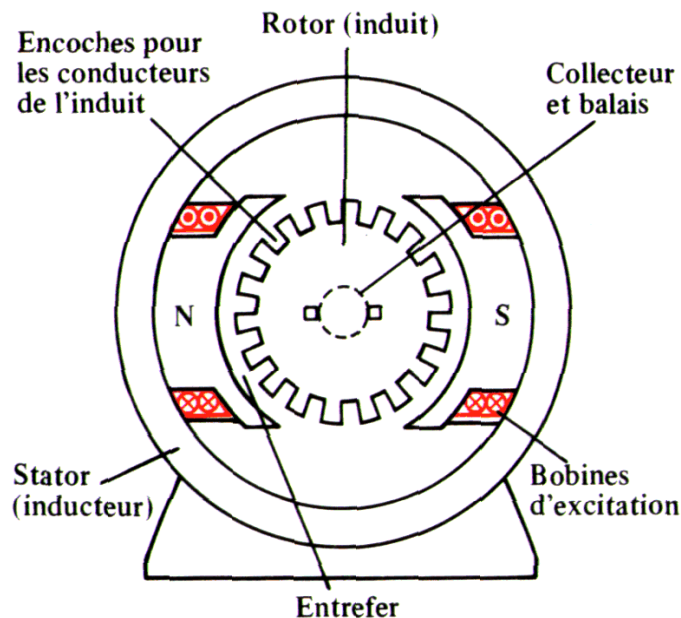


Fig.I.2. Machine à courant continu à 2 pôles et 18 encoches.

Le partit fixe (ou inducteur) comprend :

- Les pôles principaux, destinés à créer le flux magnétique principal, qui peuvent être constitués d'aimants permanents ou de pièces polaires associées à des enroulements inducteurs parcourus par un courant continu.
- La carcasse, c'est à dire la partie de la machine à laquelle sont fixes les pôles principaux et à l'aide de laquelle la machine est réunie à la fondation. Une partie de la carcasse qui sert au passage du flux produit par les pôles principaux est appelée culasse. [2]

La partit mobile (ou induit) comprend:

- Une armature de l'induit (encoche), réalisée à l'aide de tôles empilées, montées directement sur l'arbre par insertion chaude, soit assemblées par queue d'aronde pour les grandes machines. Les encoches fermées par des becs d'encoches peuvent être de forme arrondie ou rectangulaire.
- Un enroulement placé sur cette armature (bobinage). Les conducteurs sont réalisés à partir de fils ou de barres de cuivre. Les fils sont bobinés directement sur le rotor, les conducteurs sont isolés entre eux par un guipage (grande machine) ou un émail. Les faisceaux de fils ou des barres préformées sont isolés par rapport à la masse et entre eux avec un film enroulé.
- Un collecteur qui est réalisé par assemblage des lames isolées entre eux et conductrices (cuivre). [2]

4. Equations générale de la machine à courant continu

Les schémas équivalents de la machine à courant continu dans les deux modes de fonctionnement sont représentés sur la figure (I.3) où la chute supplémentaire due à la réaction magnétique d'induit est négligée. En effet, parcouru par un courant, en fonctionnement en charge, l'induit se comporte comme une bobine dont l'axe coïncide avec l'axe interpolaire. Ce nouveau comportement de l'induit a pour effet de créer une chute de tension supplémentaire (en plus de la chute ohmique qui est due à la résistance interne de l'induit). [3]

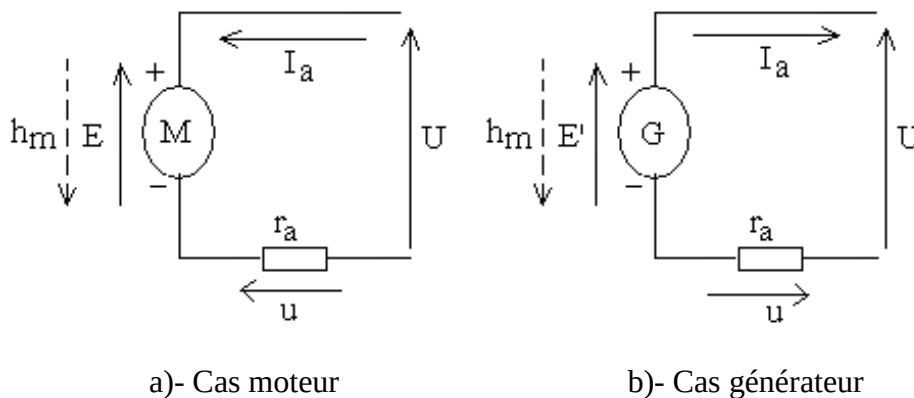


Fig.I.3. Schémas équivalents de la machine à courant continu.

- Dans le cas où la machine est compensée $h_m \neq 0$.

On aura :

$$\text{Cas moteur} \quad U = E + r_a \cdot I_a \quad (I.1)$$

$$\text{Cas générateur} \quad U = E' - r_a \cdot I_a \quad (I.2)$$

- Dans le cas général, lorsque la machine est non compensée $h_m \neq 0$.

On aura :

$$\text{Cas moteur} \quad U = E_v + (r_a \cdot I_a - h_m) \quad (I.3)$$

$$\text{Cas générateur} \quad U = E_v - (r_a \cdot I_a + h_m) \quad (I.4)$$

$$\text{On définit alors : } h_t = u \pm h_m \quad (I.5)$$

$$\text{En effet : } h_m = E_v - E_{ch} = k \cdot \Omega \cdot \Delta \Phi \quad (I.6)$$

$\Delta \Phi$: qui doit être faible lorsque la machine est munie d'enroulements de compensation. [3]

5. Phénomène de commutation de la machine à courant continu

On définit la commutation dans les systèmes électriques, comme changement d'état brusque. [3]

- On entend par la commutation d'une section est son passage d'une voie de l'induit dans la suivante quand les lames de collecteur entre lesquelles elle est montée passent face à une ligne de balais. Les deux lames étant au contact des mêmes balais, la section est mise en court-circuit. Durant ce court-circuit, le courant dans la section doit s'inverser puisqu'elle passe d'une voie à une autre. [4]

On distingue deux types de commutation, simple et multiple.

5.1. Commutation simple :

La commutation est simple si la largeur des balais est égale à celle d'une lame de collecteur. Alors un balai ne met en court-circuit qu'une section à la fois.

- Ce cas théorique, car les balais sont plus larges, permet de voir ce qui se passe durant la commutation d'une section. [4]

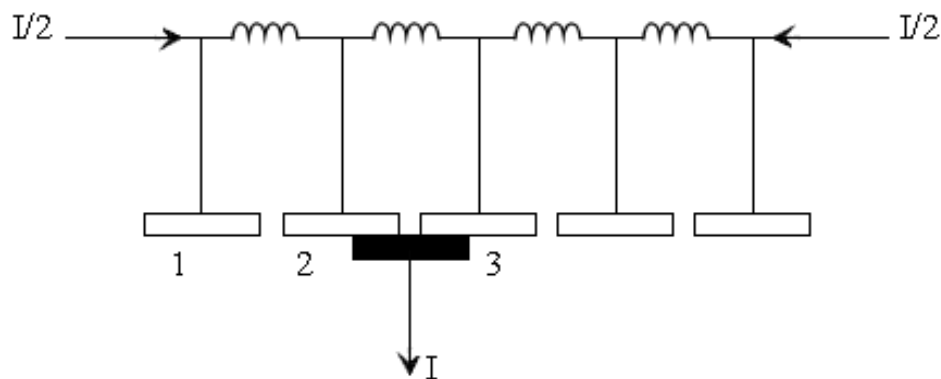


Fig.I.4. Commutation simple.

5.2. Commutation multiple :

Pour une largeur du balai dépassent la largeur d'une lame de collecteur. Les phénomènes de commutation se produisent simultanément dans plusieurs sections court-circuitées par les balais. La variation du courant dans une section pendant la commutation dépendra non seulement de la f.e.m d'auto induction e_s , de la section commutée mais aussi de la f.e.m d'induction mutuelle e_m avec les sections voisines placées dans la même encoche. [5]

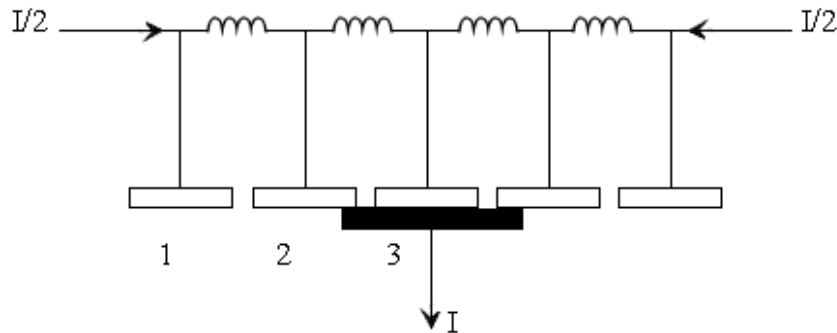


Fig.I.5. Commutation multiple.

6. Les machines à courant continu en fonctionnement moteur

Le moteur à courant continu est plus coûteux que le moteur à courant alternatif usuel, son entretien est plus exigeant, mais on peut faire varier sa vitesse de rotation. Le moteur à courant continu peut développer un couple électromagnétique important ainsi qu'une large gamme de vitesse. A cause du couplage entre le couple électromagnétique et le flux. [4]

Les moteur à courant continu sont des appareils qui transforment l'énergie électrique qu'ils reçoivent en énergie mécanique. [6]

Les schémas électriques équivalents de l'induit et l'inducteur sont donnés sur la figure (I.6).

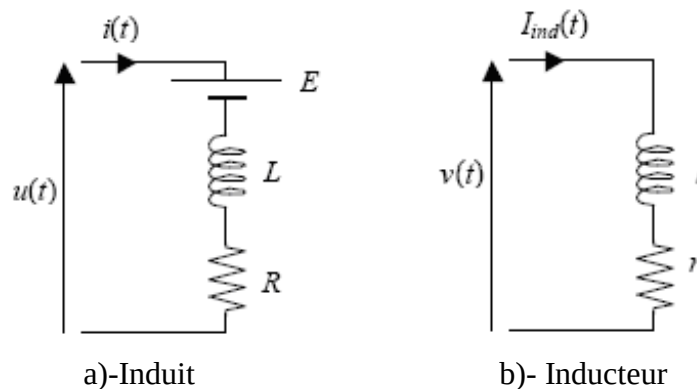


Fig.I.6. Schéma électrique équivalent du moteur à courant continu séparé.

6.1. Mise en équation du moteur à c.c:

- L'équation des tensions du circuit de l'induit s'écrit

$$U_a = R_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E \quad (I.7)$$

Où la f.c.e.m est donnée par

$$E = \frac{p}{a} n \frac{\Omega}{2\pi} \Phi \quad (I.8)$$

Pour montrer la proportionnalité de la f.c.e.m. à la vitesse et au flux, on écrit

$$E = k \cdot \Omega \cdot \Phi \quad (I.9)$$

Si plus la machine fonction à flux constant

$$E = k' \Omega \quad \text{avec} \quad k' = k \cdot \Phi \quad (I.10)$$

- Dans l'expression de la puissance instantanée fournie au circuit de l'induit

$$U_a I_a = R_a I_a^2 + L_a I_a \frac{dI_a}{dt} + E I_a \quad (I.11)$$

Le terme $R_a I_a^2$ correspond aux pertes joule.

Le terme $L_a I_a (dI_a/dt)$ à l'échange d'énergie entre la source et l'inductance L_a .

Le terme $E I_a$ est la puissance électromagnétique, c'est-à-dire transformée.

Le couple électromagnétique se déduit

$$C_e = \frac{E I_a}{\Omega} = K \Phi \cdot I_a \quad (I.12)$$

Il est proportionnel au flux et au courant.

- Le couple mécanique C_m transmis par l'arbre du moteur à la charge entraînée est égal à C après soustraction du couple consommé par le moteur lui-même à cause des pertes par frottement, par ventilation et par pertes dans le fer rotorique. On peut confondre le couple mécanique ou utile C_m du moteur avec son couple électromagnétique C , à condition d'ajouter le couple de pertes au couple résistant C_r de la charge. [7]
- L'équation des tensions du circuit de l'inducteur s'écrit

$$U_e = R_e I_e + L_e \frac{dI_e}{dt} \quad (I.13)$$

Cette relation n'est valable que tant que la machine n'est pas tenir compte de la saturation, on peut écrire

$$U_e = R_e I_e + n_e \frac{d\Phi}{dt} \quad (I.14)$$

En désignant par n_e le nombre total de spires des pôles de l'inducteur

- En résumé, le système d'équations différentielles régissant le fonctionnement du moteur à courant continu à excitation séparée s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_a = E + R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} \\ U_e = R_e I_e + L_e \frac{dI_e}{dt} \quad \text{ou} \quad R_e I_e + n_e \frac{d\Phi}{dt} \\ C_e = C_r + J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \\ \text{avec} \quad E = k\Phi\Omega; \quad C = k\Phi I_a \end{array} \right. \quad (I.15)$$

Remarque :

La caractéristique donnant le flux utile Φ en fonction du courant d'excitation I_e , est pratiquement linéaire au voisinage de l'origine, mais s'incurve ensuite par un effet de saturation plus ou moins prononcé. [7]

6.2. Caractéristiques usuelles d'un moteur à c.c.

- Le moteur à courant continu est plus coûteux que le moteur à courant alternatif usuel. Son entretien est plus exigeant, mais on peut faire varier sa vitesse de rotation.
- De plus en plus, à cause de progrès de l'électronique de puissance, la machine est alimentée sous tension variable par un « variateur électronique de vitesse », c'est par la variation de la tension U qu'on règle la vitesse Ω .
- Autrefois on envisageait surtout l'alimentation de la machine sous une tension « constante » U_{nom} fournie par un réseau continu. [4]
- Pour chaque type d'excitation « série, shunt ou compound », on rencontre trois catégories de caractéristiques
 - 1) Les caractéristiques électriques à tension constante et charge variable.
 - 2) Les caractéristiques électriques à tension et charge variables.
 - 3) Les caractéristiques mécaniques qui sont les plus importantes car elles montrent l'évolution du couple en fonction de la vitesse pour un fonctionnement donné. [3]

6.3. Les différent types de moteur à courant continu.

On distingue plusieurs types des moteur à courant continu.

6.3.1. Moteur shunt :

L'enroulement d'inducteur et en parallèle à l'enroulement d'induit comme le montre la figure suivante.

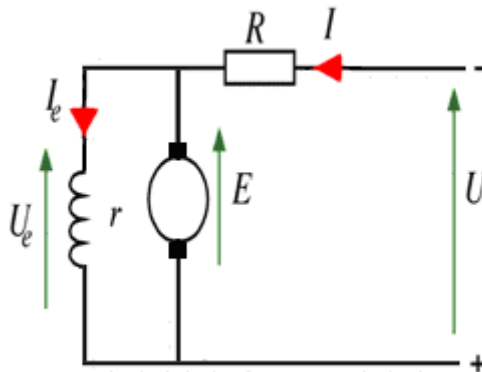


Fig.I.7. Schéma équivalent du Moteur shunt.

6.3.1.A. Démarrage de moteur shunt :

Si la pleine tension est appliquée à un moteur au repos, l'appel de courant est énorme. On risque alors de faire sauter les fusibles, de brûler l'induit et d'endommager le collecteur. Pour tout moteur shunt à courant continu, il faut donc prendre des précautions appropriées pour limiter le courant de démarrage à une valeur raisonnable, de l'ordre de 1.5 à 2 fois le courant nominal.

Alors pour la phase de démarrage des moteurs on doit prendre les précautions suivantes :

- Soit introduire une résistance variable ou rhéostat de démarrage en série avec l'induit, afin de réduire le courant dans ce dernier au moment du démarrage.
- Soit à l'aide d'un variateur de tension c'est-à-dire qu'on doit augmenter progressivement la tension jusqu'à ce que la machine développe une f.c.e.m suffisante E .
- Aujourd'hui, on utilise plutôt des circuits électriques pour limiter le courant de démarrage et pour régler la vitesse. [6]

6.3.2. Moteur série :

La construction d'un moteur série est identique à celle d'un moteur shunt, sauf en ce qui concerne l'inducteur. L'inducteur est connecté en série avec l'induit. [6]

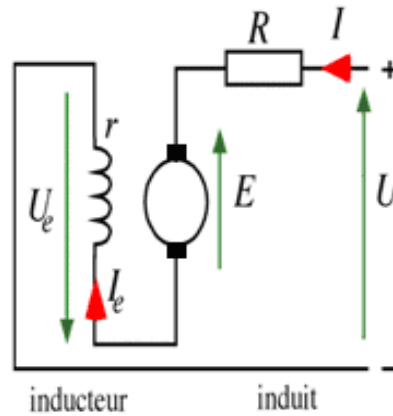


Fig.I.8. Schéma équivalent du Moteur série.

6.3.2.A. Caractéristiques de moteur série :

Les caractéristiques d'un moteur série sont complètement différentes, de celle du moteur shunt. Le flux Φ par pôle est constant pour toute charge normale, et le flux dépend du courant qui circule dans l'induit.

- Lorsque'un moteur série fonctionne à pleine charge, le flux par pôle est le même.
- Le flux utile sous un pôle est proportionnel au courant d'excitation I (circuit magnétique non saturé) : $\Phi = k.I$ avec $k = Cte$. [6]

6.3.2.B. Démarrage de moteur série :

Il faut mettre un rhéostat en série avec le moteur à l'arrêt avant de lui appliquer la tension U . le rhéostat aura une résistance totale R_{ht} telle que :

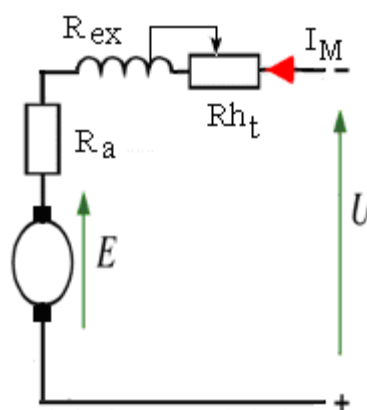


Fig.I.9. Rhéostat série avec l'inducteur de moteur série.

$$U - E = (R_a + R_{ht} + R_{ex}) I_M \quad (I.16)$$

Dans le moteur série (R_{ex} négligeable).

Donc:

$$U - E = (R_a + Rh_t) I_M \quad (I.17)$$

$$R_a + Rh_t = \frac{U - E}{I_M} \quad (I.18)$$

$$I_{dem} = \frac{U - E}{R_a + Rh_t}; E \approx 0$$

Donc

$$I_M = \frac{U}{R_a + R_{ex}} \quad (I.19)$$

On doit éliminer progressivement le rhéostat au fur et à mesure que la vitesse Ω du moteur augmente.

- Couple de démarrage

Le couple de démarrage étant donné par

$$C_{dem} = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} n \Phi_M I_{dem} \quad (I.20)$$

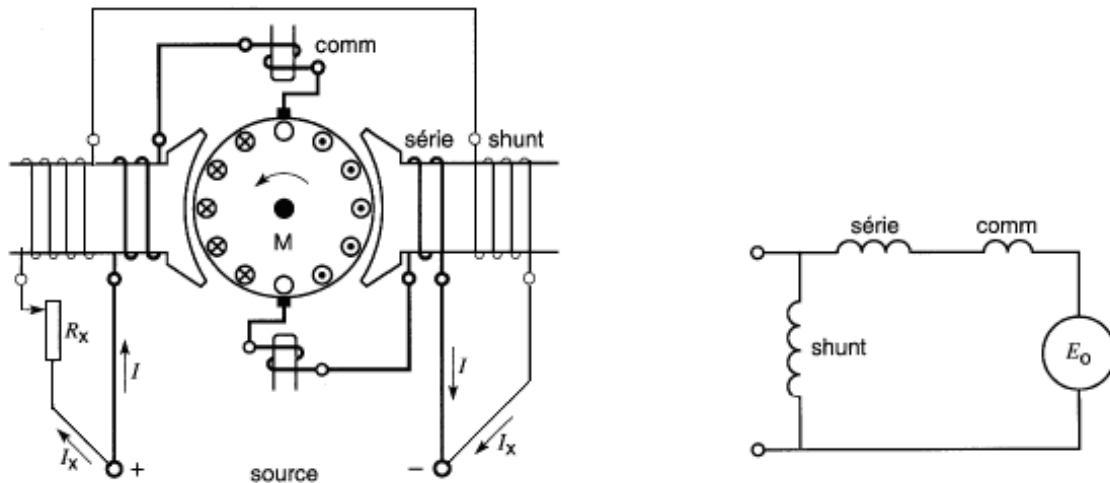
Si on admet I_M nettement plus fort que I_{nom} on aura un couple de démarrage beaucoup plus fort que le couple nominal car en même temps que le courant et le flux augmentent. On obtient un très fort couple de démarrage est une supériorité du moteur série sur le moteur shunt dont le flux est constant. [4]

- Lors du démarrage, le courant d'induit est supérieur au courant nominal, le flux est donc supérieur au flux obtenu à pleine charge. Par conséquent, le couple de démarrage d'un moteur série excède celui d'un moteur shunt. [6]

6.3.3. Moteur compound

Le moteur compound porte un inducteur série et inducteur shunt, la F.M.M de l'enroulement série agit toujours dans le même sens que celle de l'enroulement shunt. La F.M.M de l'enroulement shunt est habituellement plus grand que celle de l'enroulement série, même à pleine charge.

Le moteur compound sert à entraîner des machines en présentant une charge très élevée et de courte durée. [6]



a)- Schéma des connexions

b)- Diagramme schématique

Fig.I.10. Moteur à c.c à excitation compound.

6.3.4. Moteur à aimant permanent

Dans un moteur shunt le champ magnétique est produit par un courant d'excitation circulant dans les bobines excitatrices. L'énergie dépensée, la chaleur dégagée et l'espace relativement important occupé par ces bobines constituent parfois inconvénients du moteur à courant continu conventionnel. On peut éviter ces inconvénients en remplaçant les bobines par des aimants permanents. Il en résulte un moteur plus petit et qui ne risque pas de s'emballer à cause d'une défaillance du champ. [6]

6.3.4.A. Caractéristiques de moteur à aimant permanent :

- Les moteurs à aimant permanent sont particulièrement utiles dans la gamme des puissances inférieures à 5 kw.
- Les aimants utilisés sont en ferrite.
- Le coût relativement élevé des aimants, et l'impossibilité d'augmenter la vitesse du moteur en réduisant le champ magnétique. [6]

6.4. Les avantages du moteur à courant continu

- Le moteur à courant continu reste intéressant dès que la source d'énergie prévue est batterie d'accumulateurs, ou bien entendu, un réseau continu. En effet, avec ce moteur, le réglage de la vitesse est facile. [8]

- Le moteur courant continu présente toutes les qualités de fonctionner à vitesse constante ou variable dans le cas où il est alimenté par un échelon de tension ou à travers un convertisseur continu-continu (hacheur). [5]

7. Conclusion

La machine à courant continu a été durant de nombreuses années l'actionneur principalement utilisé dans les applications à vitesse variable. En effet, comme cela a été mis en évidence.

Dans ce chapitre, on a étudié la machine à courant continu sous forme générale, et le fonctionnement du moteur à courant continu, et puis ses comportements.

1. Introduction

La modélisation de la machine à courant continu. On se propose de trouver un modèle mathématique approché pratique.

Dans cette modélisation étudie la caractéristiques de la machine à courant continu, après exposition les différentes fonctions de transfert de cette machine.

