



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 EN LICENCE ACADEMIQUE
EN GENIE ELECTRIQUE

OPTION : Diagnostic et contrôle des systèmes électriques

THEME

Commande des machines électriques (Régulation de vitesse avec boucle de courant d'un moteur à courant continu)

Proposé & dirigé par :

Mr :Allal Abderrahim

Réalisé par :

MERZOUG Badreddine

REGOUTA Mohammed Seghir

BOUKI Amara

PROMOTION : 2010



- ↳ Dédication
- ↳ Introduction générale

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
6.1. Mise en équation du moteur à c.c.	8
6.2. Caractéristiques usuelles d'un moteur à c.c.	9
6.3. Différents types de moteur à courant continu.	9
6.3.1. Moteur shunt	10
6.3.2. Moteur série	10
6.3.3. Moteur compound	12
6.3.4. Moteur à aimant permanent	13
6.4. Les avantages du moteur à courant continu	13
7. Conclusion	14

CHAPITRE II

Modélisation du Moteur à Courant Continu

1. Introduction	16
2. Fonction de transfert de la machine à C.C.	16
3. Schéma bloc de la machine à courant continu	17
4. Résultat de simulation	17
Interpretation .	19

CHAPITRE III

Asservissement et Régulation

1. Introduction	22
2. Généralité sur l'asservissement linéaire	22
2.1. Systèmes linéaires continus	22
2.2. Système de commande asservi	22
2.2.1. Système en boucle ouverte	22
2.2.2. Système en boucle fermée	23
2.3. Organisation fonctionnelle d'un système asservi quelconque	24
2.4. Performance d'un système asservi	24
2-4.1. Stabilité	25
2.4.2. Rapidité	26
2.4.3. Précision	26
3. Régulation	26
3.1. Définition	27
3.2. Fonction d'un régulateur	27
4. Amplificateur opérationnel	28
5. Les régulateurs (correcteurs)	28

5.1. Les Différents régulateurs	29
5.1.1. Régulateur Proportionnel [P]	29
5.1.2. Régulateur intégral [I]	30
5.1.3. Régulateur différentiateur (dérivateur) [D]	31
5.1.4. Régulateur proportionnel intégral [PI]	33
5.1.5. Régulateur proportionnel-dérivateur [PD]	34
5.1.6. Régulateur proportionnel-intégral-dérivateur [PID]	35
5.2. Le régulateur en cascade	36
6. Conclusion	37

CHAPITRE IV

Synthèse des Régulateurs

Introduction	38
.Caracteristiques de machines MCC à flux constante	
1.1. Calcul de couple resistente C_r apporté par la génératrice	
1.2.. Schéma bloc de la moyorisation	39
1.3.. Calcul de la fontion de transfert de la motoriation	41
1.4. Mettre sa forme de transfert sous la forme d'un deuxième ordre	42
1.5.. Calcul de la fonction de transfert $A(p)$ de hacheur	42
1.6.. justifucation de la valeur $A_d(p)$ de la l'adaptateur tachymétrique	42
2. 4Etude de la boucle de vitesse .	42
2.1.. Diagramme de bode $H_2(D)$	42
2.2.1..La valeur de gain G_1 du correcteur C à partir du diaigramme	43
2.3. Calcul de l'erreur statique de vitesse en pourcentage	43
2..4.Correction système par P.I	44
3.Introduction d'une boucle de courant	51
3.1.Correcteur C_2 est un gain unitaire .	51
3.2. Emplacement du correcteur P.I. à $[C_2(p)]$	54
4.Structure complète.	55
4.1. Correcteur $C_v(p)$.	55
4.2. Calcul de la constante de temps du correcteur $C_v(p)$	55
4.3. Calcul de la constante de temps du correcteur $C_v(p)$	55
4.4. Shéma avec $C_v(p)$.	55
Résumé	63

Conclusion	64
Références .	65
Sommaire	66

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.

Chapitre I

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 stator est la partie fixe du système. Il entoure la partie tournante, appelée rotor. Nous allons nous intéresser à la façon de réaliser une MCC. [1]