2. Fonction de transfert de la machine à c.c.

- Le circuit de l'induit d'une machine à courant continu à excitation séparée est représenté Par sa fem E_a , sa résistance R_a et l'inductance L_a par la formulation suivante.

$$U_a = R_a \cdot I_a + L_a \cdot \frac{dI_a}{dt} + E \quad (\text{II.1})$$

Après la transformation de *Laplace* :

$$U_d(p) = E(p) + (R_a + L_a p)I_d(p) \quad (\text{II.2})$$

$$I_d(p) = \frac{U_d(p) - E(p)}{R_a + L_a p} \quad (\text{II.3})$$

L'équation de tension de l'inducteur est

$$U_e = R_e \cdot I_e + L_e \cdot \frac{dI_e}{dt} \quad (\text{II.4})$$

Le couple électromagnétique est donné par

$$C_e = k' \cdot \Phi \cdot I_a \quad (\text{II.5})$$

Le couple de frottement visqueux est exprimé par

$$C_f = f \cdot \omega \quad (\text{II.6})$$

D'où l'interaction entre le couple électromagnétique et la partie mécanique est représentée par l'équation suivante commune pour toutes les machines

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} + f \cdot \omega = C_e - C_r \quad (\text{II.7})$$

Après la transformation de *Laplace* :

$$C_e(p) - C_r(p) = J \cdot P \cdot \omega(p) \quad (\text{II.8})$$

$$\omega(p) = \frac{C_e(p) - C_r(p)}{J \cdot p + f} \quad (\text{II.9})$$

Et d'autre part :

$$C_e = k' \cdot \Phi \cdot I_a = K \cdot I_a \quad (\text{II.10})$$

$$E = k' \cdot \Phi \cdot \omega = K \cdot \omega \quad (\text{II.11})$$

Où :

$$K = k' \cdot \Phi$$

3. Schéma bloc de la machine à courant continu

En introduisant les fonctions de transfert des différentes parties (partie électrique et partie mécanique) on obtient le schéma structural de la figure (II.1).

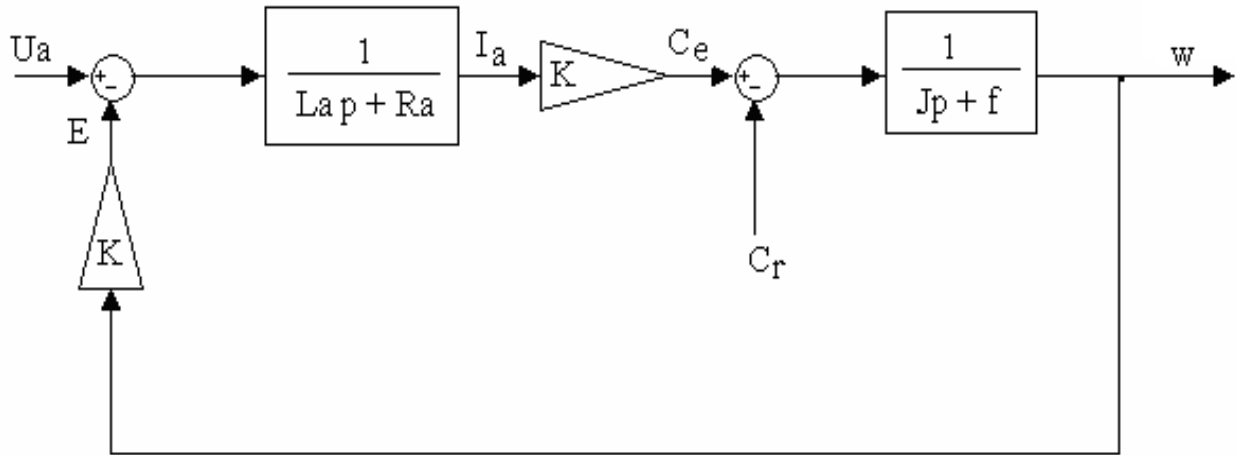


Fig.II.1. Schéma bloc de la machine à courant continu.

Paramètre de la machine à courant continu

$$L_a = 4\text{mh}; J = 0.05\text{kgm}^2; f \approx 0; R_a = 1\Omega; K = 1.27 \text{ V.s/rad}.$$

4. Résultat de simulation

Marche à vide puis en charge ($U_a = 220\text{V}$, $C_r = 0$ puis 10 N.m) à $t=0.5\text{s}$.

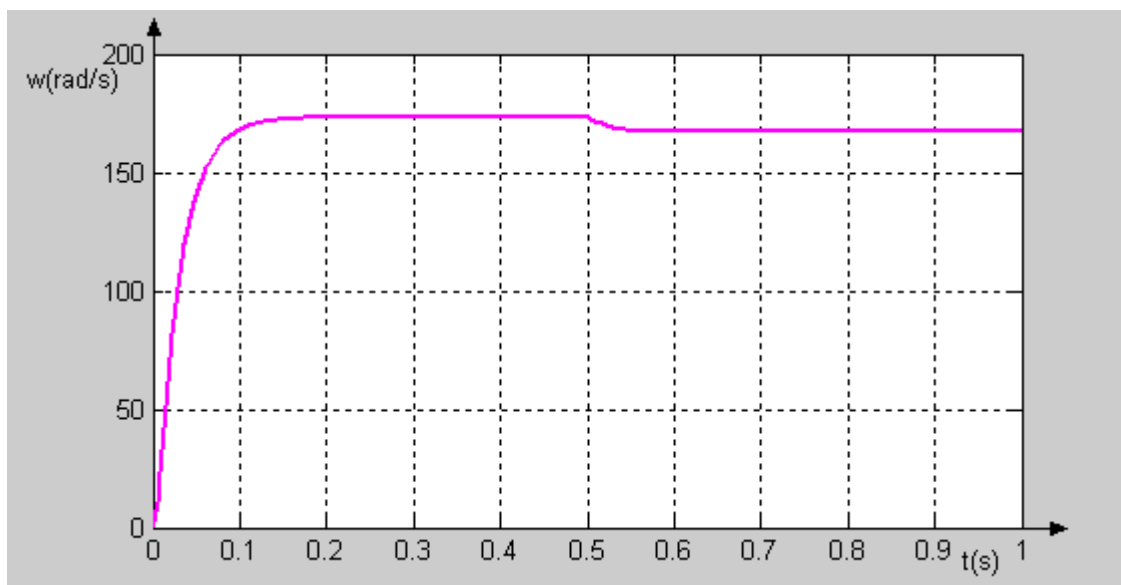


Fig.II.2. Vitesse du moteur à c.c. dans la marche à vide et en charge.

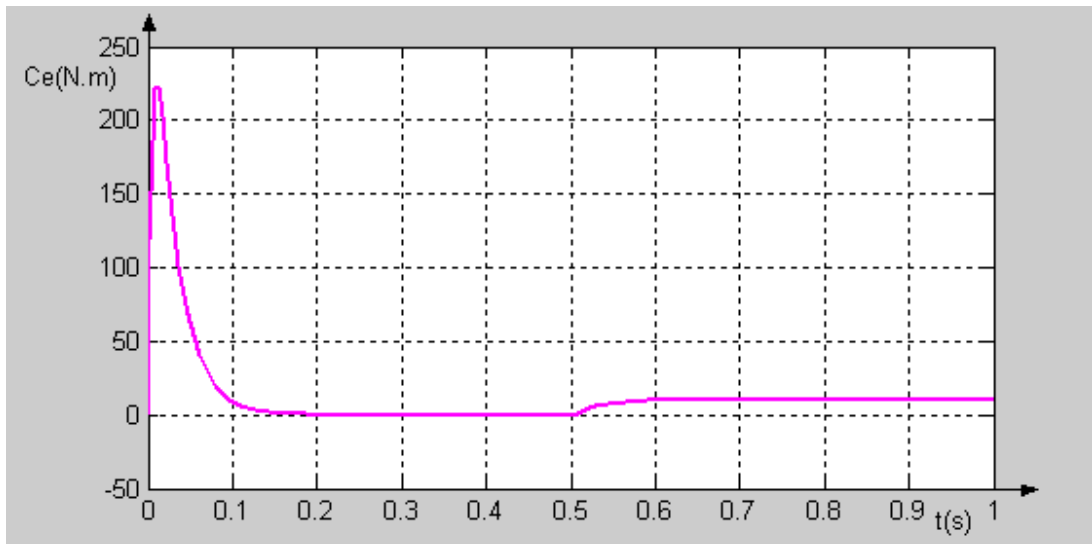


Fig.II.3. Le couple du moteur à c.c. dans la marche à vide et en charge.

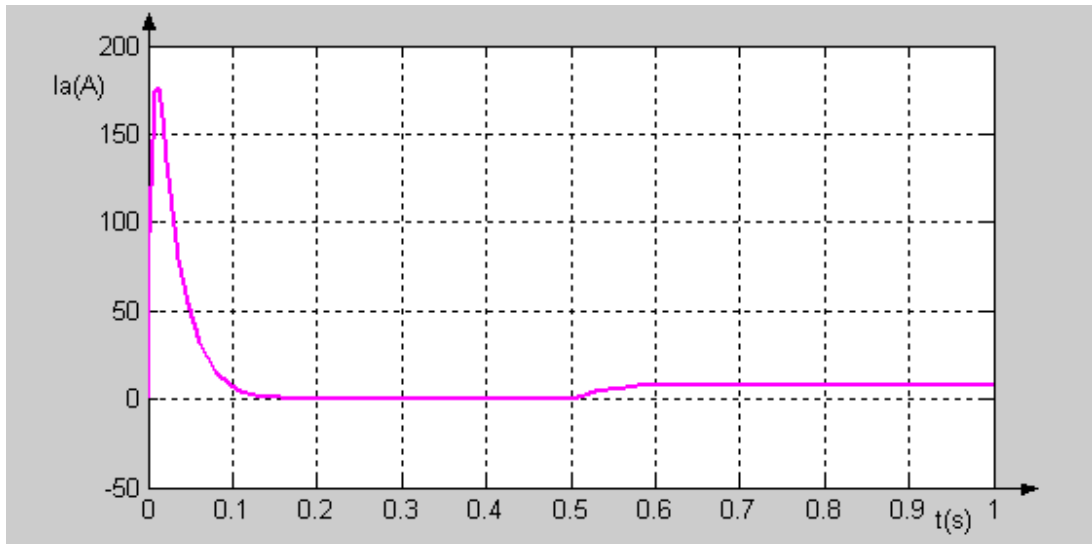


Fig.II.4. Courant du moteur à c.c. dans la marche à vide et en charge.

Marche à vide ($U=220V, C_r=0 \text{ N.m}$) avec changement de sens de rotation à $t=0.5s$.

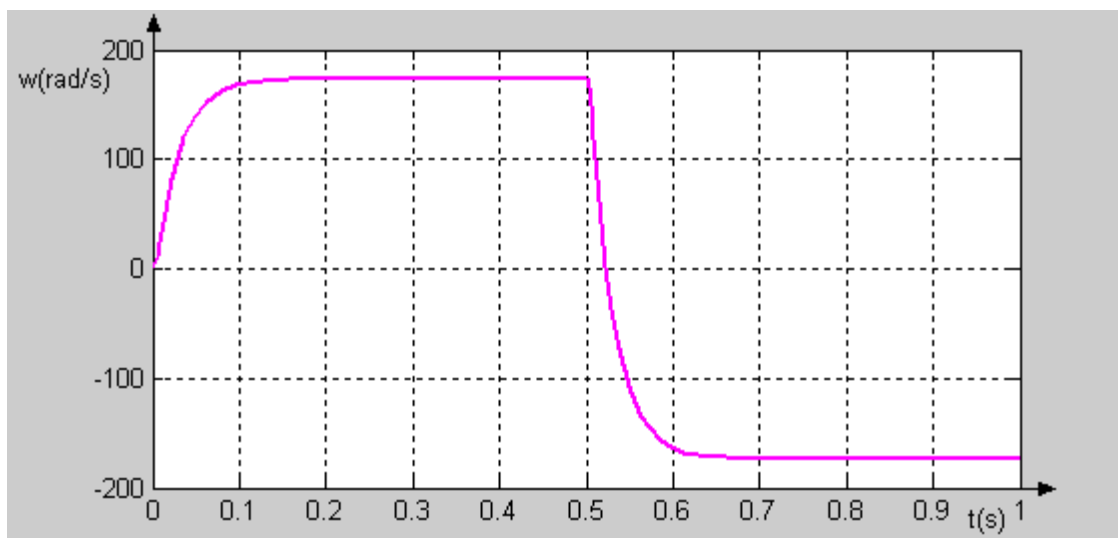


Fig.II.5. Vitesse du moteur à c.c avec changement de sens de rotation.

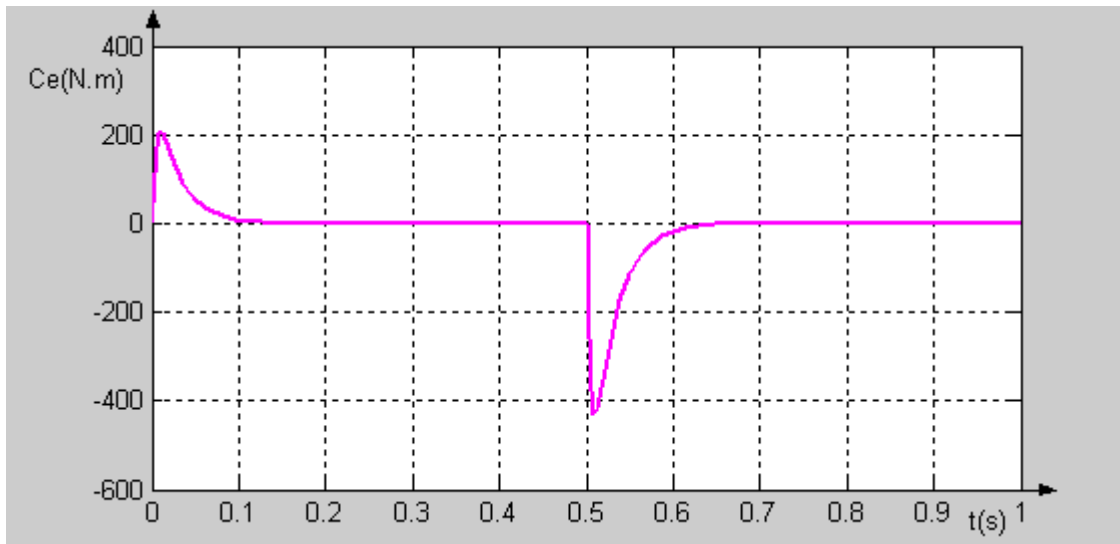


Fig.II.6. Le couple du moteur à c.c avec changement de sens de rotation.

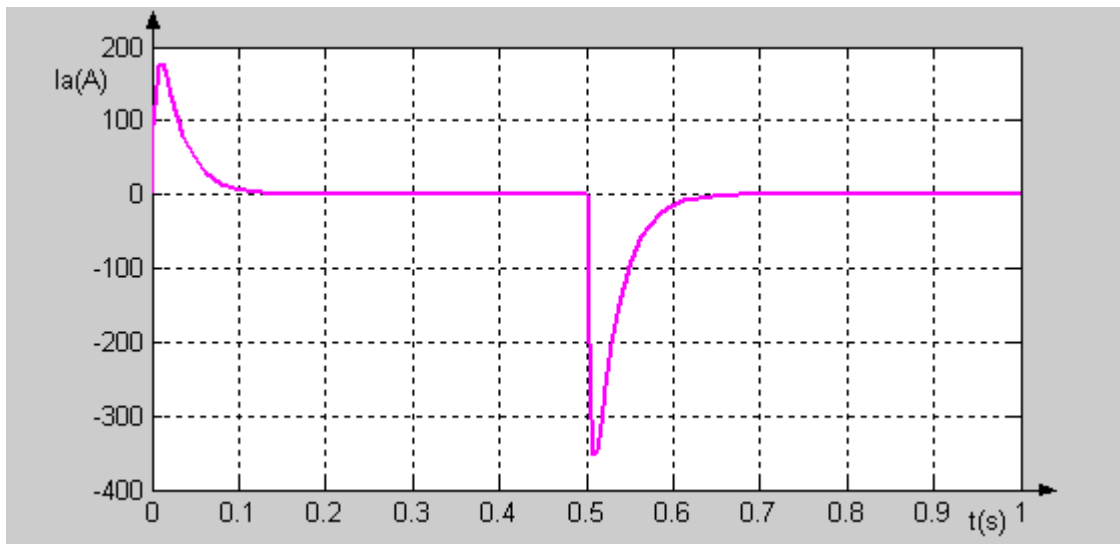


Fig.II.7. Le courant du moteur à c.c avec changement de sens de rotation.

Interprétation :

- couple nul ($C_r = 0 \text{ N.m}$)

Les figures (II.2), (II.3) et (II.4) montrent qu'il y a un fort appel du courant pendant le démarrage atteint jusqu'à ($I_{\max} = 178 \text{ A}$) puis il revient à zéro (courant nul).

La forme du couple (C_e) qui dépend du courant pendant le démarrage, sa valeur atteinte jusqu'à ($C_{\max} = 225 \text{ N.m}$) puis elle revient à zéro (couple à vide).

La vitesse angulaire augmente d'une façon presque linéaire puis se stabilise à ($\omega = 176 \text{ rad/s}$) qui correspondent à la vitesse de marche à vide idéal.

- Couple non nul ($C_r = 10 \text{ N.m}$)

Les figures précédentes mettent en évidence les conséquences d'un comportement d'un moteur entraînant une charge. On peut remarquer sur la caractéristique du moteur à courant continu, une demande du courant d'induit atteint à 10A. En charge le courant supérieur au courant à vide ce qui réduirait la valeur $(U_a - R_a)$ et comme le moteur est à excitation indépendante. Par contre la vitesse change de valeur en régime permanent ($\omega=170\text{rad/s}$).

La valeur $(k\Phi)$ reste constante, ce qui explique la diminution de la vitesse en charge. Pour le couple électromagnétique il prend le même comportement que le courant.

5. Modélisation du convertisseur DC/DC

Le convertisseur peut être un redresseur contrôlé, c'est le cas des grandes puissances où il est formé de trois étages, un redresseur contrôlé ou pas, un filtre et un hacheur H qui permet le fonctionnement dans les quatre quadrants couple-vitesse avec la possibilité de récupération d'énergie électrique (cas de freinage). [10]

5.1. Définition d'hacheur

Le hacheur est un convertisseur continu-continu statique utilisant essentiellement des interrupteurs électriques unidirectionnels. [9]

Un convertisseur **DC/DC** a pour vocation d'assurer le transfert d'énergie entre une source de tension continue et une source de courant continu. La représentation symbolique la plus couramment utilisée est donnée par la figure suivante. [7]

Dans certaines applications industrielles, on doit transformer une tension c.c. quelconque en une tension c.c. supérieure ou inférieure à la tension nominale. [6]

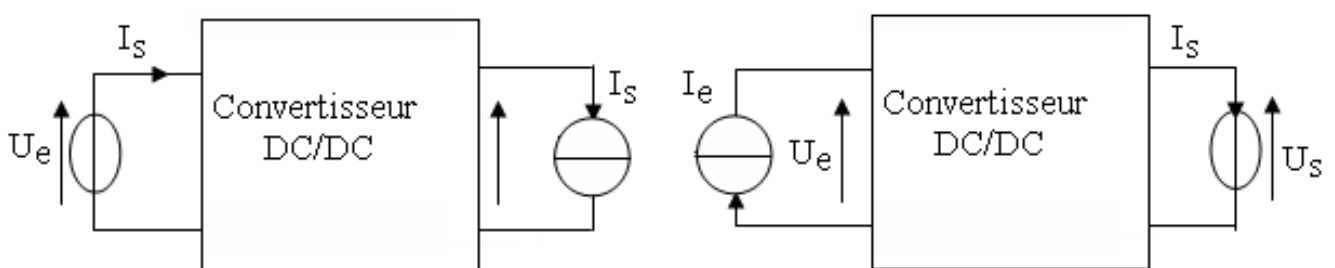


Fig.II.8. Convertisseur DC/DC

5.2. Principe de fonctionnement de l'hacheur

Le hacheur est un convertisseur à thyristors ou à transistor, permettant d'obtenir une tension continue réglable à partir d'un générateur à courant continu de type S_v ou S_f .

Ce convertisseur agit en « hacheur » le courant du circuit de charge, par la commutation ouverture-fermeture, périodique d'un interrupteur unidirectionnel. [9]

- **Branchement des sources**

Puisque chaque source impose au circuit d'utilisation, soit le courant, soit la tension, on comprend qu'il est électriquement impossible de brancher directement deux sources de même nature dans une même maille, à moins qu'elles n'aient les mêmes caractéristiques. En revanche, il est électriquement possible, et même souhaitable, de brancher dans une même maille des sources de type contraire :

Une source S_v génératrice avec une source S_I réceptrice.

Une source S_I génératrice avec une source S_v réceptrice.

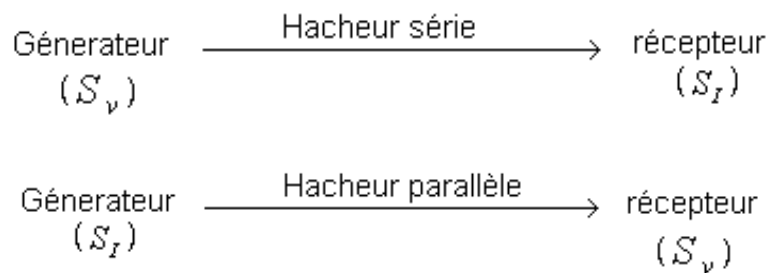


Fig.II.9. Représentation des sources.

Toutes les sources sont, bien sûr, à courant continu. [9]

5.3. Différents types d'hacheurs

Il existe de nombreux types de hacheurs, ils diffèrent par les réversibilités qu'on leur demande d'assurer. Nous limiterons à la présentation de ceux utilisés pour l'alimentation de l'induit des moteurs à courant continu :

Hacheurs non réversibles à deux interrupteurs :

Hacheur série, hacheur parallèle

Hacheurs réversibles :

Hacheur à deux interrupteurs réversible en courant,

Hacheur en pont réversible en courant et en tension, [7]

5.3.1. Hacheur dévolteur (série)

Dans ce hacheur, la relation entre les valeurs moyennes des courants d'entrée et de sortie du convertisseur parfait « hacheur série », est analogue à celle qu'il y a entre les valeurs efficaces des courants et des tensions d'entrée et de sortie du transformateur parfait abaisseur de tension. [9]

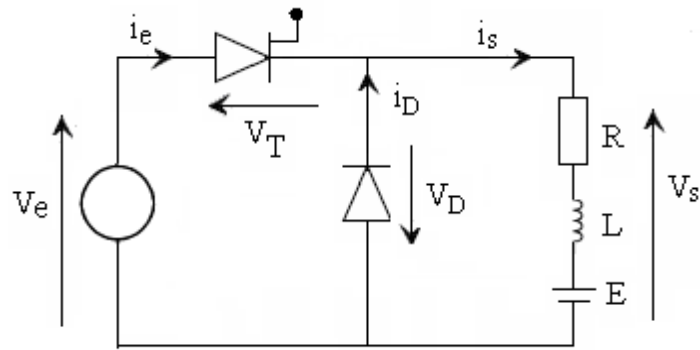


Fig.II.10. Structure du hacheur série

5.3.2. Hacheur survolteur (parallèle)

Dans ce hacheur, la tension moyenne de sortie est supérieure à la tension d'entrée, d'où son nom. Cette structure demande un interrupteur commandé à l'amorçage et au blocage. [9]

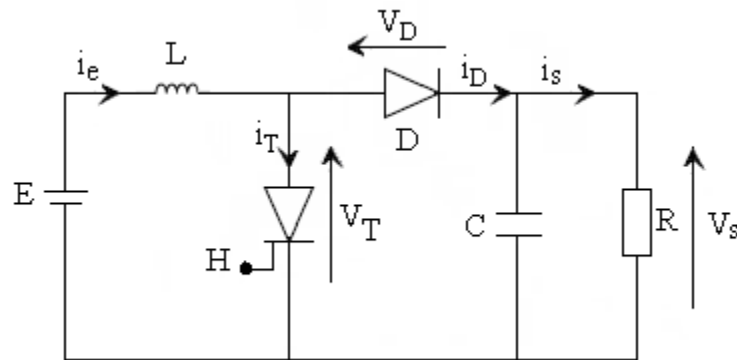


Fig.II.11. Structure d'un hacheur parallèle.

5.3.3 Comparaison entre les hacheurs série et parallèle

- Hacheur série : il est abaisseur de la tension, donc élévateur de courant puisque la puissance se conserve. Le générateur d'entrée est un générateur de tension (source de faible impédance).

Le hacheur H est en série avec la charge.

Le lissage de courant est assuré par une inductance et par une diode de récupération.

- Hacheur parallèle : il est élévateur de tension, donc abaisseur de courant. Le générateur d'entrée est un générateur de courant (source de grande impédance). Le hacheur H est en parallèle avec la charge. Le lissage du courant est assuré par une inductance et par une diode de blocage. [7]

5.3.4. Hacheur continu-continu a deux quadrants

Pour comprendre le principe du hacheur, considérons deux interrupteurs mécaniques K_1 et K_2 connectés aux bornes d'une source à c.c. E_H (FigureII.11).les interrupteurs s'ouvrent et se

ferment périodiquement, à tour de rôle, de sorte que lorsque K_1 est fermé, K_2 est ouvert et vice versa. Les bornes 1 et 2 sont destinées à alimenter une charge. [6].

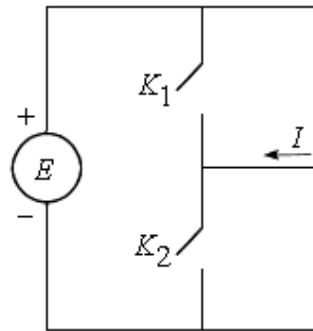


Fig.II.12. Hacheur continu-continu à deux quadrants.

5.3.5. Hacheur continu-continu a quatre quadrants (en pont)

Il permet d'inverser le sens de circulation du courant et par conséquent d'inverser le sens de la vitesse de rotation.

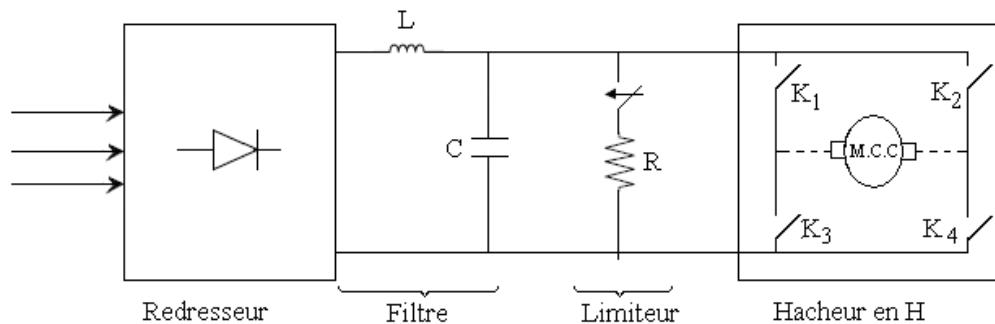


Fig.II.13. Schéma bloc de la modélisation du convertisseur.

- Si le redresseur est à tout diode, un limiteur constitué par un interrupteur statique en série avec une résistance de décharge est utilisé. Ce dernier est placé en parallèle avec la capacité C . En cas de refoulement de l'énergie électrique (lors des freinages), la capacité est en surtension et immédiatement l'interrupteur est fermé pour permettre la décharge dans la résistance R jusqu'à une certaine tension minimale. Par conséquent, une isolation momentanée de la source et de la machine. [10]

5.4. Modélisation de largeur d'impulsion (M.L.I) ou PWM :

Principe : comparaison de deux signaux (au niveau électrique) l'un de faible fréquence ($f = 0$, continu) avec un autre de haute fréquence.

- Le signal de faible fréquence est appelé la référence et c'est l'image du signal que l'on veut reproduire au niveau puissance, c'est-à-dire alimentation machine.

- Le signal de haute fréquence est appelé porteuse, sa fréquence définit la fréquence de commutation du composant de puissance. Au niveau électrique, le signal PWM est obtenu par un comparateur qui peut être en amplificateur opérationnel.
- L'algorithme de la génération de la PWM est simple :

$$\text{Si } V_{ref} > V_{port} \Rightarrow V_s = +1 \text{ (ou } 5 \text{ V, par exemple).}$$

$$\text{Si } V_{ref} < V_{port} \Rightarrow V_s = 0 \text{ (ou -1).}$$
- Ce signal $V_s = [+1; 0]$, avant d'atteindre l'interrupteur, i.e. sa gâchette ou sa base, doit passer par un circuit de commande rapprochée dont le but essentiel est d'adapter, d'amplifier V_s afin d'arriver à commander l'interrupteur de puissance selon ses caractéristiques définies par le constructeur.

On a :

$$\bar{u} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} W dt = \frac{T_{ON}}{T} W = \alpha W \quad (\text{II.12})$$

$$\text{Sont } \alpha = \frac{T_{ON}}{T} = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = \text{rapport cyclique}$$

- Modélisation homopolaire $\Rightarrow V_{ref}$ varie de 0 à 1. Le fonctionnement dans un sens de rotation $\Rightarrow$ fonction de k_1 et k_4 devront s'ouvrir et se fermer en même temps, et inversement pour k_2 et k_3
- Modélisation bipolaire, V_{ref} varie de +1 à -1 avec le passage par zéro (rapport cyclique 50%).
 À l'alternance positive du signal $V_{port} \Rightarrow$ fonctionnement de k_1 et k_4 .
 À l'alternance négatif du signal $V_{port} \Rightarrow$ fonctionnement de k_2 et k_3 .
 L'inversion du sens de rotation est réalisée lorsque la référence passe du côté négatif de V_{port} .
- Equivalence V_{ref} et α :

En considérant la M.L.I suivant :

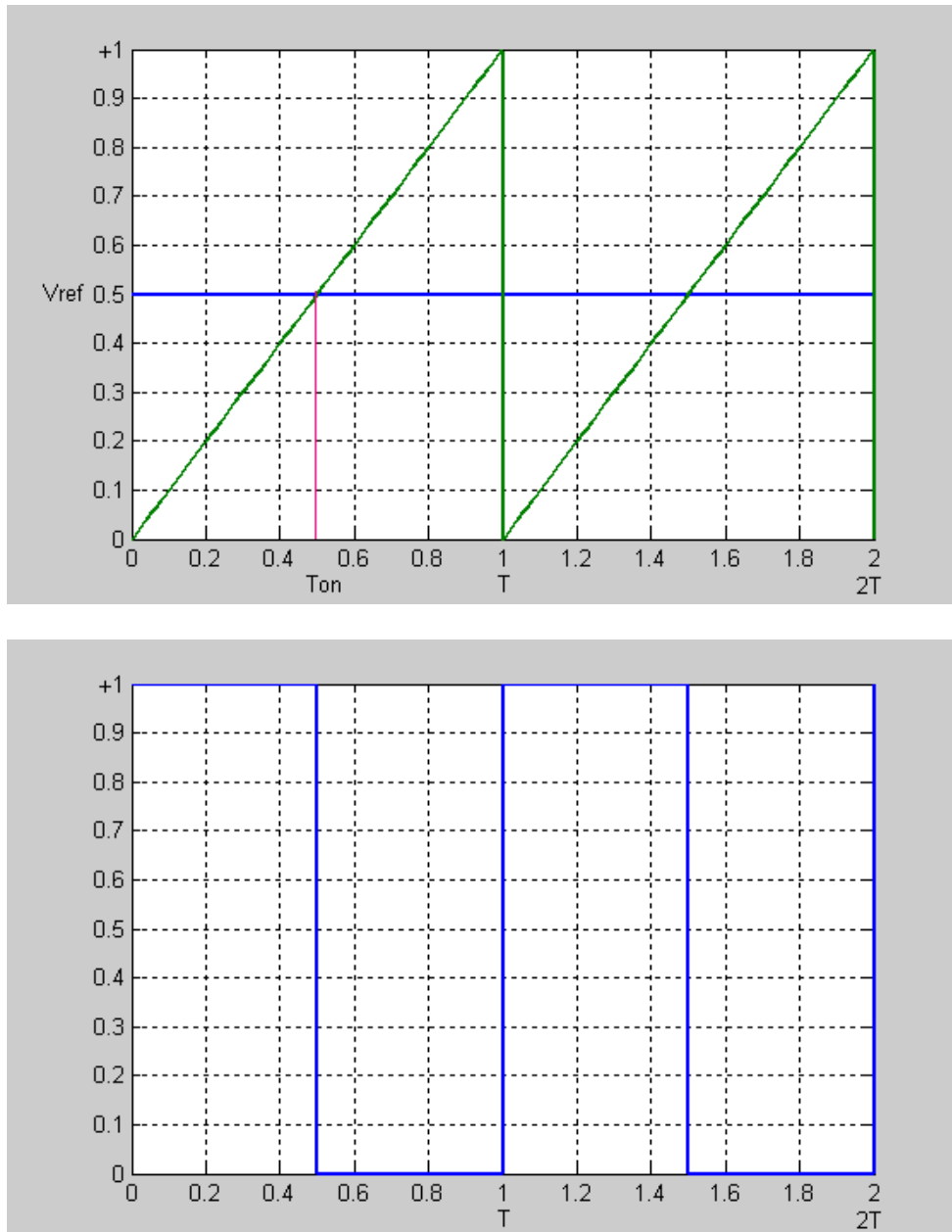


Fig.II.14. Résultat de simulation de la MLI.

On peut écrire que $\frac{V_{ref}}{T_{ON}} = \frac{1}{T} \Rightarrow V_{ref} = \frac{T_{ON}}{T} = \alpha$

Par conséquent on peut échantillonner le signal V_{ref} qui peut être évolutif dans le temps avec la période T (de commutation) et bien sur en faisant la confusion de V_{ref} avec α .

5.5. Modélisation du convertisseur par une fonction de transfert :

On considère que les interrupteurs sont à commande binaire, c'est-à-dire passage instantané de 0 vers 1 et inversement. La seule caractéristique du convertisseur devient sa fréquence de commutation. Comment en tenir compte?

Si $W = \text{alimentation continue} = \text{constante}$, alors $\bar{u} = \alpha.W$.

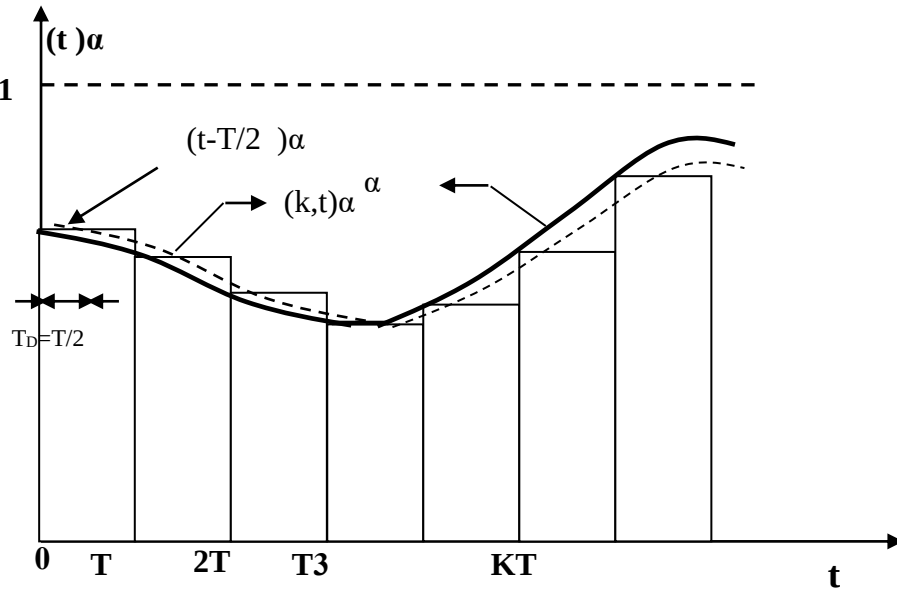


Fig.II.15. Modélisation de convertisseur.

Si $T \rightarrow 0 \Rightarrow \alpha(k, T) \neq \alpha(t)$

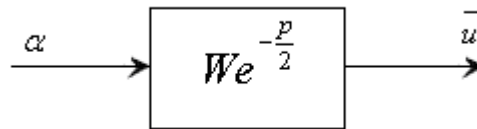
$\alpha(k, T)$ Étant le signal échantillonné $\Rightarrow \bar{u} = \alpha(k, T).W$. En adaptant un nouveau signal continu, on considère $\bar{\alpha}(k, T)$

$$\bar{\alpha}(k, T) = \alpha(k, T - T_d) \text{ On } \forall k \Rightarrow \bar{\alpha}(k, T) = \alpha(t - \frac{T}{2}) \text{ avec } T_d = \frac{T}{2}$$

$$\bar{u}(t) = \alpha(t - \frac{T}{2}).W \quad (II.13)$$

En opérationnel $\bar{U}(p) = \alpha(p)e^{-p\frac{T}{2}}.W$

$$\text{D'où } F_c(p) = \frac{\bar{U}(p)}{\alpha(p)} = W.e^{-p\frac{T}{2}} \quad (II.14)$$



- C'est-à-dire que le convertisseur introduit un retard pur $T/2$ entre l'application de l'ordre α (ou V_{ref}) et la réponse en tension côté puissance.
- La fonction de transfert F_c est un modèle non linéaire. Sa linéarisation est d'ordre à utiliser les règles de l'automatique linéaire pour le calcul des régulateurs. La linéarisation par la

formulation de Padé laisse intact la possibilité déstabilisant du convertisseur (introduit par l'effet retard). On peut utiliser une linéarisation au 1^{er} ordre tel que:

$$e^{-pT_D} = \frac{1 - p \frac{T_D}{2}}{1 + p \frac{T_D}{2}} ; \quad T_D = \frac{T}{2}.$$

La bande de fréquence par la variation de cette approximation i.e. $p = j\omega$

$$e^{-j\omega T_D} = \|1\| \cdot e^{-2 \arctg \frac{\omega T_D}{2}}$$

$$\omega \frac{T_D}{2} < \frac{\pi}{6} \Rightarrow \omega T_D \approx 2 \arctg \frac{\omega T_D}{2}$$

$$\text{Si } \omega = 2\pi f \Rightarrow f.T \leq \frac{1}{3} ; \text{ d'où } f \leq \frac{1}{3} f_{\text{commut}}$$

Par exemple, si $f_{\text{commut}} = 1\text{kHz} \Rightarrow$ la bande est de $[0, \frac{1}{3}\text{kHz}]$ en terme de temps de réponse compatible par cette fréquence de commutation est donnée par la formule de Parseval.

$$f_{\text{max}} . t_r \geq 0.5 \text{ Avec } f_{\text{max}} = \frac{f_{\text{commut}}}{3}$$

$$t_r \geq \frac{0.5}{f_{\text{max}}} = 0.5 \times 3T = 1.5T$$

$$t_r \geq 1.5\text{ms}.$$

C'est-à-dire pour une fréquence de 1kHz , les temps de réponse exigé doivent supérieur à 1.5ms . Sinon l'approximation de 1^{er} ordre n'est pas valable et il faut pousser l'approximation de Padé. [10]

6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation de fonctionnement de la machine à courant continu.

On conclut les caractéristiques des machines à courant continu qui dépendent par le couple résistant (marche à vide- marche en charge), et pour fonctionnement (moteur), à leur réponse optimal nécessite l'insertion de convertisseur statique hacheur entre le récepteur qui est dans notre cas d'étude. Le fonctionnement de ce convertisseur nécessite l'application de lois de commande. Pour cela une étude dynamique du système global s'impose afin d'étudier les phénomènes transitoires provoqués par cette commande et prévoir ainsi les solutions et les configurations adéquates.

1. Introduction

Les asservissements linéaires ou systèmes bouclés occupent une place importante dans le monde moderne, en raison des performances de plus en plus élevées que l'on réclame des commandes automatiques.[11]

Le projet d'un asservissement et la régulation est une opération très compliquée en raison des nombreux paramètres qui entrent en jeu. Nous allons introduire brièvement dans ce chapitre les généralités qui traitent l'étude d'un système asservi linéaire continu.

2. Généralité sur l'asservissement linéaire

2.1. Systèmes linéaires continus

Un système physique est linéaire si la relation entre les grandeurs d'entrée et les grandeurs de sortie est un système d'équations différentielles à coefficients constants.

Ce système est dit continu si toutes les grandeurs qui le caractérisent sont de nature continue, l'information qui représente ces grandeurs est disponible à chaque instant et peut prendre toutes les valeurs possibles entre deux limites. Tout le système physique obéit à son entrée à la commande (e) pour modifier sa sortie (s). Cette dernière dépend par ailleurs de l'environnement du processus et des possibles variations de ses paramètres internes, ce qui rend l'étude difficile du lien de cause effet entre l'entrée (e) et la sortie (s).

Le processus physique sera donc toujours représenté par son modèle, qui est la loi choisie pour prédire au mieux son comportement, leur étude est effectuée selon deux aspects utiles, à savoir l'aspect statique qui concerne l'étude des systèmes asservis en mode régulation (entrée fixe), et l'aspect dynamique qui s'étudie par les notions de précision dynamique, de rapidité et de stabilité. [12]

2.2. Système de commande asservi

D'une façon générale, un système de commande a pour but de transmettre aux grandeurs caractéristiques de l'état du système (sortie) la loi de variation en fonction du temps imposé par une autre grandeur appelée grandeur de commande ou de l'entrée. On distingue alors deux sortes de système de commande :

2.2.1. Système en boucle ouverte

C'est un système de commande où le signal d'entrée est indépendant du signal de sortie. La grandeur d'entrée contrôle directement la grandeur de sortie. Ce système a l'avantage d'être

simple, il est très stable. En revanche, ses performances sont médiocres, car il n'existe pas de circuit de retour permettant de comparer la grandeur de sortie à la grandeur de référence.

2.2.2. Système en boucle fermée

Une correction continue est déterminée par une mesure continue ; ceci est le résultat d'une structure en boucle fermée. Par conséquent, la grandeur de sortie est comparée à chaque instant à la grandeur d'entrée la différence joue le rôle d'un signal de correction ces systèmes possèdent l'avantage d'être plus précis et limitent l'influence des perturbations

En général, on considère qu'un système de commande en boucle fermée est un système où le signal de commande dépend d'une façon ou d'une autre du signal de sortie.

- **Fonction de transfert d'un système en boucle fermée**

En pratique, la majorité des systèmes peuvent se ramener à une structure équivalente à celle représentée à la figure (III.1).

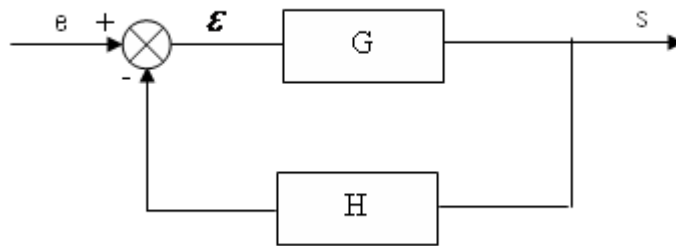


Fig.III.1. Structure équivalente d'un système en boucle fermée

$$s = G.\varepsilon \quad (\text{III.1})$$

$$\varepsilon = e - H.s \quad (\text{III.2})$$

Ce qui se réduit à :

$$\frac{s}{e} = \frac{G}{1 + GH} \quad (\text{III.3})$$

L'équation (III.3) représente la transmittance entre les grandeurs e et s .

Il est intéressant de représenter un système linéaire par un schéma qui soit équivalent aux équations qui le régissent. Pour cela, il suffit, de représenter les variables sur des branches de schéma et les fonctions de transfert par des blocs comme il a été montré dans la figure (III.1). [13]

2.3. Organisation fonctionnelle d'un système asservi quelconque

À la lumière de la définition précédente, du système de commande, il est possible de mettre en évidence des éléments que l'on retrouve dans le schéma fonctionnel des systèmes asservis ou,

une grandeur de sortie est commandée par l'intermédiaire d'une chaîne directe ou chaîne d'action ; l'entrée de celle-ci est la différence entre un signal élaboré à partir du signal d'entrée, et un signal de retour élaboré à partir du signal de sortie, par le canal d'une chaîne de retour ou chaîne de réaction . On symbolise ce comportement par le schéma de la figure (III.2) suivante :

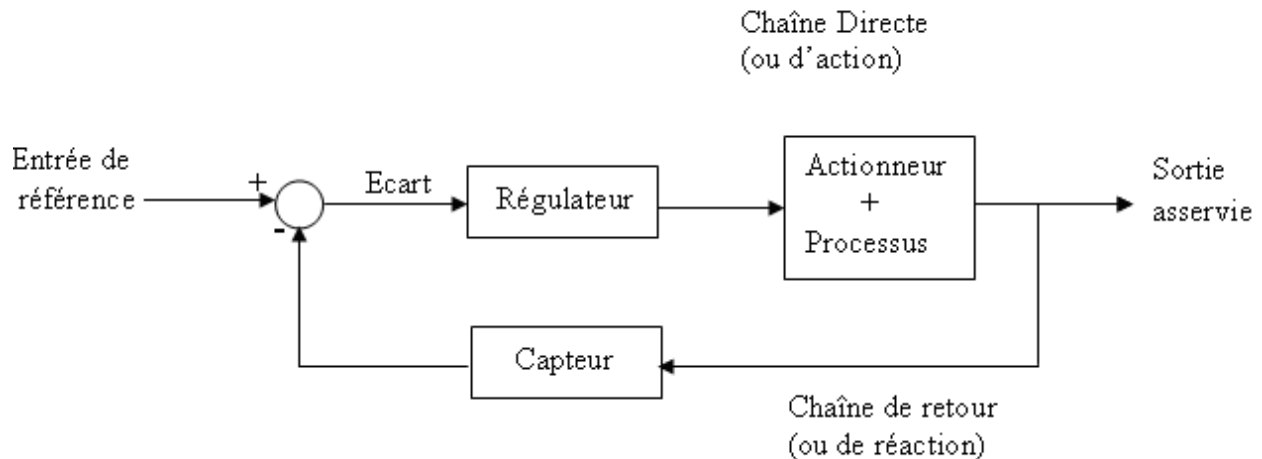


Fig.III.2 Chaînes et éléments fondamentaux d'un asservissement.

Les systèmes asservis de commande possèdent un certain nombre d'éléments que l'on retrouve dans tous les systèmes bouclés, parmi les quels :

1- Capteur :

Contrôle la grandeur asservi et en rend compte au régulateur. Il doit en donner une image fidèle. Sa sensibilité impose les limites de la précision de l'asservissement.

2- Actionneur :

Il maîtrise la puissance à fournir au processus à partir du signal issu du régulateur.

3- Régulateur :

Il élabore un signal de commande à partir de l'écart entre l'entrée et la mesure et permet d'améliorer les performances du système. [12]

2.4. Performance d'un système asservi

Un système asservi doit posséder deux qualités fondamentales, la précision et la stabilité qui sont difficiles à réaliser simultanément. En effet, si l'organisation d'un système bouclé et compliquée que celle d'un système à boucle ouverte, il est bien évident qu'il faut, en contrepartie que sa précision soit plus grande. Mais pour obtenir ce résultat, on doit disposer d'une grande amplification afin que l'appareil de commande puisse entrer en action dès qu'il existe un très faible écart entre la grandeur commandée et la grandeur de référence. Or, un système bouclé à gain élevé est instable. Dès sa mise en service, il est soumis à des oscillations d'amplitudes

croissantes susceptibles de provoquer de graves dommages au matériel si les dispositifs de sécurité ne fonctionnent pas à temps pour interrompre les commandes.

Dans d'autre cas, les systèmes tout en étant stable, peuvent posséder une stabilité insuffisante. Alors on dit qu'un système est stable lorsque celui – ci tend à revenir à son état d'équilibre permanent quand on lui applique une perturbation de court durée. Il est important de noter que, si la précision d'un système dépend de la sollicitation d'entrée, la stabilité en revanche est totalement indépendante de cette sollicitation. En définitive, un asservissement doit posséder un certain degré de stabilité. [12]

2-4.1. Stabilité:

Un système asservi est stable si et seulement si sa fonction de transfert en boucle fermée ne possède aucun pôle à partie réelle positive. [14]

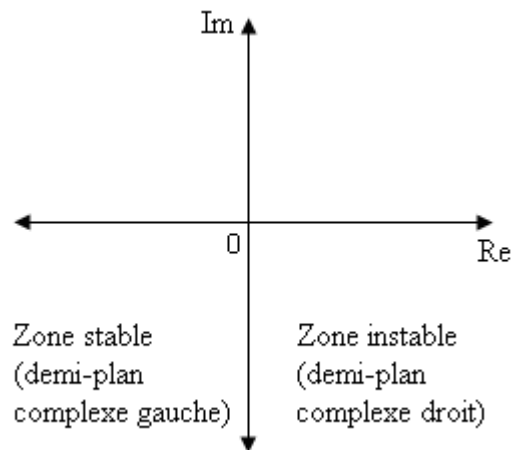


Fig.III.3. Zones de stabilité et d'instabilité.

Cas particuliers

Si un système possède

- Un ou plusieurs pôles à partie réelle positive, il est instable.
- Aucun pôle à partie réelle positive, il est stable.
- Un pôle situé à l'origine du plan complexe, ou une ou plusieurs paires de pôles imaginaires purs, il est marginalement stable. [15]

2.4.2. Rapidité:

En règle générale, un système a une rapidité satisfaisante s'il se stabilise à son niveau constant en un temps jugé satisfaisant.

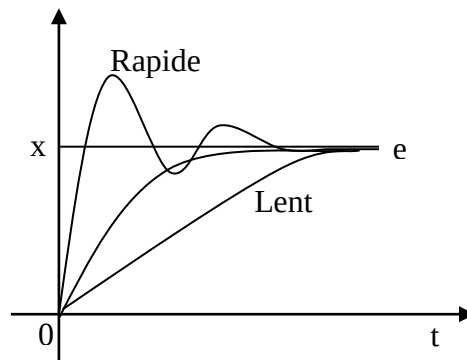


Fig.III.4. Rapidité d'un système asservi.

2.4.3. Précision :

La précision d'un système est définie à partir de l'erreur, entre la grandeur de consigne et la grandeur de sortie, on distingue la précision statique qui caractérise la limite de l'erreur au bout d'un temps infini pour une entrée donnée, c'est à dire le régime permanent et la précision dynamique qui tient compte des caractéristiques d'évolution du système en régime transitoire.

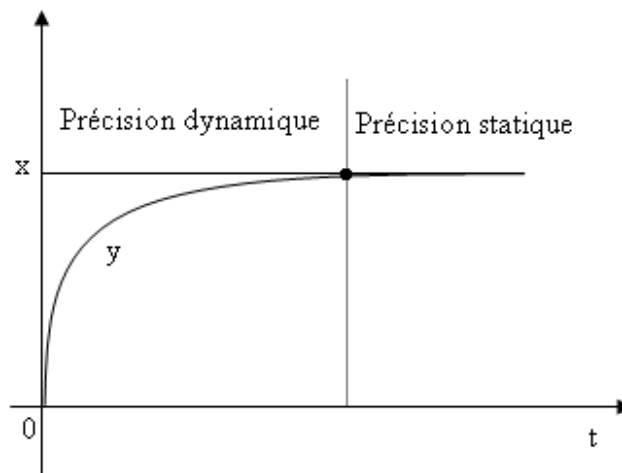


Fig.III.5. Précision d'un système asservi.

3. Régulation

3.1. Définition

Pour effectuer un certain travail avec des performances données, le système doit être asservi. Le premier rôle de régulateur d'un système de régulation est d'obliger les grandeurs asservies (sortie de système) à conserver des valeurs aussi proches que possible de celles que l'on considère comme idéales. Ces valeurs idéales ou, théoriques, sont à leur tour des fonctions des grandeurs d'entrées du système (référence) et de perturbations. [16]

Généralement les systèmes de commande sont à boucle fermée qui consiste en une commande à rétroaction puisque c'est le moyen le plus commode de réaliser les relations désirées entre l'entrée et la sortie des systèmes, ce qui permet une compensation interne des imprécisions et les dérivées des caractéristiques du système.

3.2. Fonction d'un régulateur

On ne demande pas seulement à un régulateur de faire concorder la valeur de la variable primaire, par exemple la vitesse, avec une grandeur de référence, mais encore de remplir un certain nombre de fonctions, nécessaires au bon comportement des machines :

1/ Limitation de grandeurs critiques :

Comme le courant ou la tension d'induit ; si la valeur limite de la variable secondaire est atteinte, le système de régulation abandonne le contrôle de la variable primaire et se consacre à la surveillance de la variable secondaire, en la maintenant à sa valeur de limitation.

2/ Commande précise des variables :

De façon à éviter une rapidité excessive dans leurs évolutions; par exemple, le contrôle du gradient de courant dans un induit est une nécessité pour obtenir une bonne commutation, et par suite pour maintenir les collecteurs en bon état.

3/Transfert sans à-coup d'un mode de commande à un autre :

Ainsi la commutation de la régulation de vitesse avec limitation de courant à la régulation du courant doit se faire sans brutalité,

4/ ajustement et optimisation aisées d'une boucle de commande :

Indépendamment des autres, cela est indispensable pour la période de mise en service, et aussi dans le cas où l'on serait amené à changer un régulateur, ou même à modifier ses fonctions. [16]

4. Amplificateur opérationnel

Le symbole d'un amplificateur opérationnel est représenté à la figure (III.1) possède une entrée 'moins' (-) et une entrée 'plus' (+). Une tension appliquée entre l'entrée (-) et le point zéro, avec l'entrée (+) reliée à ce point zéro, provoque, en plus de l'amplification une inversion de signe sur la tension de sortie v_s par contre, une tension appliquée entre l'entrée et le point zéro, auquel est reliée l'entrée (-), est amplifiée sans inversion de signe. [17]

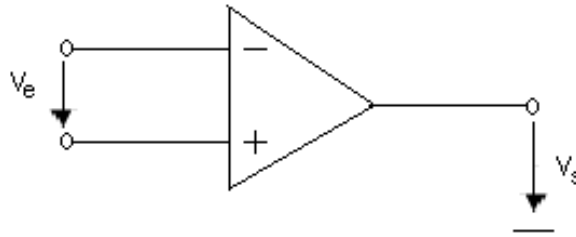


Fig.III.6. symbole d'un amplificateur opérationnel.

5. Les régulateurs (correcteurs)

Les systèmes asservis peuvent présenter des défauts, tel que :

Une précision insuffisante, une mauvaise stabilité, un temps de réponse trop lent, un dépassement trop important. Il est donc souvent nécessaire d'intégrer dans le système asservi un réseau correcteur, dont l'objectif est d'améliorer un ou plusieurs de ces différents paramètres.

Le correcteur permet alors d'améliorer les caractéristiques de précision, de stabilité et de rapidité du système et il est nécessaire de l'introduire dans la boucle de commande. [12]

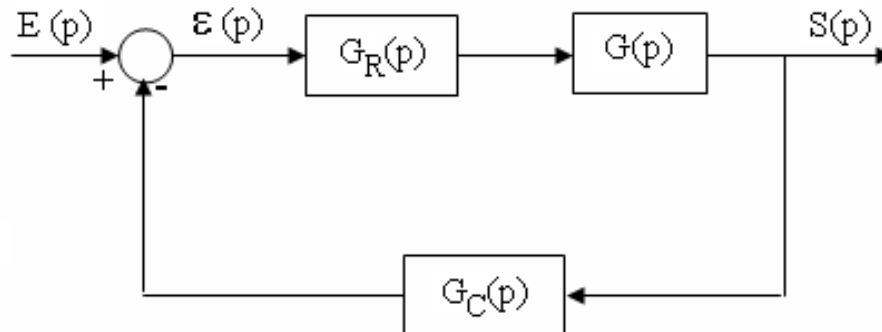


Fig.III.7. Commande d'un système avec correcteur.

5.1. Les Différents régulateurs

En pratique, on distingue plusieurs types de régulateur:

5.1.1. Régulateur Proportionnel [P].

Le régulateur proportionnel, ou régulateur P, a une action simple et naturelle, puisqu'il construit une commande $u(t)$ proportionnelle à l'erreur $e(t)$.

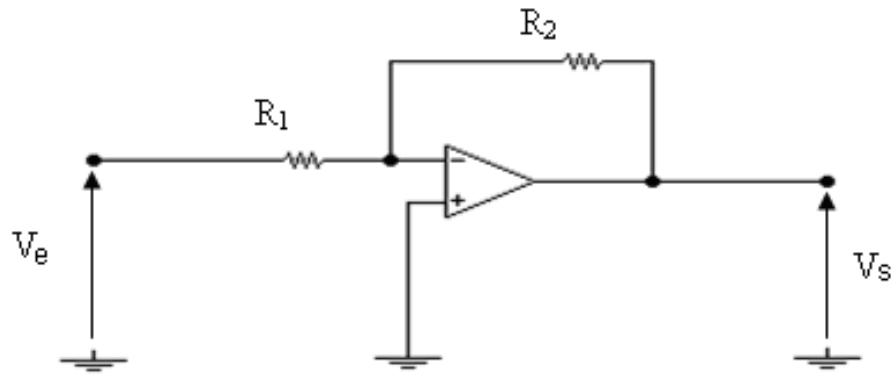


Fig.III.8. Circuit du correcteur proportionnel [P].

La fonction de transfert de ce régulateur s'écrit :

$$\left[\begin{array}{l} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = R_2 \end{array} \right] \Rightarrow G_R(p) = -\frac{V_s(p)}{V_e(p)} = \frac{R_2}{R_1} = K_p \quad (\text{III.4})$$

Le correcteur proportionnel est un simple amplificateur de gain réglable $G_R(p) = K_p$ qui à pour mission de modifier le gain statique initial du système. [14]

Un tel régulateur effectue l'opération de multiplication du signal de sortie par coefficient K_p , de plus il inverse le signal à la sortie. Sa réponse indicielle est représentée sur la figure suivante. [13]

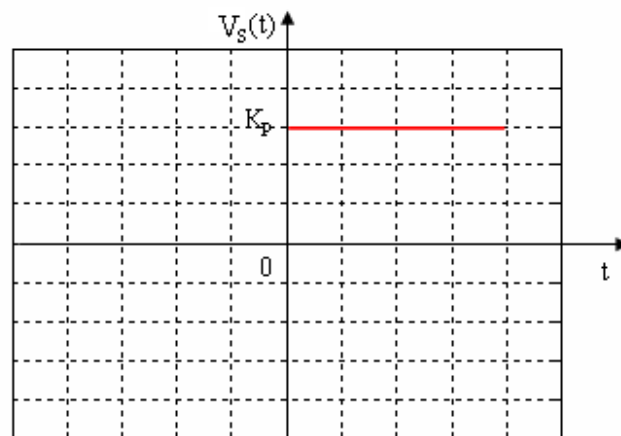


Fig.III.9. La réponse indicielle du régulateur [P].

Si $K_p < 1$: autrement dit s'il s'agit d'un atténuateur, on améliore la stabilité du système et on diminue son dépassement en boucle fermée. En revanche, la rapidité et la précision sont dégradées.

Si $K_p > 1$: on améliore la rapidité et la précision du système en boucle fermée mais on diminue la stabilité (ce qui peut aller jusqu'à rendre le système instable) et on accroît son dépassement. [14]

5.1.2. Régulateur intégral [I].

Dans ce régulateur le signal de sortie est proportionnel à l'intégral du signal d'entrée (erreur).

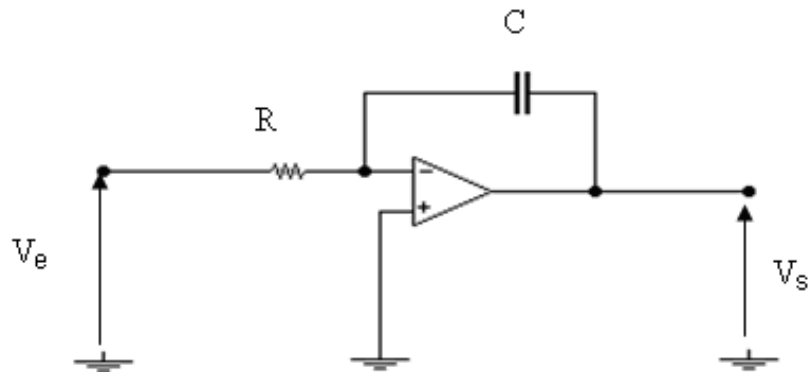


Fig.III.10. Circuit du correcteur intégral [I].

D'après le circuit du régulateur on obtient sa fonction de transfert :

$$\left[\begin{array}{l} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = 1/Cp \end{array} \right] \Rightarrow G_R(p) = -\frac{V_s(p)}{V_e(p)} = \frac{1}{RCp} \quad (\text{III.5})$$

Où :

$$T_i = RC$$

Donc :

$$G_R(p) = \frac{1}{T_i p} \quad (\text{III.6})$$

Où :

T_i : est appelée la constante du temps d'intégration.

La réponse indicielle pour intégrateur idéal sera : [13]

$$V_s(t) = \frac{1}{T_i} \int V_e(t) dt$$

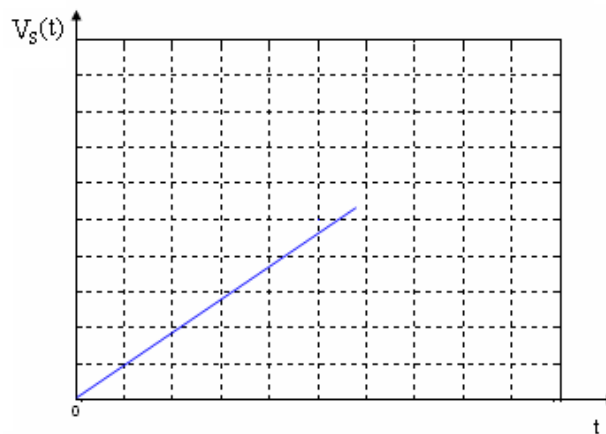


Fig.III.11. La réponse indicielle du régulateur [I].

En régime statique, il élimine l'écart entre consigne et mesure, et en dynamique il diminue la rapidité et augmente l'instabilité du système. [14]

5.1.3. Régulateur différentiateur (dérivateur) [D].

Dans ce régulateur le signal de sortie est proportionnel à la dérivée du signal d'entrée (erreur).

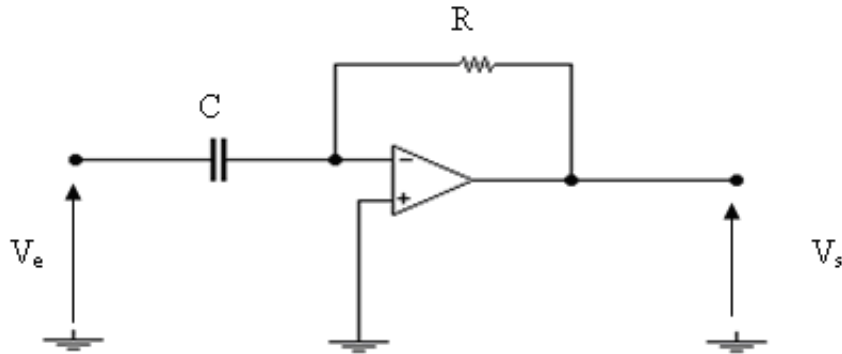


Fig.III.12. Circuit du correcteur dérivateur [D].

D'après le circuit du régulateur on obtient sa fonction de transfert :

$$\left[\begin{array}{l} Z_1 = 1/Cp \\ Z_2 = R \end{array} \right] \Rightarrow G_R(p) = -\frac{V_s(p)}{V_e(p)} = RCp \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$$T_d = RC$$

Donc :

$$G_R(p) = T_d p \quad (\text{III.8})$$

Où :

T_d : constante du temps

La réponse indicielle pour un dérivateur idéal sera :

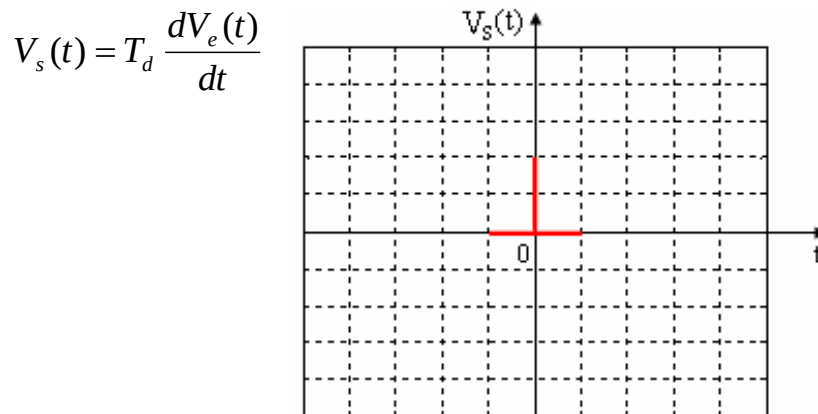


Fig.III.13. La réponse indicielle du régulateur dérivateur [D].

Généralement, les actions un intégrale et dérivée ne s'emploient jamais seules mais combinaison avec l'action proportionnelle. En régime dynamique il améliore la rapidité du système. [13]

5.1.4. Régulateur proportionnel intégral [PI].

Le régulateur PI est le régulateur le plus utilisé en pratique où ses contributions à la précision mais aussi à la robustesse du système asservi sont particulièrement appréciées. [18]

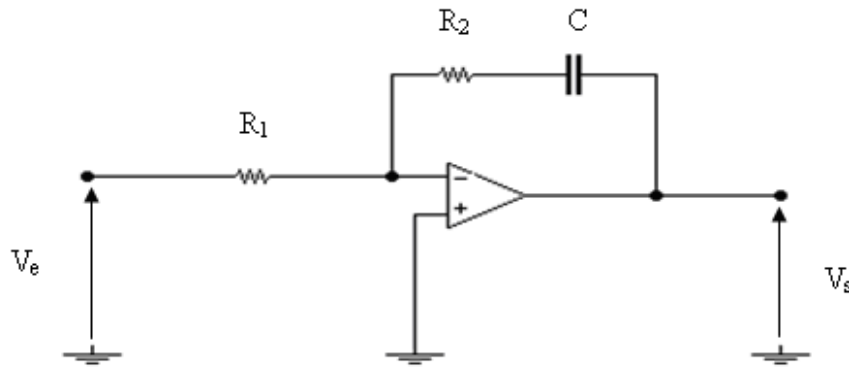


Fig.III.14. Circuit du correcteur proportionnel intégral [PI].

La fonction de transfert d'un tel régulateur s'écrit :

$$\left[\begin{array}{l} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = R_2 + (1/Cp) \end{array} \right] \Rightarrow G_R(p) = -\frac{V_s(p)}{V_e(p)} = \frac{R_2 Cp + 1}{R_1 Cp} = \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{R_1 Cp} \quad (\text{III.9})$$

Où :

$$\frac{R_2}{R_1} = K_P$$

$$R_1 C = T_i : \text{La constante d'intégration}$$

On obtient :

$$G_R(p) = K_P + \frac{1}{T_i p} \quad (\text{III.10})$$

Ce régulateur résulte d'une combinaison en un régulateur proportionnel et un régulateur intégrateur. Sa réponse indicielle est représentée sur la figure suivante. [13]

$$V_s(t) = K_P V_e(t) + \frac{1}{T_i} \int V_e(t) dt$$

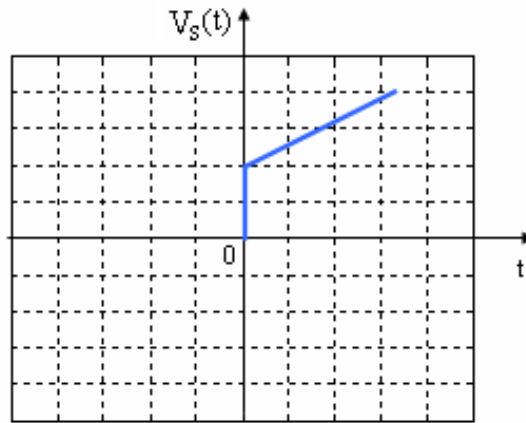


Fig.III.15. La réponse indicielle du régulateur [PI].

- l'avantage principal du régulateur PI, son action I permettant d'annuler une erreur statique.
- L'inconvénient du régulateur PI augmente ainsi le risque d'instabilité. [15]

5.1.5. Régulateur proportionnel-dérivateur [PD].

Le régulateur Proportionnel- Dérivateur est la combinaison de deux actions de base P et D. grâce l'action D apporte une amélioration notable du comportement dynamique, accélération la vitesse de réaction du régulateur aux moindres variations de l'erreur. [15]

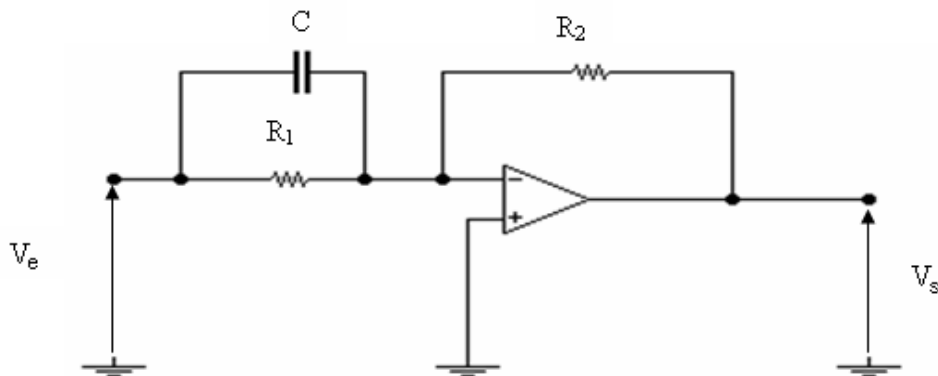


Fig.III.16. Circuit du correcteur proportionnel dérivateur [PD].

La fonction de transfert de ce régulateur est déterminée par la relation suivante :

$$\left[\begin{array}{l} Z_1 = \frac{R_1}{1 + R_1 C p} \\ Z_2 = R_2 \end{array} \right] \Rightarrow G_R(p) = -\frac{V_s(p)}{V_e(p)} = \frac{R_2}{R_1} (1 + R_1 C p) \quad (\text{III.11})$$

Où :

$$\frac{R_2}{R_1} = K_p : \text{Gain}$$

$$R_1 C = T_d : \text{Constante du temps}$$

On obtient :

$$G_R(p) = K_p + T_d p \quad (\text{III.12})$$

la réponse indicielle pour un tel régulateur est représentée sur la figure suivante. [13]

$$V_s(t) = K_p V_e(t) + T_d \frac{dV_e(t)}{dt}$$

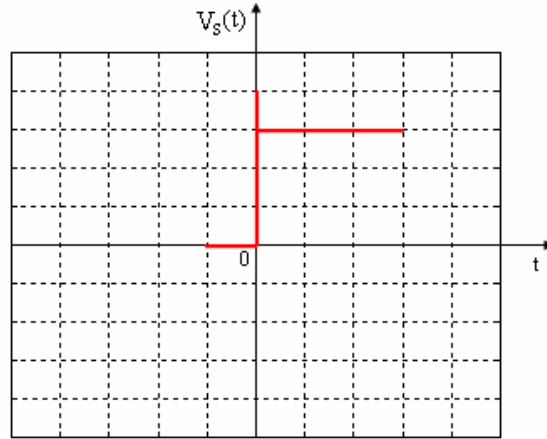


Fig.III.17. La réponse indicielle du régulateur [PD].

5.1.6. Régulateur proportionnel-intégral-dérivateur [PID].

Le régulateur Proportionnel-Integral-Dérivateur est la combinaison des trois actions de base P, I et D. Grâce au terme I, il permet l'annulation d'une erreur statique tout en autorisant grâce à l'action D des performances de rapidité supérieures à celles d'un régulateur PI. [15]

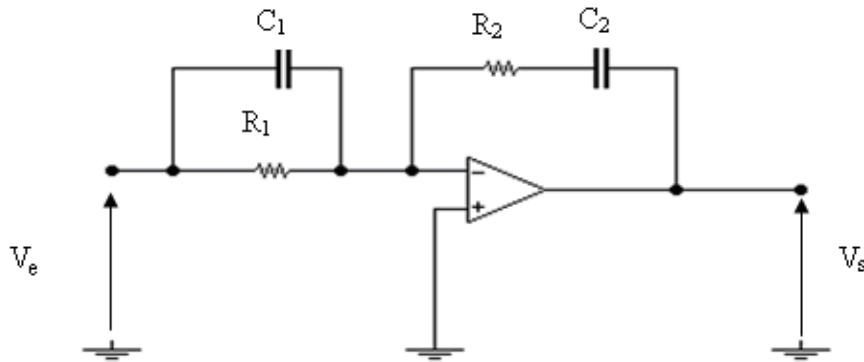


Fig.III.18. Circuit du correcteur Proportionnel-Integral-Dérivateur [PID].

La fonction de ce régulateur s'écrit :

$$\left[\begin{array}{l} Z_1 = \frac{R_1}{1 + R_1 C_1 p} \\ Z_2 = \frac{1 + R_2 C_2 p}{C_2 p} \end{array} \right] \Rightarrow G_R(p) = - \frac{V_s(p)}{V_e(p)} = \frac{(1 + R_2 C_2 p)(1 + R_1 C_1 p)}{R_1 C_2 p} \quad (\text{III.13})$$

$$G_R(p) = \frac{R_2 C_2 + R_1 C_1}{R_1 C_2} + R_2 C_1 p + \frac{1}{R_1 C_2 p} \quad (\text{III.14})$$

Où :

$$K_p = \frac{R_2 C_2 + R_1 C_1}{R_1 C_2} : \text{gain}$$

$$\left. \begin{array}{l} R_2 C_1 = T_d \\ R_1 C_2 = T_i \end{array} \right\} \rightarrow \text{Représentent les constantes du temps}$$

Finalement la fonction de transfert s'écrit :

$$G_R(p) = K_p + \frac{1}{T_i p} + T_d p$$

La réponse indicielle d'un régulateur PID est représentée sur la figure suivante : [13]

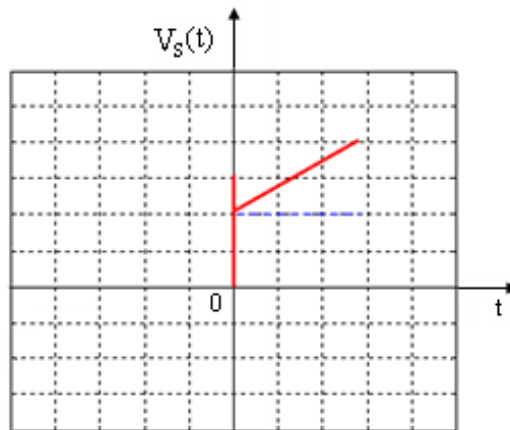


Fig.III.19. La réponse indicielle du régulateur [PID].

5.2. Le régulateur en cascade

Un système de régulation en cascade comporte un régulateur individuel pour chacune des variables contrôlées.

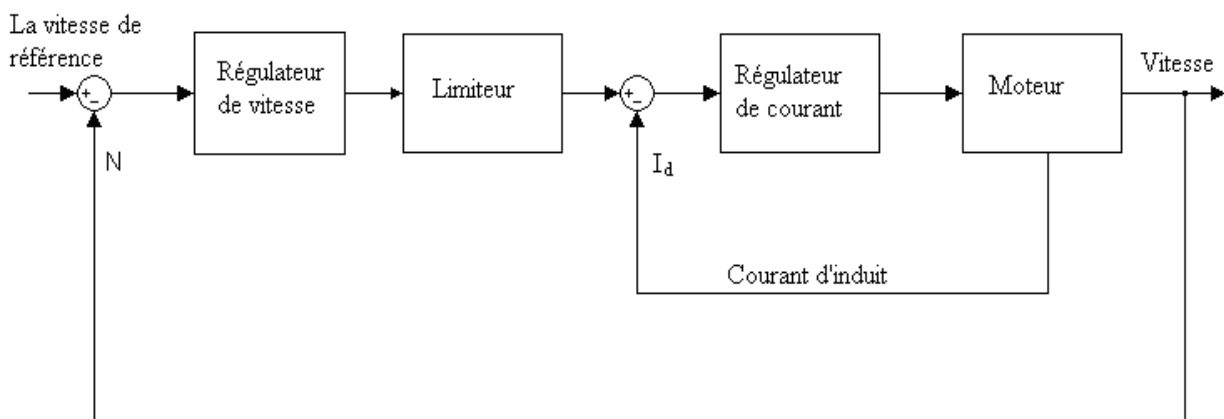


Fig.III.20. Régulation en cascade.

La variable asservie principale (vitesse) est régulée par une boucle extérieure. La sortie du régulateur de vitesse sert d'entrée, c'est-à-dire de référence au régulateur de la boucle intérieure (courant) .En limitant la sortie de régulateur externe de vitesse on limite donc la référence du régulateur de courant. [16]

6. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, une certaine définition pour les systèmes linéaires asservis et les différents types de régulateur et leur performance, qui doit un système satisfaire pour avoir un bon fonctionnement.

L'identification des systèmes de régulateur est d'obliger les grandeurs asservies, comme la sortie du système.

1. Introduction

Les moteurs à courant continu à excitation séparée sont utilisés depuis longtemps dans les systèmes d'entraînement électrique de vitesse et de position. Le moteur à courant continu peut développer un couple électromagnétique important ainsi qu'une large gamme de vitesse. A cause du découplage entre le couple électromagnétique et le flux, la commande est beaucoup plus simple que celle des moteurs à courant alternatif fortement couplés.

L'architecture fonctionnelle d'un dispositif de commande d'un moteur à courant continu à flux constant sert de concept directeur pour la commande des machines à courant alternatif.

2. Présentation du système

La machine à courant continu est à flux constant c-à-d que le courant d'induit I_a représente une image directe du couple. D'autre part, du fait de l'orthogonalité entre les deux armatures (flux axe d, I_a axe q), en négligeant l'effet de la *RMI*, on peut supposer qu'il y a aucune interférence entre les deux axes d'autant plus si le flux est maintenu constant

$$C_{em} = \Phi_{d_0} \cdot i_a = k \cdot i_a, \quad k \text{ Constante} \quad (\text{IV.1})$$

Par conséquent, le contrôle du couple devient possible par le contrôle du courant de l'armature. Le contrôle du couple est dans l'ordre d'avoir une commande moins sensible à la variation de la charge mécanique. L'avantage du contrôle du couple par le courant est d'éviter la mesure du couple de charge qui reste toujours problématique, car la tendance actuelle dans la recherche est d'essayer d'éviter tout capteur mécanique, même celui de la vitesse, à ce moment aussi bien le couple que la vitesse sont donnés par algorithme, i.e. par calcul, à partir des grandeurs électriques mesurables. Ainsi, on parle d'estimateur ou d'observateur du couple ou de vitesse, ou parfois de flux. La formule (IV.1) constitue un estimateur simple du couple, toute la dynamique du couple est référée à celle du courant d'induit I_a .

- Le système représenté dans la figure (IV.1), est un système de commande en cascade avec deux boucles imbriquées. La boucle interne est celle du contrôle du couple via le courant. La boucle externe est celle du contrôle de vitesse.
- Allant de la dynamique naturelle de la machine (constante de temps électrique est très petite par rapport au constante de temps mécanique), la boucle interne doit être aussi rapide en réponse que la boucle externe. En effet, cette dernière permet de donner une référence constante à la boucle interne.
- Le problème posé est : connaissant les modèles mathématiques de la machine et du convertisseur, éventuellement les modèles du filtre et capteurs, on s'intéressera à

déterminer les régulateurs de vitesse et du couple afin de satisfaire normalement un cahier de charge prédéfini.

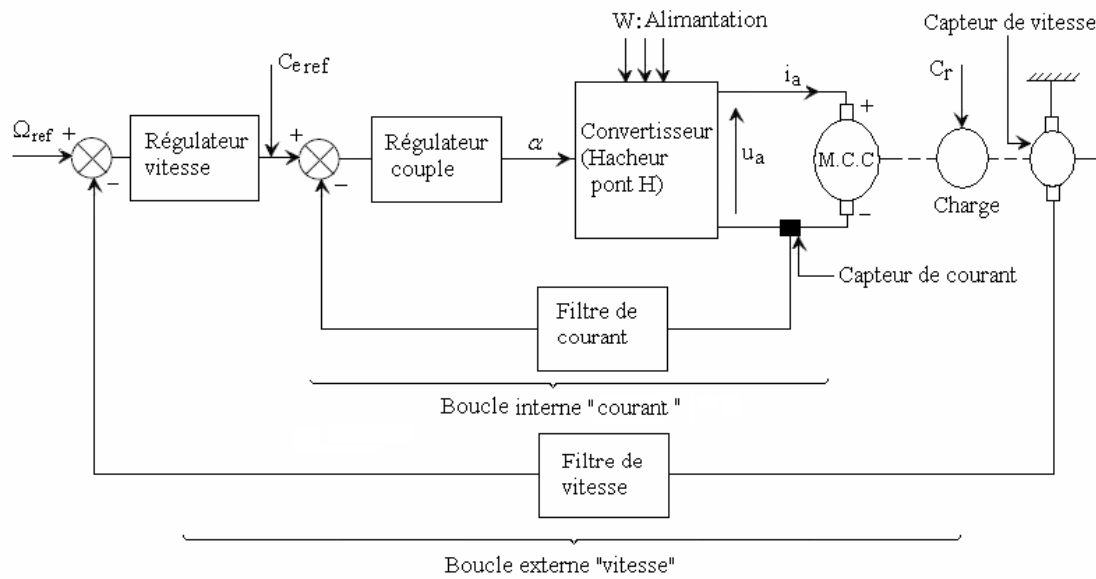


Fig.IV.1 Système de commande d'un moteur à CC

3. Modélisation de la machine à courant continu

La figure (IV.2) qui représente la modélisation de la machine à courant continu.

3.1. Transfert de la boucle interne

$$I_a = I_a(u_a, c_r)$$

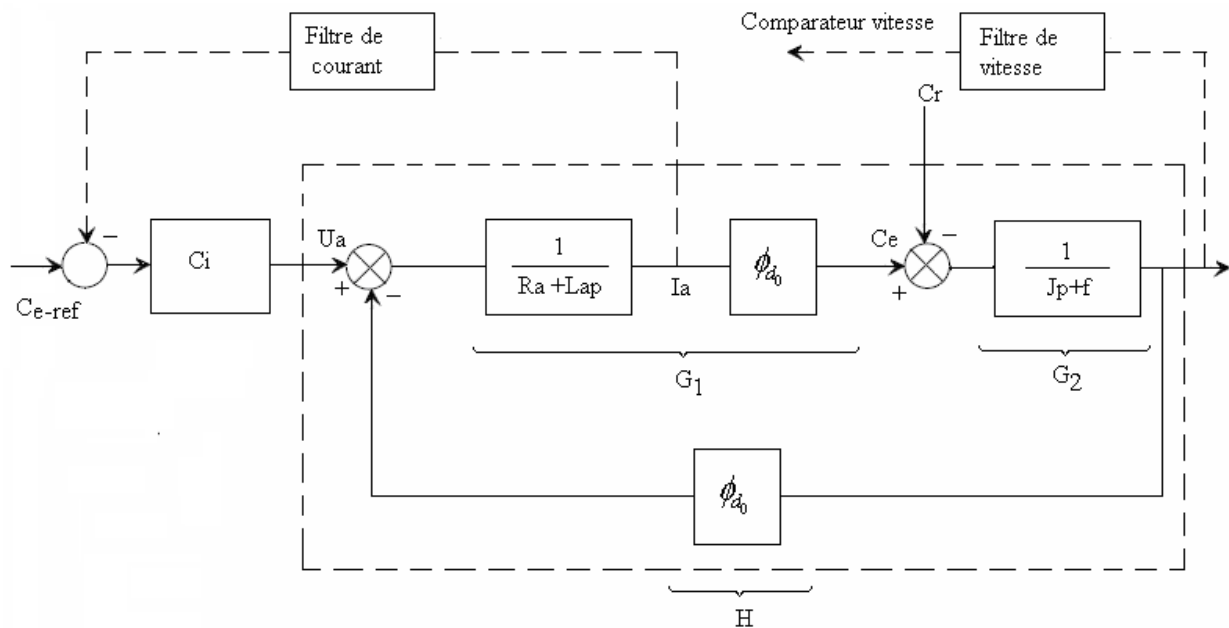


Fig.IV.2 Schéma bloc qui représenté la modélisation de la machine à c.c.

- On sait déjà que $\Omega = \frac{G_1 G_2}{1 + G_1 G_2 H} U_a - \frac{G_2}{1 + G_1 G_2 H} C_r$. (IV.2)

Sachant que $\Omega = (C_e - C_r)G_2$, il vient que :

$$(C_e - C_r)G_2 = \frac{G_1 G_2}{1 + G_1 G_2 H} U_a - \frac{G_2}{1 + G_1 G_2 H} C_r \quad \forall G_2.$$

Tout calcul, on aboutit à $C_e = \underbrace{\frac{G_1}{1 + G_1 G_2 H}}_{\Delta} U_a + \underbrace{\frac{G_1 G_2 H}{1 + G_1 G_2 H}}_{\Delta} C_r$ (IV.3)

Or $C_e = \phi_{d_0} I_a \Rightarrow I_a = \underbrace{\frac{G_1 / \phi_{d_0}}{\Delta}}_{F_{Ai}} U_a + \underbrace{\frac{G_1 G_2 H / \phi_{d_0}}{\Delta}}_{F_{Pi}} C_r = I'_a + I''_a$ (IV.4)

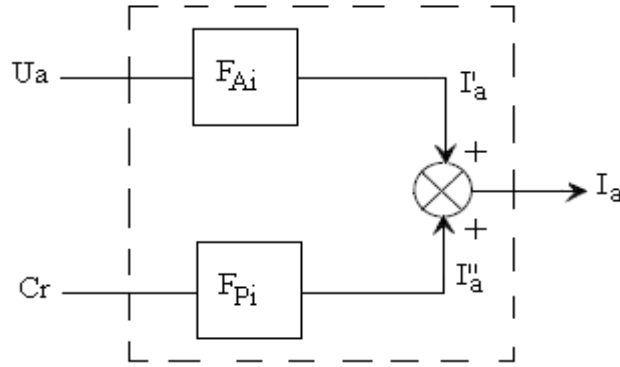


Fig.IV.3 Modèle électrique M.C.C une par l'induit.

F_{Ai} : Fonction de transfert liée à l'alimentation, i.e. poursuite.

F_{pi} : Fonction de transfert liée à la perturbation, i.e. régulation.

Après substitution

$$F_{Ai} = \frac{Jp + f}{(Jp + f)(R_a + L_a p) + \Phi_{d_0}^2} ; \quad F_{pi} = \frac{\Phi_{d_0}}{(Jp + f)(R_a + L_a p) + \Phi_{d_0}^2}.$$

$$\Delta = (Jp + f)(R_a + L_a p) + \Phi_{d_0}^2 = 0. \quad (IV.5)$$

3.2. Exemple pratique de machine à courant continu :

On donne $R_a = 1\Omega$; $L_a = 4mH$; $J = 0.05kg.m^2$; $\Phi_{d_0} = 1Nm/A$.

M.C.C : $3kW$; $V_{nom} = 220V$; $I_{a-max} = 20A$ (d'une manière continue), $f = 0$; amortissement négligeable.

$$\Delta(p) = L_a Jp^2 + JR_a p + \Phi_{d_0}^2$$

Un calcul approximatif donne :

$$\delta = J^2 R_a^2 - 4\Phi_{d0}^2 L_a J \Rightarrow p_{1,2} = 1/2 \left(-\frac{R_a}{L_a} \pm \frac{R_a}{L_a} \sqrt{1 - 4 \underbrace{\frac{L_a \Phi_{d0}^2}{J R_a^2}}_{\varepsilon}} \right).$$

$$p_1 \approx -\frac{R_a}{L_a} \quad (\varepsilon \ll 1) \Rightarrow \tau_1 = \tau_a = \frac{L_a}{R_a} = 4ms$$

$$p_2 \approx \frac{\Phi_{d0}^2}{J R_a} \Rightarrow \tau_2 = \tau_{mcc} = \frac{J R_a}{\Phi_{d0}^2} = 50ms$$

- Numériquement parfait on a

$$p_1 = -228.07 - 228 \Rightarrow \tau_1 = 4.4 \cdot 10^{-3} s = 4.4ms.$$

$p_2 = -21.922 - 22 \Rightarrow \tau_2 = 4.55 \cdot 10^{-2} s = 4.55ms$. Il est remarqué que τ_1 et τ_2 ne sont pas trop éloignés de τ_a et τ_{mec} .

Donc :

$$\Delta(p) = (1 + 4.4 \cdot 10^{-3} p)(1 + 4.5 \cdot 10^{-2} p).$$

D'où:

$$F_{Ai} = \frac{0.05p}{(1 + 4.4 \cdot 10^{-3} p)(1 + 4.5 \cdot 10^{-2} p)}$$

$$F_{pi} = \frac{1}{(1 + 4.4 \cdot 10^{-3} p)(1 + 4.5 \cdot 10^{-2} p)}$$

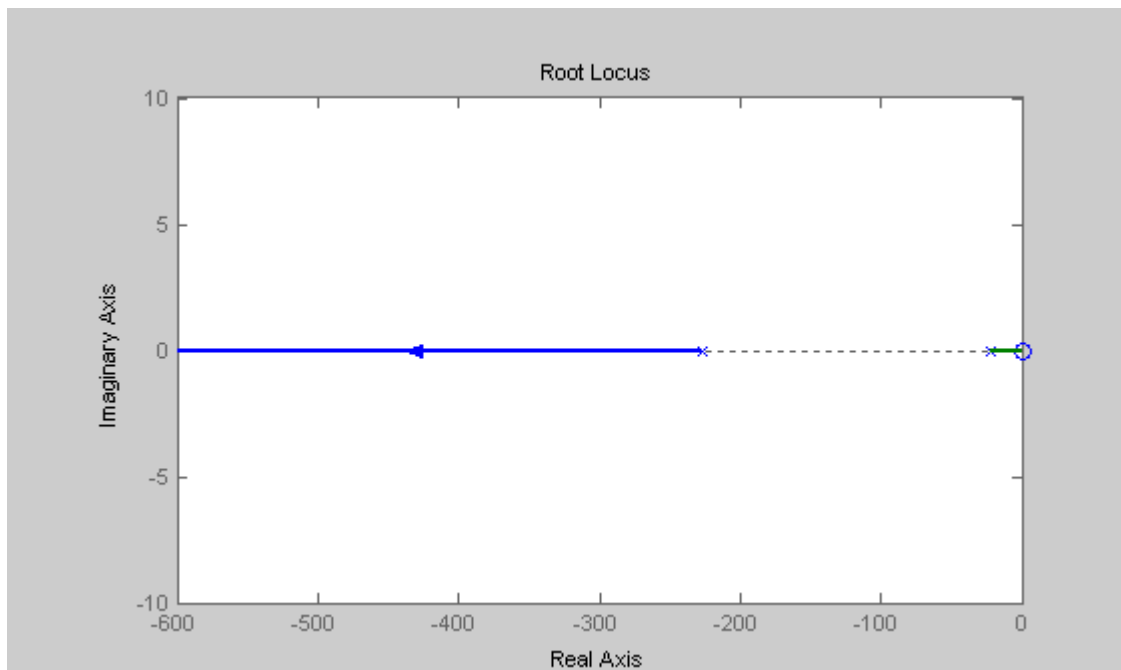


Fig.IV.4. Présentation le lieu de racine spéciaux par I'a (F_{Ai}).

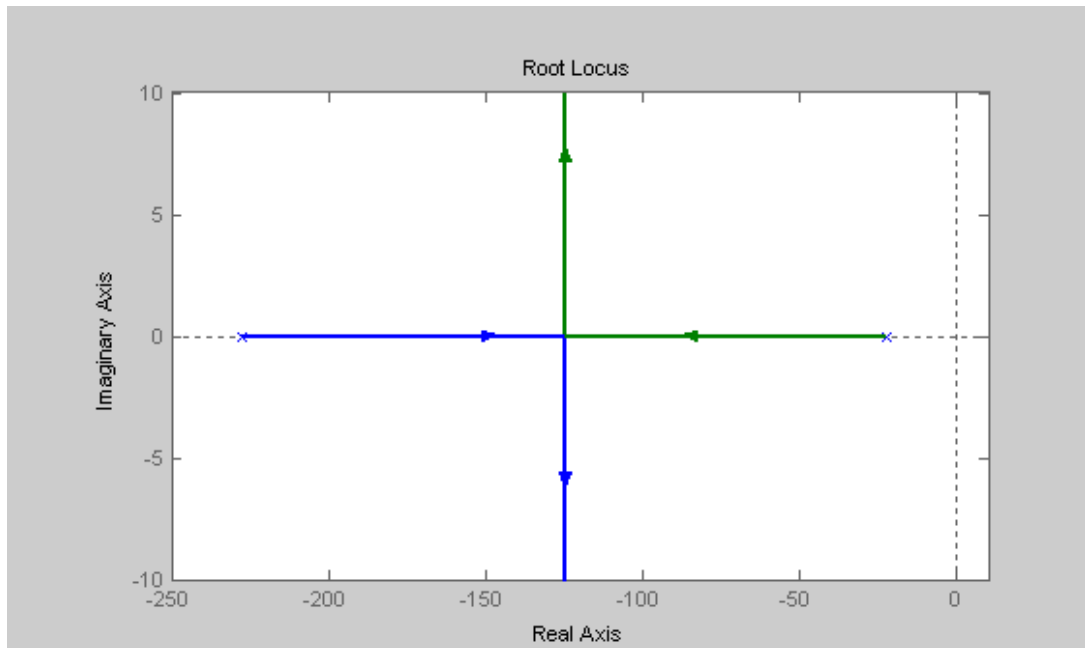


Fig.IV.5. Présentation le lieu de racine spéciaux par I_a'' (F_{pi}).

L'écart entre les modes mécaniques et électriques justifie amplement la séparation des modes ; en prenant le soin de calculer d'abord la boucle interne, ensuite le calcul de la boucle externe.

4. Calcul des régulateurs ou correcteurs

La figure suivante représente les différents types des régulateurs dans le moteur à courant continu.

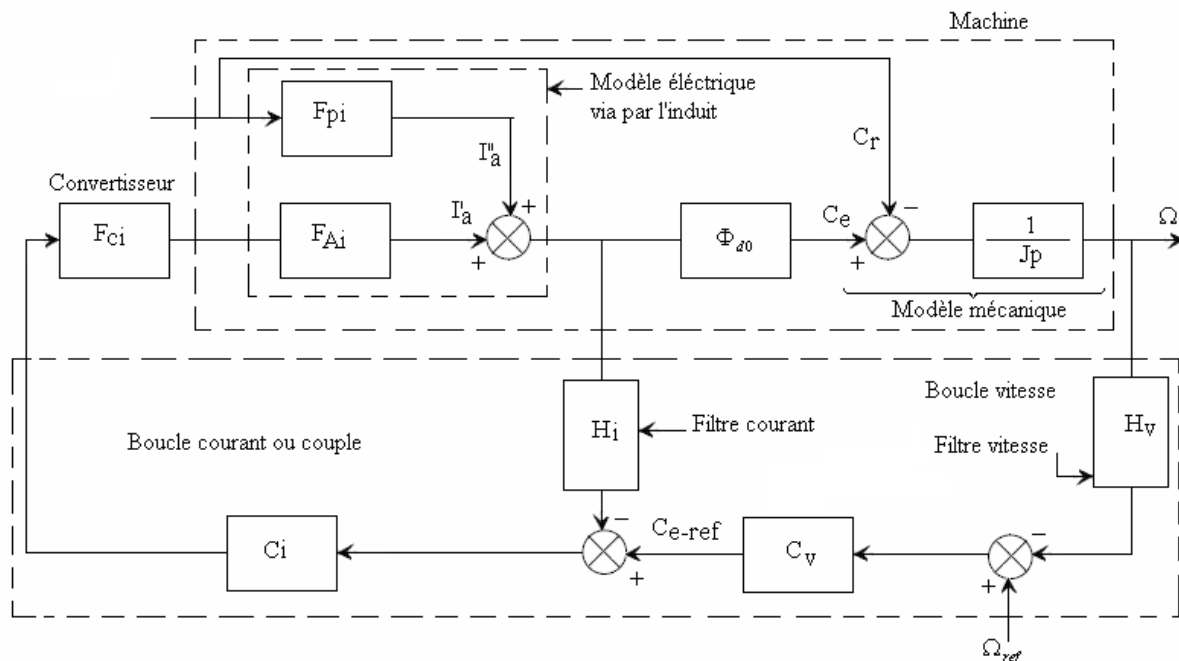


Fig.IV.6. Schéma bloc de commande.

On considère alors :

- Fonction de transfert du convertisseur est pour une fréquence, de commutation de 5kHz ; une alimentation $W=200V$.

$$F_{c(p)} = 200 \frac{1 - 50 \cdot 10^{-6} p}{1 + 50 \cdot 10^{-6} p} \cdot \left(\frac{T_D}{2} = \frac{T}{4} = \frac{1}{20} \text{ ms} = 50 \mu\text{s} \right).$$

- Fonction de transfert du filtre courant et filtre de vitesse. [10]

$$\begin{cases} H_i(p) = \frac{\Phi_{d0}}{1 + \tau_{fi} p} = \frac{1}{1 + 10^{-3} p} \equiv \frac{NH_i}{DH_i} \quad (\tau_{fi} = 1\text{ms}) \\ H_v(p) = \frac{1}{1 + \tau_{fv} p} = \frac{1}{1 + 2 \cdot 10^{-3} p} \quad (\tau_{fv} = 2\text{ms}) \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

- Fonctions de transfert de la machine (données précédemment).

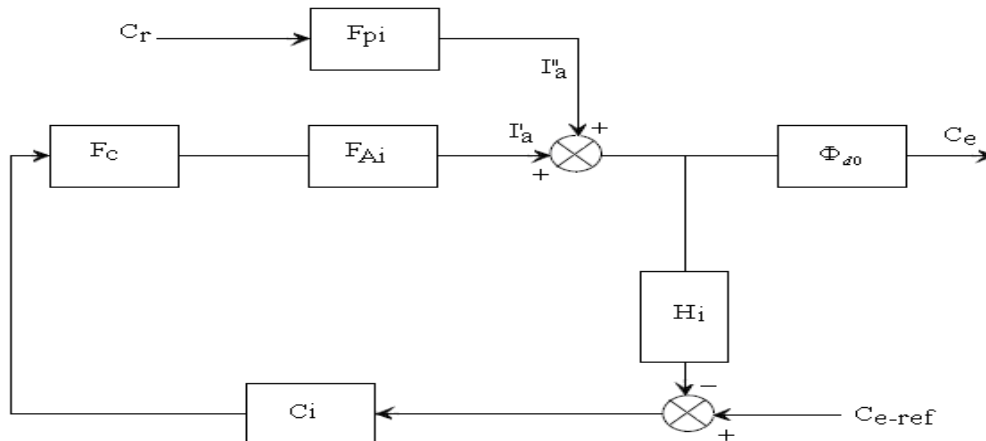
$$F_{Ai} = \frac{0.05 p}{(1 + 4.4 \cdot 10^{-3} p)(1 + 4.5 \cdot 10^{-2} p)} \equiv \frac{N_{Gi}}{D_{Gi}}$$

$$F_{pi} = \frac{1}{(1 + 4.4 \cdot 10^{-3} p)(1 + 4.5 \cdot 10^{-2} p)}$$

On voit d'après le schéma de la figure précédente que C_r , est une entité non mesurable, agit à la fois sur le courant d'induit et sur la mécanique, c'est-à-dire le couple. Les variations de charge (C_r) induisent des variations de courant, qui par l'intermédiaire de C_{e-ref} (résultat du contrôle de vitesse) contrôle le courant à suivre cette même référence (C_{e-ref}). L'essentiel de la boucle de courant est donc de rejeter la perturbation due à C_r (non mesurable pour un contrôle direct). Dans ces conditions, la boucle de courant, évidemment, doit être de dynamique très rapide par rapport à la boucle de vitesse. La vélocité globale du système est référée à la dynamique de la vitesse (mode dominant).

4.1. Calcul de la boucle de courant

On découple la boucle de vitesse, le système devient.



Que l'on peut mettre sous la forme classique normalisée.

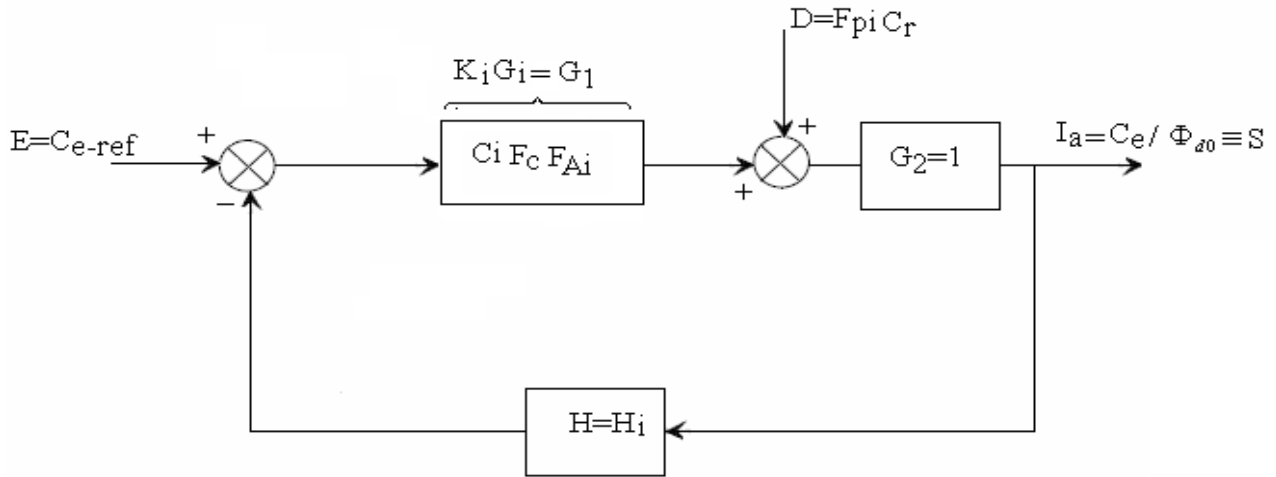


Fig.IV.7. Schéma fonctionnel de la boucle de courant.

On tire donc

$$I_a = \frac{C_e}{\Phi_{d0}} = \frac{G_1 G_2}{1 + G_1 G_2 H} C_{e-ref} + \frac{G_2}{1 + G_1 G_2 H} D. \quad (IV.7)$$

Où donc

$$I_a = \frac{K_i G_i}{1 + K_i G_i H_i} C_{e-ref} + \frac{1}{1 + K_i G_i H_i} F_{pi} C_r.$$

Alors :

$$\frac{C_e}{C_{e-ref}} = \Phi_{d0} \frac{K_i N_{G_i} D_{H_i}}{D_{G_i} D_{H_i} + K_i N_{G_i} N_{H_i}} = g_{1i} \quad (IV.8)$$

$$\frac{C_e}{C_r} = \Phi_{d0} \frac{D_{G_i} D_{H_i}}{D_{G_i} D_{H_i} + K_i N_{G_i} N_{H_i}} F_{pi} = g_{2i} \quad (IV.9)$$

Avec :

$$G_i = \frac{N_{G_i}}{D_{G_i}} \text{ et } H_i = \frac{N_{H_i}}{D_{H_i}}$$

N et D étant numérateur et dénominateur de la fonction de transfert dans la forme de bode, i.e. $\prod_{i=1}^n (1 + \tau_i p)$, K_i devient le gain de boucle, dans la forme de bode, permettant le réglage dans la boucle.

Nous souhaitons avoir les performances suivantes:

- En poursuite, l'idéal c'est d'avoir quelque soit p , $C_{e-ref} \equiv C_e$, particulièrement $g_{1i}(0) = g_{1i0}$ = gain statique tend vers 1 en boucle fermée et que la réponse soit la plus rapide possible, c à d, pôles dominant rapide ou suffisamment éloigné de l'axe des imaginaires.

- En régulation, l'idéal c'est d'avoir quelque soit p , $\left. \frac{C_e}{C_r} \right| \equiv 0$, un transfert nul, c'est-à-dire il n'y a aucune perturbation ne passe. Particulièrement, avec l'absence de zéros qui pourront accentuer l'effet de la perturbation.

$$\text{En poursuite } g_1(0) = \frac{K_i \Phi_{d0}}{1 + K_i} \rightarrow 1 \Leftrightarrow K_i \rightarrow \infty.$$

$$\text{En régulation } g_2(0) = \frac{\Phi_{d0}}{1 + K_i} \rightarrow 0 \Leftrightarrow K_i \rightarrow \infty.$$

Par conséquent, le réglage du gain K_i sera effectué en poursuite, qu'une condition suffisante.

L'analyse à priori de $g_{1i}(p)$ et $g_{2i}(p)$:

$$g_{1i} = \frac{C_e}{C_{e-ref}} = \frac{K_i N_{G_i} D_{H_i}}{\underbrace{K_i N_{G_i} N_{H_i} + D_{G_i} D_{H_i}}_{\Delta'(p)}} = \underbrace{\frac{K_i N_{G_i} D_{H_i}}{\Delta'(p)}}_{\text{Évidemment aura à changer avec le}}$$

placement de pôle désiré.

$$g_{1i} = \frac{K_i 0.05 p (1 + 10^{-3} p) N_{F_{Ci}} N_{C_i}}{\Delta'(p)}$$

$$g_{2i} = \frac{C_e}{C_r} = \frac{D_{G_i} D_{H_i}}{\Delta'(p)} F_{pi} = \frac{(1 + 4.4 \cdot 10^{-3} p)(1 + 4.5 \cdot 10^{-2} p)(1 + 10^{-3} p)}{\Delta'(p)} \times \frac{D_{C_i} D_{F_{Ci}}}{(1 + 4.4 \cdot 10^{-3} p)(1 + 4.5 \cdot 10^{-2} p)}$$

L'observation de $g_{1i}(p)$, montre que le processus est dérivateur. Donc pour ramener le contrôle au gain K_i seulement, il est essentiel de compenser cette dérivation par un intégrateur pur en chaîne directe. Par conséquent, pour avoir un gain statique en boucle fermée proche de l'unité, K_i doit être élevé avec un polynôme $\Delta(p)$ caractéristique à pôle dominant rapide.

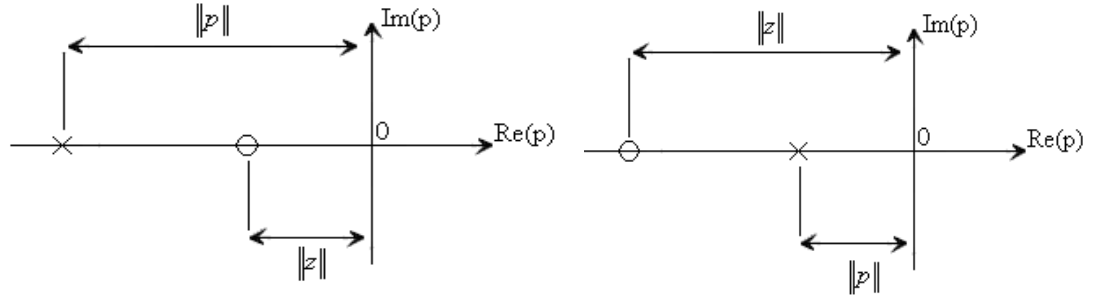
$$g_{1i} = \frac{K_i (0.05 p)(1 + 10^{-3} p)}{\Delta' p} \times N_{C_i} \times N_{F_{Ci}}$$

L'observation de $g_{2i}(p)$

$$g_{2i} = \frac{(1 + 10^{-3} p) D_{C_i} D_{F_{Ci}}}{\Delta'(p)} = \frac{1 + 10^{-3} p}{\Delta(p)}$$

- Effet des zéros sur la dynamique

Sous compensation si $\|z\| > \|p\|$



Surcompensation si $\|z\| < \|p\|$

Sous compensation si $\|z\| > \|p\|$

Fig.IV.8. Effet des zéros sur la dynamique

Si $\|z\| < \|p\|$, c'est régime transitoire à éviter car engendrant des dépassement fort et important.

- Dans $g_{2i}(p)$, nous remarquons bien que le produit $D_{G_i} D_{H_i}$ simplifie bien F_{pi} , car $F_{pi} = \frac{1}{D_{G_i} D_{H_i}}$. D'autre part, le dénominateur (si PI est pris en considération) sera également simplifié. Ensuite le zéro apporté par le dénominateur $F_{Ci}(p)$ sera suffisamment éloigné (porte à -20000 rad/s). Ainsi dire pour éviter les cas de la surcompensation ($\|z\| < \|p\|$), il sera exiger à ce que les zéro introduit par le pôle du filtre $(1+10^{-3}p)$ soit suffisamment inférieur aux pôles choisis de la nouvelle équation caractéristique $\Delta'(p) = 0$. Donc avec l'atténuation des zéros, la meilleure régulation possible reste dans le choix d'un K_i élevé.

4.1.1. Choix du correcteur $C_i(p)$

Tout se ramène à la poursuite, c'est-à-dire la fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO).

$$T(p) = K_i G_i(p) H_i(p) \quad (\text{IV.10})$$

$$\text{Or } T(p) = F_{Ai} F_{ci} C_i H_i \quad \text{Avec correcteur et convertisseur} \quad (\text{IV.11})$$

Etude à priori sans le convertisseur c'est-à-dire $F_{ci}(p)=1$.

$$T'(p) = F_{Ai} [C_i] H_i = \frac{0.05p}{(1 + 4.4 \cdot 10^{-3} p)(1 + 45.5 \cdot 10^{-3} p)(1 + 10^{-3} p)} [C_i] \quad (\text{Forme de Bode}).$$

Forme d'Evans équivalente sera donc, avec omission de tout facteur multiplicatif.

$$T'(p) = \frac{p}{(p + 228)(p + 22)(p + 1000)} [C_i(p)].$$

Discutons maintenant l'apport de $[C_i(p)]$. Pour cela l'analyse sera faite par le lieu d'Evans avec les différents choix du $C_i(p) = \left\{ k, \frac{k}{p}, k \frac{1 + \tau_i p}{\tau_i p} \right\}$.

A- Système avec correction proportionnelle $C_i(p) = k$

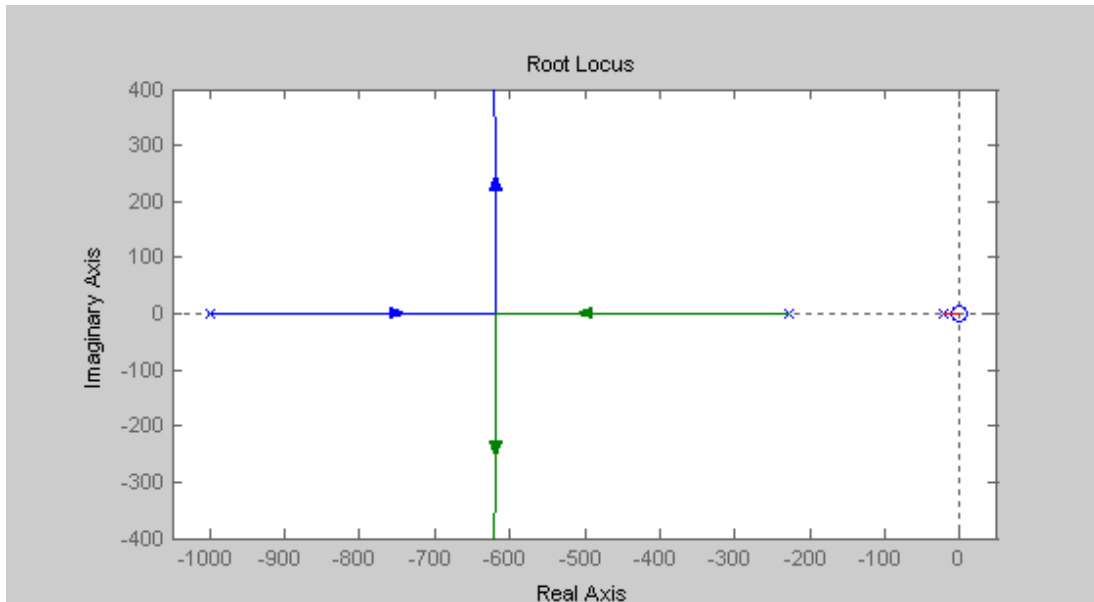


Fig.IV.9. Lieu d'Evans avec correction proportionnelle.

Dans le cas où $C_i(p) = k$, on a un effet du zéro surcompensation à éviter.

B- Système avec correction intégrale $C_i(p) = \frac{k}{p}$

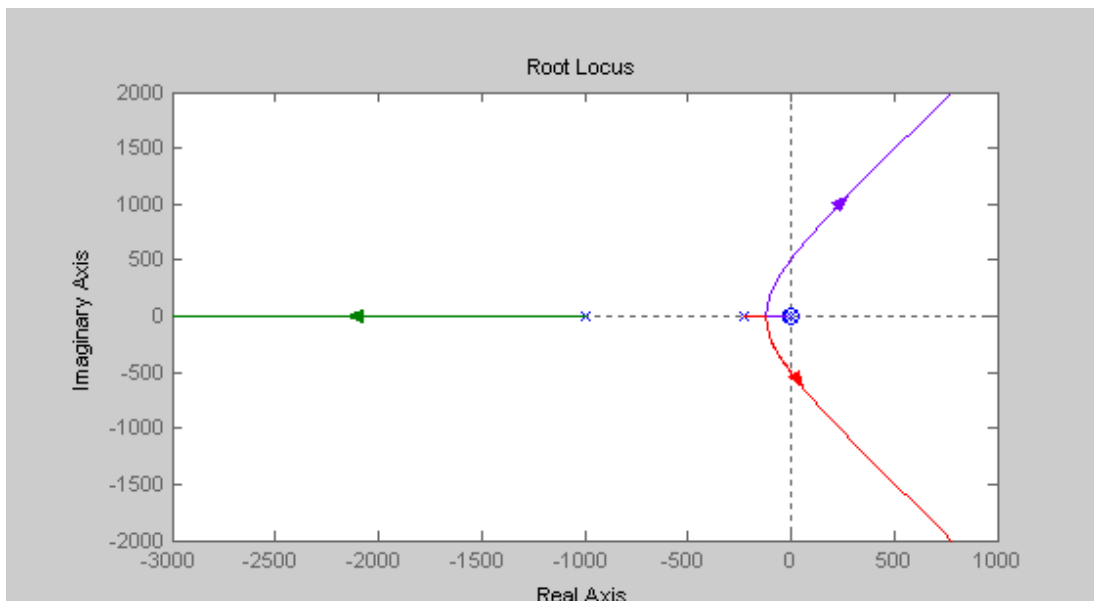


Fig.IV.10. Lieu d'Evans avec correction intégrale.

Dans ce cas $C_i(p) = \frac{k}{p}$; action intégrale compensant, l'effet du zéro de point de

branchement à $\xi=1$ ayant une dynamique lente, de toute évidence incompatible avec la rapidité exigée par la boucle de courant. D'autre le gain de boucle ne peut être si élevé car les deux pôles sont rapprochés.

C- Système avec correction proportionnelle intégrale avec compensation du pôle mécanique

$$C_i(p) = k \frac{1 + \tau_i p}{\tau_i p}$$

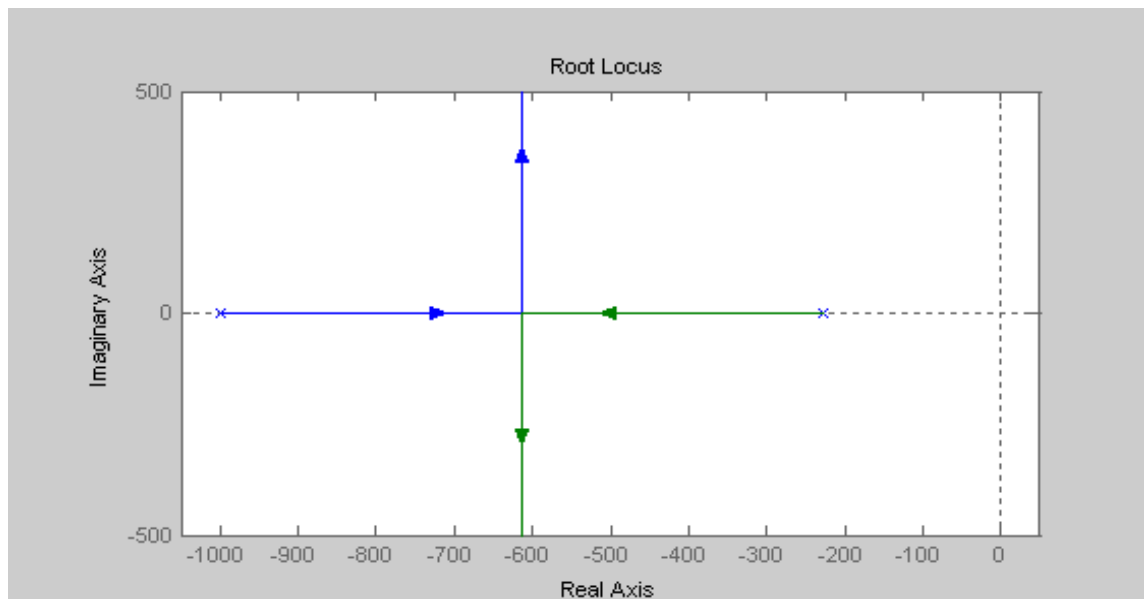


Fig.IV.11. Lieu d'Evans de PI avec compensation du pôle mécanique.

Dans ce cas C où $C_i(p) = k \frac{1 + \tau_i p}{\tau_i p} = PI$, avec compensation du pôle mécanique et du zéro.

Il y a migration du lieu vers les modes les plus rapides. Le gain de boucle K_i est aussi relativement faible au cas qui va suivre.

D- Système avec correction proportionnelle intégrale avec compensation du pôle électrique

$$C_i(p) = k \frac{1 + \tau_i p}{\tau_i p}$$

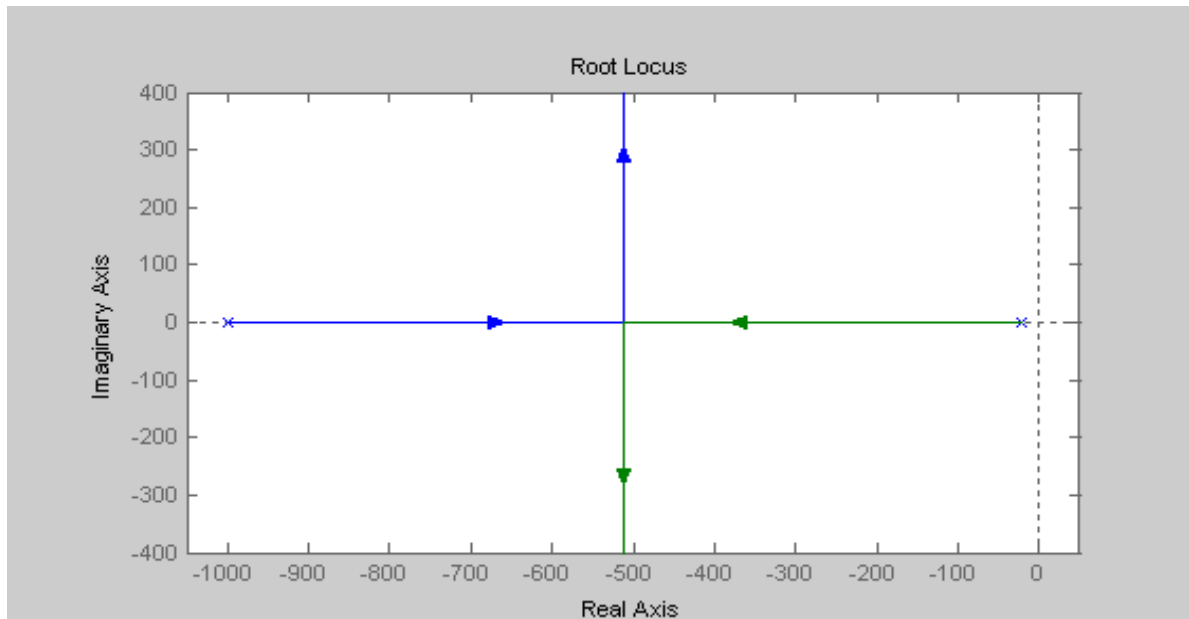


Fig.IV.12. Lieu d'Evans de PI avec compensation du pôle électrique.

Dans ce cas D où $C_i(p) = k \frac{(1 + \tau_i p)}{\tau_i p} = \text{PI}$, avec compensation du pôle électrique et du zéro. La dynamique devient médium par rapport aux deux cas B et C. Mais cette fois-ci avec un grand gain de boucle k . Car à $\xi=1$ entre (-22 et -1000), la mi-distance est bien grande relativement aux cas précédents, c'est donc la solution optimale à considérer.

4.1.2. Effet du convertisseur

$T(p)$ Devient (Dans le cas D)

$$T'(p) = \underbrace{\left[\frac{200 \times 0.05K}{4.4 \cdot 10^{-3}} \right]}_{\text{Gain statique} = K \text{ Bode}} \frac{(1 - 50 \cdot 10^{-6} p)}{(1 + 4.5 \cdot 10^{-2} p)(1 + 10^{-3} p)(1 + 50 \cdot 10^{-6} p)}$$

$$\# \frac{-(p - 200)}{(p + 22)(p + 1000)(p + 20000)} \text{ en forme d'Evans avec un gain négatif.}$$

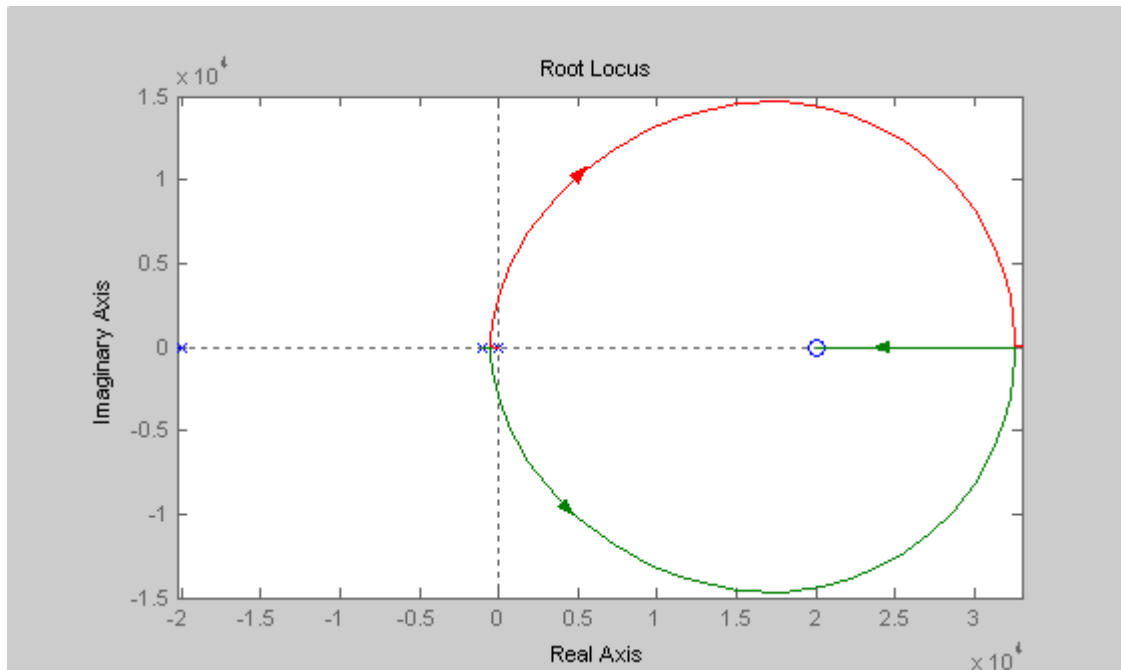


Fig.IV.13. Lieu d'Evans représente le point de branchement dans le cas D.

Le mauvais choix sur le gain de boucle peut manifestement entraîner le système vers l'instabilité. Du moins le choix de la dynamique à $\xi = 1$ amortissement critique est d'essence à matérialiser une marge de stabilité si une variation paramétrique du modèle aurait été de fait.

4.1.3. Calcul du gain de boucle dans le cas "D"

Le point de branchement sera calculé d'après l'équation suivante :

$$\sum_{i=1}^3 \frac{1}{p_i + \sigma_B} = \sum_{i=1}^1 \frac{1}{z_i + \sigma_B} \quad (\text{IV.12})$$

$$\frac{1}{\sigma_B + 22} + \frac{1}{\sigma_B + 1000} + \frac{1}{\underbrace{\sigma_B + 20000}_{\text{effet convertisseur n'a pas un effet notable}}} = \frac{-1}{\sigma_B + 20000} \Rightarrow 2\sigma_B = -1022$$

$$\sigma_B = -511(s^{-1}) \Rightarrow \tau_n = -\frac{1}{\sigma_B} = 2.10^{-3}s = 2 \text{ ms}$$

- Coefficient d'Evans correspondant à $\tau_B = -511s^{-1}$

$$K_{(\text{Evans})} = \frac{\prod p_i}{\prod \sigma_i} = \frac{(1000 - 511) \times (511 - 22) \times (20000 - 511)}{(20000 + 511)} \quad (\text{IV.13})$$

$$K_{(\text{Evans})} = 239121 \text{ Sans convertisseur (avec approximation)}$$

$$K_{(\text{Evans})} = 227206 \text{ Avec convertisseur (sans approximation)}$$

- Coefficient de Bode

Rappel :

$$T(p) = K_{\text{Bode}} \frac{1 + \tau_i p}{(1 + \tau_i p)(1 + \tau_i p)} = \underbrace{\left[\frac{\tau_3}{\tau_1 \tau_2} K_{\text{Bode}} \right]}_{K_{(\text{Evans})}} \frac{p + \frac{1}{\tau_3}}{(p + \frac{1}{\tau_1})(p + \frac{1}{\tau_2})}$$

En général $K_{(\text{Evans})} = K_{(\text{Bode})} \frac{\prod \tau_N}{\prod \tau_D}$

A.N :

$$K_{(\text{Evans})} = 2.39.10^{+5} = \frac{200 \times 0.05 \times k}{4.4.10^{-3} \times 4.5.10^{-2} \times 10^{-3}}$$

D'où

$$k = 4.7 \times 10^{-3} \text{ Sans convertisseur}$$

$$k = 4.54 \times 10^{-3} \text{ Avec convertisseur}$$

Donc

$$C_i(p) = 4.7.10^{-3} \frac{(1 + 4.4.10^{-3})}{4.4.10^{-3}}$$

$$K_i = \text{Gain statique} = K_{\text{Bode}} = K_{(\text{Evans})} \times \prod \tau_D = 2.39.10^{+5} \times 4.5.10^{-2} \times 10^{-3}$$

$$K_i = 10.75 \text{ Sans convertisseur}$$

$$K_i = 10.31 \text{ Avec convertisseur}$$

Gain statique en boucle fermé (BF) $\underbrace{g_{1i0}}_{p \rightarrow 0} = \frac{K_i}{1 + K_i} = \frac{10.31}{1 + 10.31} = 0.91$ qui proche à l'unité à 9%.

Poursuite

$$\underbrace{g_{2i}(p)}_{p \rightarrow 0} = g_{2i}(0) = \frac{1}{1 + K_i} = \frac{1}{1 + 10.31} = 0.088 \ll 1$$

Régulation

4.1.4. Modification du polynôme caractéristique $\Delta'(p)$

$$\Delta'(p) = \underbrace{D_{G_i} D_{H_i} + K_i N_{G_i} N_{H_i}}_{\text{Equation (1)}} \equiv \underbrace{(1 + K_i) [1 + 2\xi \tau_n p + \tau_n^2 p^2] [1 + \tau' p]}_{\text{Equation (2)}} \quad (\text{IV.14})$$

$(1 + K_i)$ Est ajoute car $D_{G_i} = D_{H_i} = N_{G_i} = N_{H_i} = 1$ si $p = 0$

Au point de branchement $\xi = 1; \tau_n = 2.10^{-3} = \frac{1}{511}$

$$\Delta'(p) = 11.31(1 + 2.10^{-3} p)^2 (1 + \tau' p) = 11.31(1 + 2.10^{-3} p)^2 (1 + 50.10^{-6} p).$$

τ' Devrait être calculé par identification $E_{q1} \equiv E_{q2}$, mais du moment que cela correspond à un pôle suffisamment éloigné appartenant à la branche réelle après (-20000), i.e. on peut le prendre sans trop perturber la dynamique du système à $\tau' = 50.10^{-6}$ s

Les nouvelles fonctions de transferts g_{1i} et g_{2i} deviennent:

$$g_{1i} = \frac{C_{e-ref}}{C_e} = \frac{K_i}{\underbrace{1 + K_i}_{0.91}} \frac{(1 + 10^{-3}p)(1 - 50.10^{-6}p)}{(1 + 2.10^{-3}p)^2(1 + 50.10^{-6}p)}$$

$$g_{2i} = \frac{C_e}{C_r} = \frac{D_{G_i} D_{H_i}}{\Delta'(p)} F_{pi} = 0.0856 \frac{1 + 10^{-3}p}{(1 + 2.10^{-3}p)^2(1 + 4.4.10^{-3}p)}$$

Nous remarquons que l'effet du convertisseur est présent, et a de l'effet sur la poursuite et non sur la régulation.

4.2. Contrôle dans la boucle de vitesse

On introduit dans la boucle de vitesse l'équation mécanique

$$\Omega = \frac{1}{Jp} (C_e - C_r) \quad \text{Quelque soit } p \text{ or } C_e = g_{1i}(p)C_{e-ref} + g_{2i}(p)C_r \quad (\text{IV.15})$$

Après substitution de C_e dans Ω , on obtient

$$\Omega = F_{Av}C_{e-ref} + F_{pv}C_r \quad \text{Avec } F_{Av} = \frac{g_{1i}}{Jp}, \quad F_{pv} = \frac{g_{2i} - 1}{Jp}$$

$$\text{A.N : } F_{Av} = 18.2 \frac{(1 + 10^{-3})(1 - 50.10^{-6}p)}{p(1 + 2.10^{-3}p)^2(1 + 50.10^{-6}p)}$$

$$-F_{pv} = \frac{1}{0.05p} \left[-\frac{0.086(1 + 10^{-3}p)}{(1 + 2.10^{-3}p)(1 + 4.4.10^{-3}p)} + 1 \right]$$

$$-F_{pv} = \frac{20}{p} \left[\frac{0.9144 + 8.3144.10^{-3}p + 21.6.10^{-6}p^2 + 17.6.10^{-9}p^3}{1 + 8.4.10^{-3}p + 21.6.10^{-6}p^2 + 17.6.10^{-9}p^3} \right] \# \frac{20}{p}$$

2- Schéma fonctionnel équivalent correction

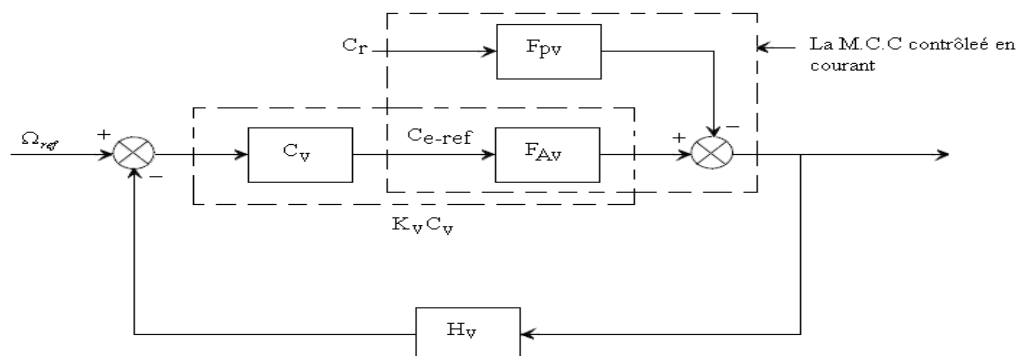


Fig.IV.14. Schéma fonctionnel équivalent et correction.

Avec :

$$F_{Av} = 18.2 \frac{(1+10^{-3}p)(1-50.10^{-6}p)}{p(1+2.10^{-3}p)(1+50.10^{-6}p)}$$

$$F_{pv} = -\frac{20}{p}$$

$$H_v = \frac{1}{1+2.10^{-3}p}$$

Le schéma ci-dessus pourra être mis sous la forme classique normalisée

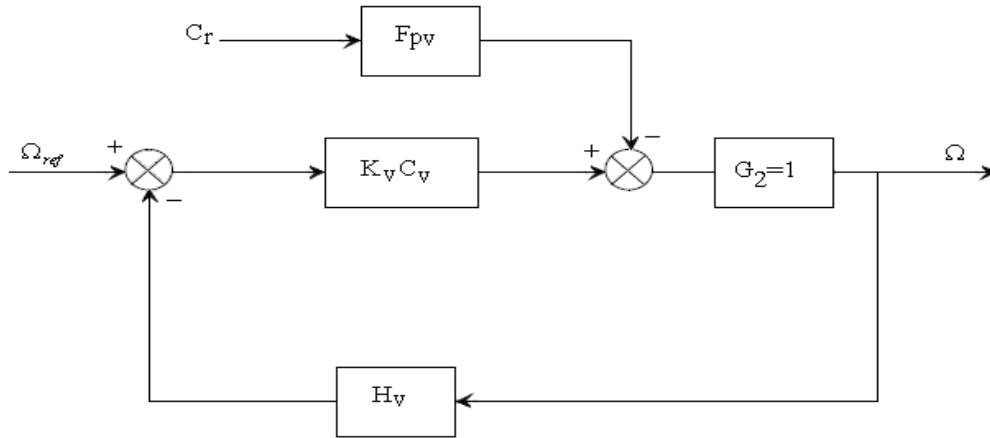


Fig.IV.15. Schéma simplifier le schéma précédent.

$$\text{D'où } \Omega = \underbrace{\frac{K_v G_v}{1 + K_v G_v H_v}}_{g_{1v}} \Omega_{ref} - \underbrace{\frac{1}{1 + K_v G_v H_v}}_{g_{2v}} F_{pv} C_r \quad (\text{IV.16})$$

De même que précédemment, on aura :

$$g_{1v} = \frac{K_v N_{G_v} D_{H_v}}{K_v N_{G_v} N_{H_v} + D_{H_v} D_{G_v}}; \quad g_{2v} = \frac{D_{H_v} D_{G_v}}{K_v N_{G_v} N_{H_v} + D_{H_v} D_{G_v}} \times F_{pv}$$

- La F.T.B.O sans correcteur $C_v(p) \equiv 1$ est (en poursuite)

$$T_v(p) = 18.2 \underbrace{\frac{(1+10^{-3}p)(1-50.10^{-6}p)}{p(1+2.10^{-3}p)^2(1+50.10^{-6}p)}}_{F_{Av}} \times \underbrace{\frac{1}{(1+2.10^{-3}p)}}_{H_v}.$$

Performances souhaitées

- En poursuite, gain statique (BF) strictement unitaire c'est-à-dire sans erreur statique avec comportement à mode dominant proche de d'application désirée. Toutefois, il est noté que les temps de réponses en poursuite ne sont pas trop proches de la dynamique de la boucle de courant et qu'il est aussi impératif de respecter la limite des actionneurs, des filtres et du convertisseur. (l'amortissement est à $\xi = 1$)

- En régulation, le gain statique doit être strictement nul avec l'effet limité des zéro sur compensateurs.

Analyse de F_{Av} , F_{pv} , g_{1v} , et g_{2v}

- F_{Av} , F_{pv} Sont des processus naturellement intégrateur (présence $\frac{1}{p}$).

$$\begin{cases} N_{G_v} = 18.2(1+10^{-3}p)(1-50.10^{-6}p)(N_{um}[C_v]) \\ D_{G_v} = p(1+2.10^{-3}p)^2(1+50.10^{-6}p)(D_{en}[C_v]) \\ N_{H_v} = 1 \\ D_{H_v} = (1+2.10^{-3}p) \end{cases}$$

Au moment que F_{pv} factorise g_{2v} , l'intégration disparaît et le rejet complet de la perturbation ne serait plus possible ($p \rightarrow 0$ en statique) car les pôles de la poursuite sont les zéros de la régulation.

- La FTBO sans correcteur : la même correction utilisée sur la poursuite va servir en régulation.

$$T_v(p) = F_{Av} \cdot H_v = 18.2 \underbrace{\frac{(1+10^{-3}p)(1-50.10^{-6}p)}{p(1+2.10^{-3}p)^2(1+50.10^{-6}p)}}_{F_{Av}} \underbrace{\frac{1}{(1+2.10^{-3}p)}}_{H_v}$$

Si on utilise 1 intégrateur

$$T(p) \approx 18.2k \frac{(1+\tau_i p)(1+10^{-3}p)}{\tau_i p^2 (1+2.10^{-3}p)^3}$$

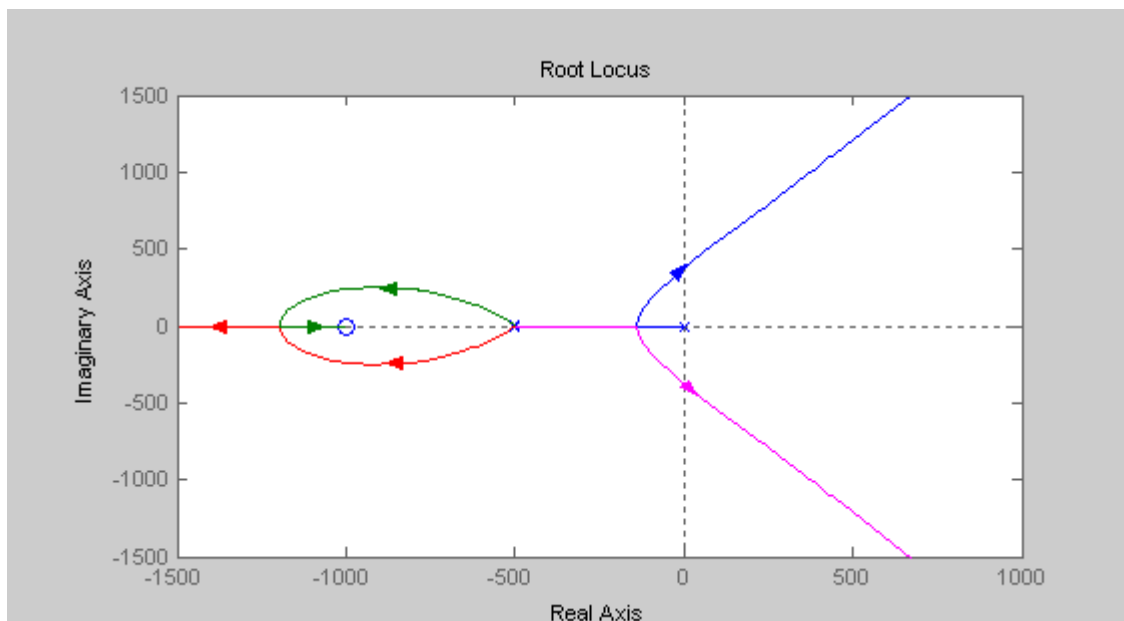


Fig.IV.16. Lieu d'Evans dans la FTBO sans correction.

Sans convertisseur, on a:

$$T(p) = 18.2 \underbrace{\frac{K_v(1+10^{-3}p)}{p(1+2.10^{-3}p)^3}}_{\text{Bode}} = \underbrace{\frac{18.2K_v10^{-3}}{(2.10^{-3})^3}}_{\text{Evans}} \frac{(p+1000)}{p(p+500)^3}$$

$K_{\text{Evans}} = 7.595.10^{+6}$ Le gain correcteur de préréglage sera $K_v = 3.33$.

Le polynôme caractéristique est du quatrième ordre

$$\underbrace{(p+139)^2}_{\text{Pôleschoisis}}(p^2 + ap^2 + b) = \text{Poynôme} = D + K_E N = p(p+500)^3 + 7.595.10^6(p+1000) \quad (\text{IV.17})$$

On trouve $P_1 = P_2 = -139 \Rightarrow \tau = 7.2.10^{-3} \text{ s}$.

$$\left. \begin{array}{l} P_3 = -610 + j130.6 \\ P_4 = -610 - j130.6 \end{array} \right\} \Rightarrow \xi' = \sin \theta = \frac{610}{623} \approx 1$$

$$\omega'_n = \sqrt{610^2 + 130.6^2} \approx 623 \Rightarrow \tau'_n = 1.6.10^{-3} \text{ s}.$$

Les fonctions de transferts de préréglage

- En poursuite $F'_{p_{reg}-v} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref-p_{reg}}} = \frac{K_v F_{Av}}{1 + H_v K_v F_{Av}} = \frac{18.2 K_v N_{F_{Av}} D_{H_v}}{pc - \text{Modifié}} \quad (\text{IV.18})$

$$F'_{p_{reg}-v} = \frac{(1+2.10^{-3}p)(1+10^{-3}p)}{(1+\tau_n p)^2 (1+2\xi'\tau'_n p + \tau_n'^2 p^2)} \times \underbrace{\frac{18.2 K_v}{1+18.2 K_v}}_{\text{Gain statique} \approx 1}$$

$$F'_{p_{reg}-v} = \frac{(1+2.10^{-3}p)(1+10^{-3}p)}{(1+7.2.10^{-3}p)^2 (1+1.6.10^{-3}p)^2}$$

L'absence du statisme dans la régulation g_{2v} passe par la conservation de l'intégration ($\frac{1}{p}$), mais cela supposé introduit par le correcteur de la boucle un zéro

surcompensation (z près de zéro). Cela étant de telle sorte que D_{G_v} serait sans le p . Cette façon de voir les choix engendre l'absence d'intégration dans la chaîne directe et d'autre part le gain statique ne pourrait avoir la valeur unité.

D'autre part, l'introduction d'un PI, engendre une double intégration dans la boucle et ne résoudre pas le problème de g_{2v} , aussi que le lieu d'Evans risque de migrer vers les hautes dynamiques.

Pour toutes ces raisons on essayera de passer à un réglage à deux niveaux :

- Un préréglage proportionnel en se fixant sur un mode dominant à $\xi = 1$; ensuite un réglage définitif de préférence proportionnel intégral.
- Préréglage proportionnel à dynamique rapportée à $\xi = 1$

On cherche la point de branchement : σ_B ? $[C_v(p) = K_v]$ (sans convertisseur)

$$\sum \frac{1}{\sigma_B + p_i} = \sum \frac{1}{\sigma_B + z_i} \Rightarrow \frac{3}{\sigma_B + 500} + \frac{1}{\sigma_B} = \frac{1}{\sigma_B + 1000}$$

$$\Rightarrow 3\sigma_B^2 + 4.10^3\sigma_B + 5.10^5 = 0 \Rightarrow \begin{cases} \sigma_{B_1} = -139.6 \text{ (après } p = 0) \\ \sigma_{B_2} = -1193.7 \text{ (après } z = -1000) \end{cases}$$

- Calcule du $K_{Evans} = \frac{\Pi \sigma_i}{\Pi p_i} = \frac{|139 - 0| \cdot |500 - 139|^3}{|1000 - 139|} = 7.595.10^6$

On remarque que $(1 + 1.6.10^{-3}p)^2 \approx (1 + 2.10^{-3}p)(1 + 10^{-3}p)$

$$F'_{p_{reg-v}} = \frac{1}{(1 + 7.2.10^{-3}p)^2}$$

$$\text{En régulation } \frac{\Omega}{C_r} = -\frac{D_{G_v} D_{H_v}}{(1 + 18.2K_v)P.C_{mod ifie}} \times F_{p_v} = F''_{p_{reg-v}} \quad (\text{IV.19})$$

$$\frac{\Omega}{C_r} = -\frac{p(1 + 2.10^{-3}p)^2(1 + 50.10^{-6}p)(1 + 2.10^{-3}p)}{(1 + 18.2K_v)(1 + 7.2.10^{-3}p)^2(1 + 1.6.10^{-3}p)^2(1 + 50.10^{-6}p)} \times \frac{20}{p}$$

$$F''_{p_{reg-v}} = \frac{\Omega}{C_r} = -0.3275 \frac{1 + 2.10^{-3}p}{(1 + 7.2.10^{-3}p)^2}$$

L'analyse de $F'_{p_{reg-v}}$ et $F''_{p_{reg-v}}$ montre qu'effectivement le gain statique pour la première est égal à l'unité alors que le second n'est pas tout à fait nul avec la présence d'un zéro sous compensateur.

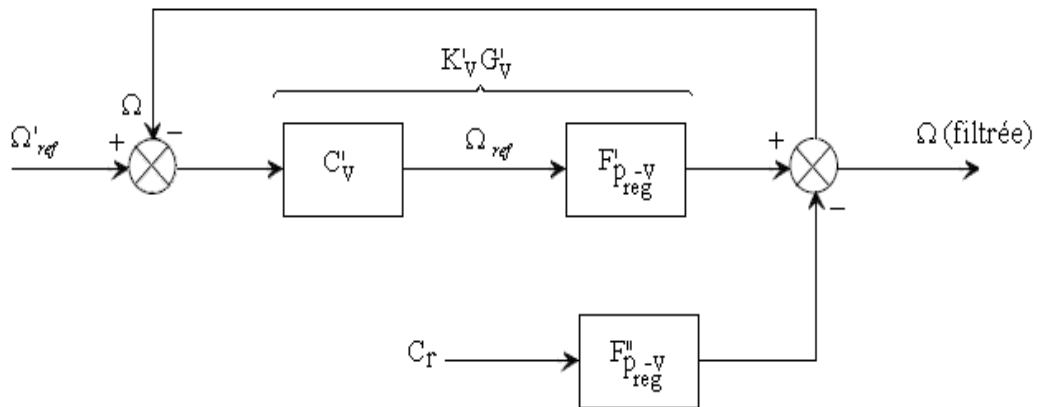


Fig.IV.17. Schéma fonctionnel pour calcul régulateur de vitesse.

D'où, comme précédemment,

$$\Omega = \underbrace{\frac{K'_v N_{G'_v}}{D_{G'_v} + K'_v N_{G'_v}}}_{F_{POUR}} \Omega_{ref} - \underbrace{\frac{D_{G'_v}}{D_{G'_v} + K'_v N_{G'_v}} F''_{p_{reg-v}}}_{F_{REG}} C_r \quad (\text{IV.20})$$

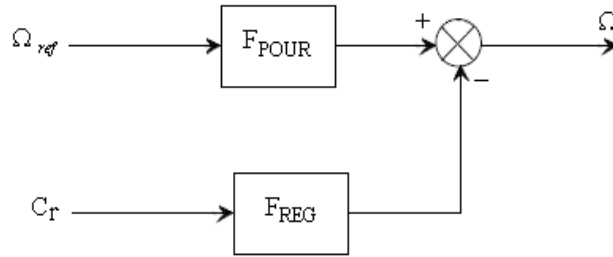


Fig.IV.18 Simplifié le schéma fonctionnel précédent.

L'utilisation d'un PI, donnera un zéro à l'origine à la régulation F_{REG} , c'est à dire au régime permanent F_{REG} tend vers 0 si p tend vers 0.

$$\text{La FTBO } T'_{POUR} = \frac{1}{(1 + 7.2 \cdot 10^{-3})^2} \times \left[\underbrace{\frac{K'_v}{7.2 \cdot 10^{-3} p} \frac{(1 + 7.2 \cdot 10^{-3} p)}{1}}_{\text{PI}} \right].$$

On compense un pôle $-139 = -\frac{1}{7.2 \cdot 10^{-3}}$; par un zéro du PI. Après compensation

T'_{POUR} (corrigée) est d'un système du deuxième ordre fondamental. On place les pôles à $\xi = 1$

$$\text{Alors } K'_{EVANS} = \left| \frac{139}{2} - 0 \right| \cdot \left| \frac{139}{2} - 139 \right| = \left(\frac{139}{2} \right)^2 = 4.83 \times 10^3 ;$$

$$\text{D'autre part } K'_v = K'_{EVANS} (7.2 \times 10^{-3})^2 = 0.25 ;$$

$$\text{Donc PI} = \frac{0.25(1 + 7.2 \cdot 10^{-3} p)}{7.2 \cdot 10^{-3} p}.$$

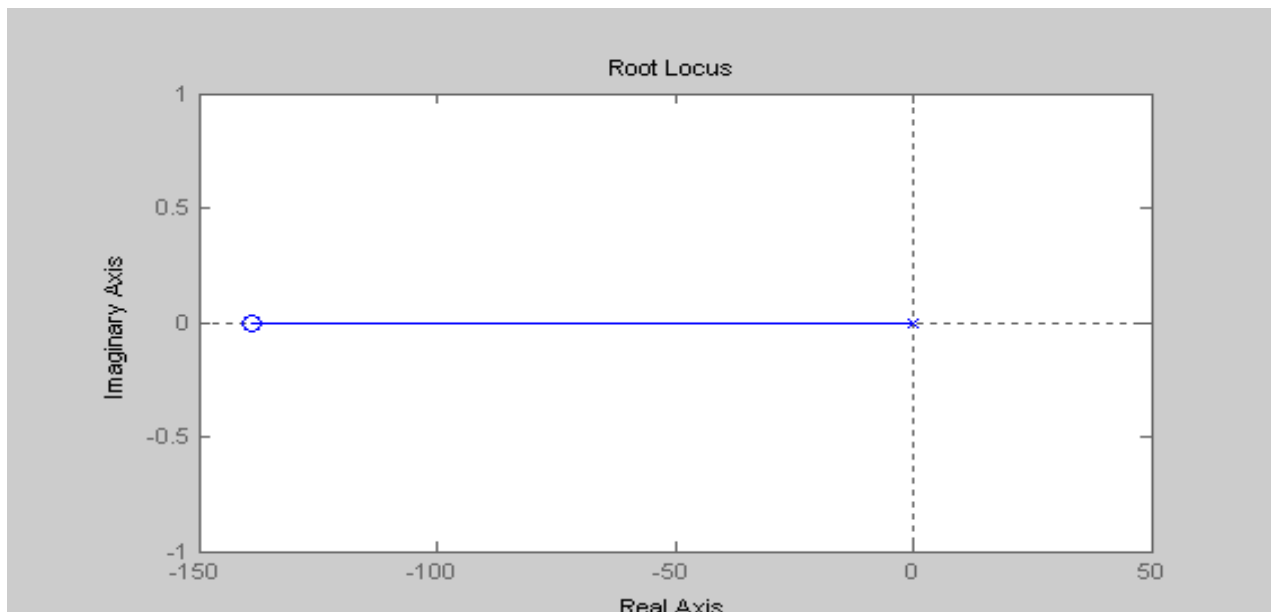


Fig.IV.19. Lieu d'Evans de PI avant la compensation.

Le niveau polynôme caractéristique τ :

$$T'_{POUR}(\text{corrigé}) = \frac{K'_v}{7.2 \cdot 10^{-3}} \frac{1}{p(1 + 7.2 \cdot 10^{-3} p)}$$

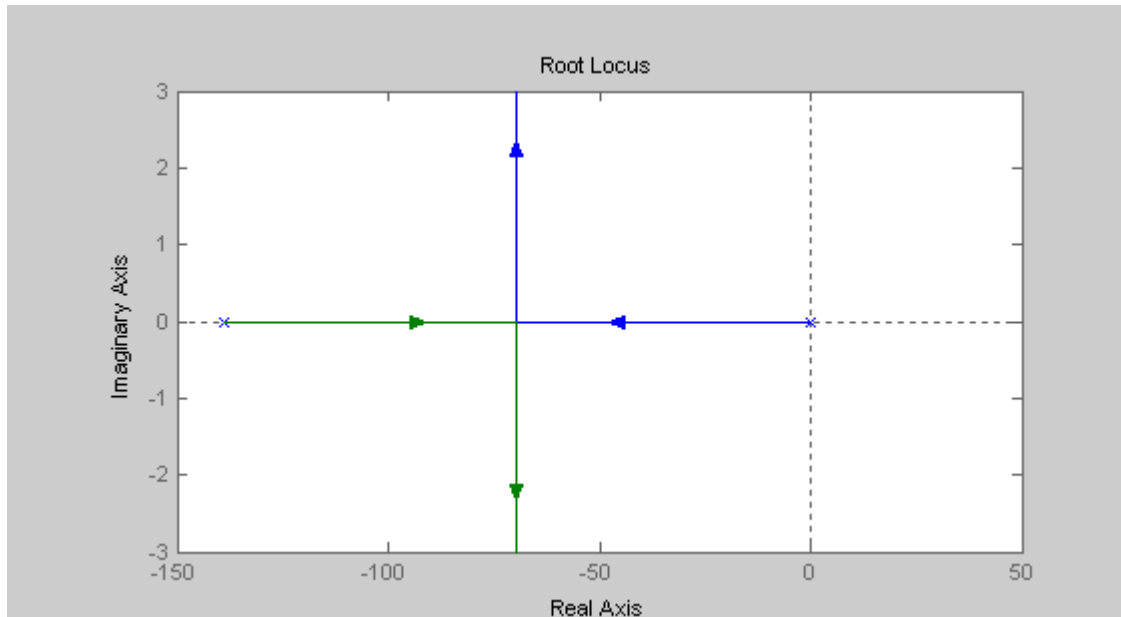


Fig.IV.20. Lieu d'Evans de PI après compensation.

En bouclage unitaire sera :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{35}{7.2 \cdot 10^{-3} p^2 + p + 35} = \frac{1}{1 + 0.286 p + 2.05 \cdot 10^{-4} p^2} \equiv \frac{1}{1 + 2\xi \tau_n p + \tau_n^2 p^2}$$

$$\xi = 1 (\# 0.997) \text{ et } \tau_n = 1.434 \cdot 10^{-3} \text{ s} ; F_{POUR} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{1}{(1 + 1.434 \cdot 10^{-2} p)^2}$$

$$F_{REG} = \frac{D_{G'_v}}{P.C \text{ modifié}} F''_{p_{reg-v}} = \frac{p(1 + 7.2 \cdot 10^{-3} p)}{(1 + 1.434 \cdot 10^{-2} p)^2} \times 0.3275 \frac{(1 + 2 \cdot 10^{-3} p)}{(1 + 7.2 \cdot 10^{-3} p)^2} \times \frac{1}{(1 + K'_v)}$$

$$F_{REG} = 0.262 \frac{p(1 + 2 \cdot 10^{-3} p)}{(1 + 1.434 \cdot 10^{-2} p)^2 \times (1 + 7.2 \cdot 10^{-3} p)}$$

5. Influence des capteurs et du convertisseur

- Capteurs : plus on augmente la boucle de fréquence des filtres ($f_{Filtre} = \frac{1}{\tau_{Filtre}}$) avec le choix des correcteurs de temps de plus en plus petite et + le pôle définissant le filtre est rejeté à que la dynamique vers les modes rapides. Ainsi le système très rapide et les limitations polynôme ne le point.

- Convertisseur : la décroissance de la fréquence de commutation $\Rightarrow$ les branches complexes reliant pôle-zéro du modèle convertisseur se $\Rightarrow$ le passage vers l'instabilité devient imminent.

6. Résultat de simulation

Après le calcul précédent, on a déterminé les types et les paramètres des corrections de la boucle de vitesse et la boucle de courant. On a réalisé le schéma bloc de nouveau système par simulink.

Premièrement, on a entraîné le moteur à vide et après un temps de 500 ms on applique une charge de $C_r = 10 \text{ N.m}$ et on a obtenu les réponses suivantes $I_a(t)$; $C_e(t)$; $\Omega(t)$.

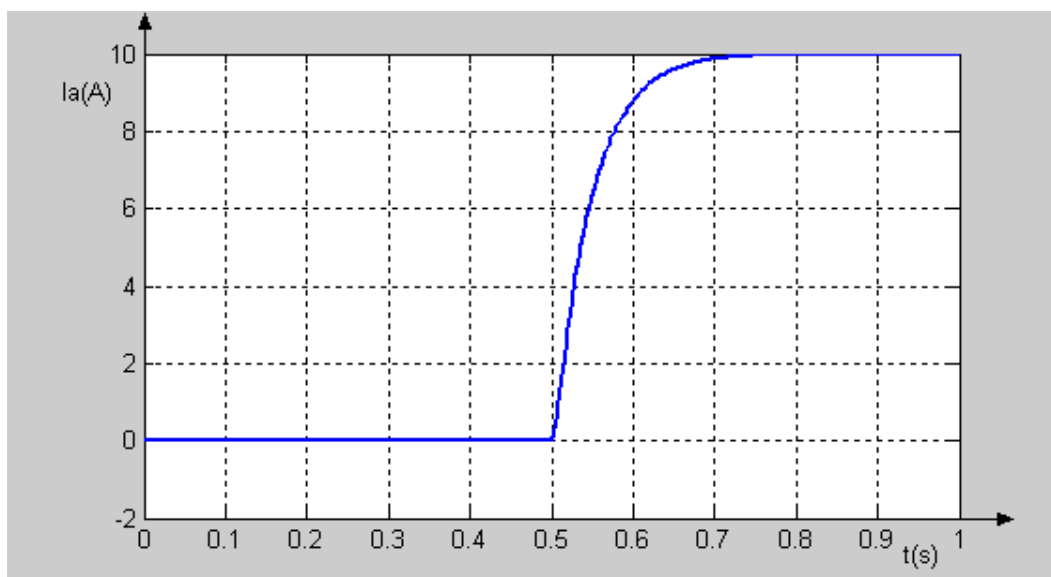


Fig.IV.21. la réponse de courant après les régulateurs.

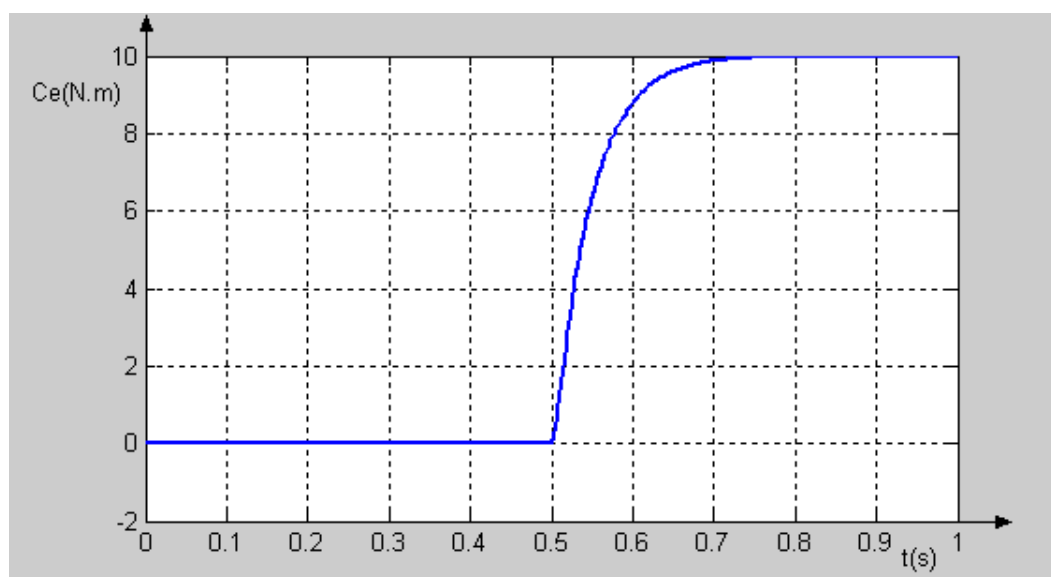


Fig.IV.22. la réponse de couple après les régulateurs.

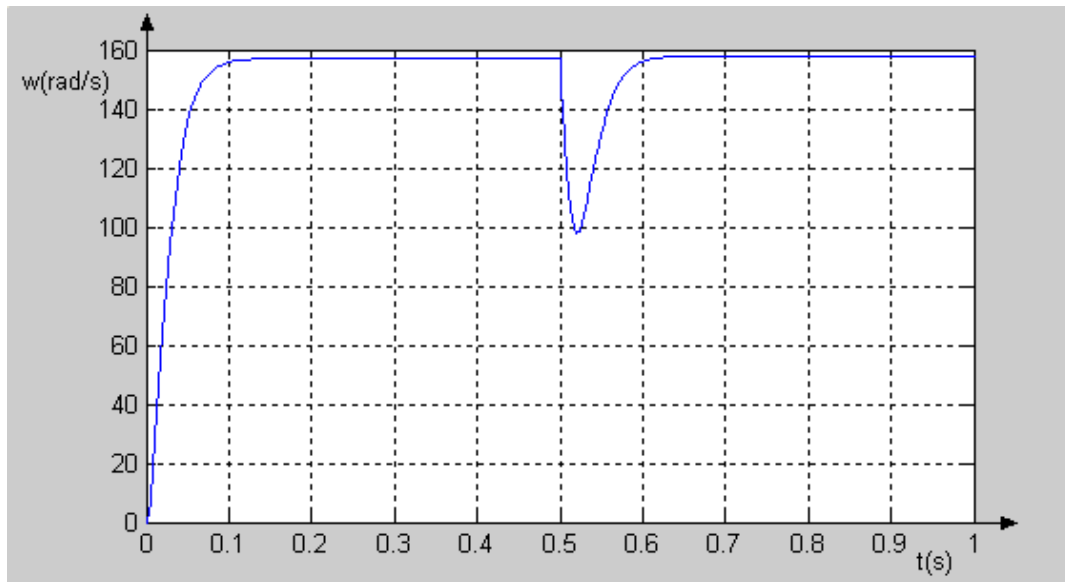


Fig.IV.23. la réponse de vitesse après les régulateurs.

Interprétation des résultats :

On peut remarquer sur les figures (IV.19), (IV.20), (IV.21) que le courant demandé est nul ($f=0$) mais pratiquement il y a un courant d'induit faible qui couvre les pertes à vide, même cas pour le couple (le courant c'est l'image du couple) et pour la vitesse a une caractéristique linéaire se stabilisé à la vitesse de référence.

Après l'application de la charge, on remarque une demande du courant d'induit atteint à (10A) même cas pour le couple électromagnétique.

Pour la vitesse, on remarque une perturbation passagère et revient à la vitesse de référence car les correcteurs éliminent l'influence du couple résistant à la vitesse.

7. Conclusion

Le fonctionnement des moteurs à courant continu sans régulation présente un certain nombre d'inconvénients tels que un courant important au démarrage, une diminution de vitesse de rotation en cas de charge, de ce fait pour effectuer un certain travail avec des performances données, le système doit être réglé. Le premier rôle d'un système de régulation est d'obliger les grandeurs asservies (sortie du système) à conserver des valeurs aussi proche que possible de celle que l'on considère comme idéale. Ces valeurs idéales théoriquement sont fonction des grandeurs d'entrée du système (références et perturbations). Comme qu'on a vu ici que notre commande élimine (ignore) l'influence de la perturbation.

Conclusion Générale

La commande linéaire des moteurs à courant continu à flux constant est devenue l'un des sujets qui intéresse tant les ingénieurs de génie-électrique aussi que d'autres chercheurs.

Le présent travail est consacré à l'étude de l'association hacheur, filtre LC et un moteur à courant continu.

A l'issue de ce travail, les volets principaux et les perspectives futures envisageables peuvent être résumés comme suit:

Après la représentation des généralités sur la machine à courant continu, nous avons établi le modèle mathématique du moteur à courant continu et la simulation en boucle ouverte et les différents types d'hacheurs. Nous avons présenté une entrée aux systèmes asservis et l'impact de différents régulateurs (P, PI, PID) et ses réponses indicielles.

En fin, nous avons proposé une commande d'un moteur à courant continu à flux constant alimenté par un convertisseur statique DC/DC en cascade avec un filtre passif par intégration de correcteurs de courant et de vitesse pour agir sur la réponse du système global de suivre les valeurs de référence.

Les résultats obtenus montrent clairement que les performances obtenues, avec les régulateurs de (vitesse, courant et de couple) par dans les différentes modes de marche, à vide ou en charge suivent les performances et les réponses souhaitées.

Les perspectives qu'on peut envisagé comme suite à ce travail se traduisent par l'application d'autres techniques de commande telle que la logique floue, commande par la nouvelle génération des microprocesseurs.....etc.

- [1] [http:// www.physique. Ens-cachan.fr/ pargreg p/ enseignement /elec/ eletrotech/cours-Mcc.pdf](http://www.physique.ens-cachan.fr/pargreg/p/enseignement/elec/eletrotech/cours-Mcc.pdf).
- [2] ANOUAR HALILA «ETUDE DES MACHINE A COURANT CONTINU » Mémoire présenté à la faculté des études supérieures Université Laval Mai 2001.
- [3] Azeddine benoudjit : « introduction aux machines électriques machine à courant continu ». Presses de l'université de Batna oct 1995.
- [4] Guy SEGUIER, Francis NOTELET « ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE ».
- [5] R.Abdessemed & M.Kadjoudj « modélisation des machines électriques ».
- [6] Théodore WILDI Avec la collaboration de Gilbert Sybille. 3 édition «ÉLECTROTECHNIQUE»
- [7] Jean Bonal (Prométhée), Guy Séguier (Université des Sciences et Technologies de Lille) « Entraînements électriques à vitesse variable » volume2.
- [8] Michel Pinard « Commande Electronique des moteurs Electriques »
- [9] ALAIN HENERT, CLAUDE NAUDET, MICHEL PINARD
« MACHINES ELECTRIQUES ELECTRONIQUE DE PUISSANCE »
THEORIEAPPLICATIONS LABORTOIRE
- [10] Mr.Med Said NATT-SAID-Cours de Magistère Promo 2001 (Extrait du cours des Profs J.P. Caron & J.P. Hautier. Univ. Lille) Octoobre.2001.
- [11] Francis MILSANT, " Asservissements linéaires, 1- Analyse ", Tome 1, 6^{eme} édition, EYROLLES [1981].
- [12] F.DECARFORT, C.FOULARD , J.CALVET , " Asservissements linéaires continue"
3^{eme} édition dunond , [1976].
- [13] M.DJEDDI, L.HAROUS, T.BAHI, " Systèmes asservis linéaires ", Alger [1994].
- [14] Yves Granjon Professer à l'institut National Polytechnique de lorraine (INPL)
« AUTOMATIQUE » Système linéaires, non linéaires, à temps continu, à temps discret, représentation d'état (*Cours et exercices corrigés*).
- [15] Michel ETIQUE « REGULATION AUTOMATIQUE » octobre-décembre 2002.
- [16] R.CHAUPRADE, " Electronique de puissance, 1- Commande des moteurs à courant continu ", 5^{eme} édition, EYROLLES [1988].
- [17] Handruedi BHULER, " Electronique de réglage et de commande ",Volume XVI, 3^{eme} édition, Lavoisier [1990].
- [18] Pascal COSTA , Vincent BOITIER ," Electronique de puissance et Electrotechnique "
édition [1997].