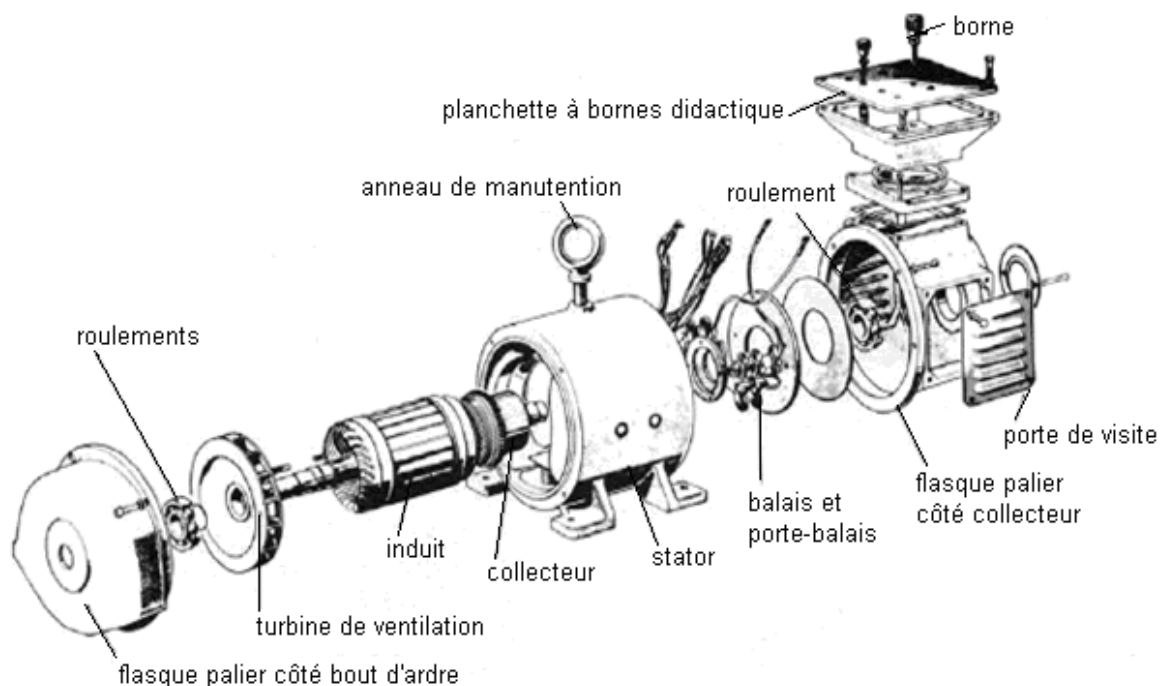


Fig.I.1. Vue éclatée d'une machine à courant continu.

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 crée 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.

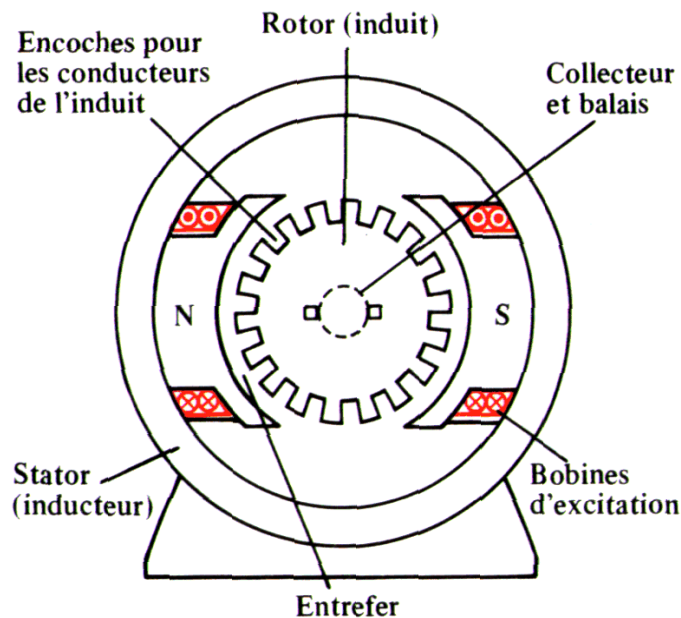


Fig.I.2. Machine à courant continu à 2 pôles et 18 encoches.

Le partit fixe (ou stator) 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 partie 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] .

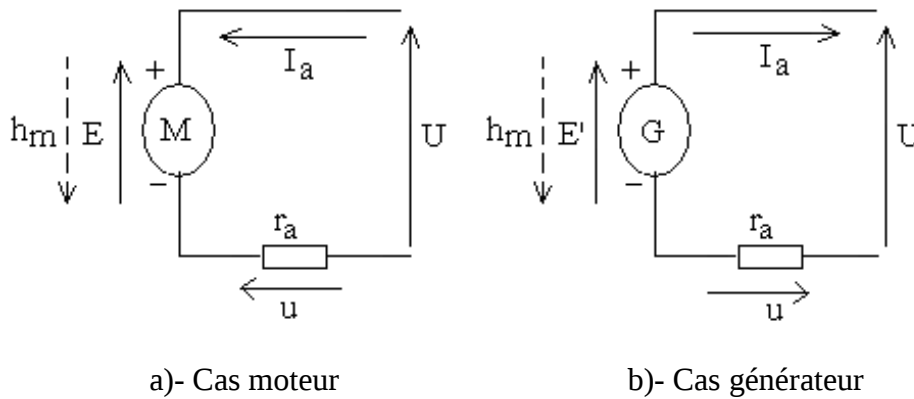


Fig.I.3. Schémas équivalents de la machine à courant continu.

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

On aura :

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

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

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

On aura :

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

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

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

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

$\Delta\Phi$: qui doit faiblir 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]

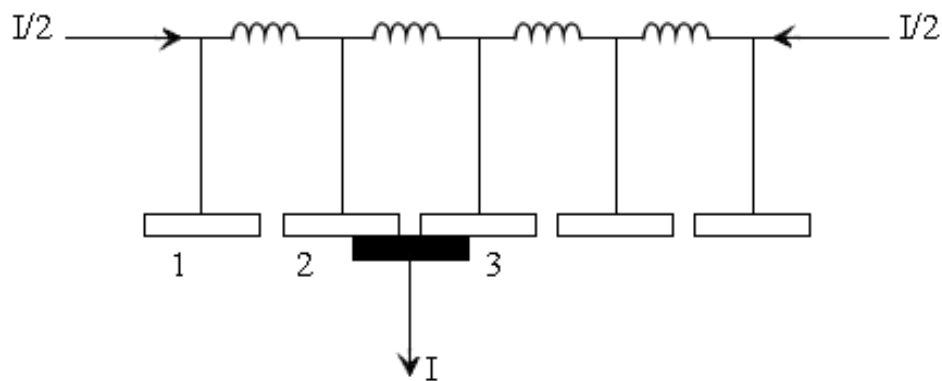


Fig.I.4. Commutation simple.

5.2. Commutation multiple :

Pour une largeur du balai dépassant 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]

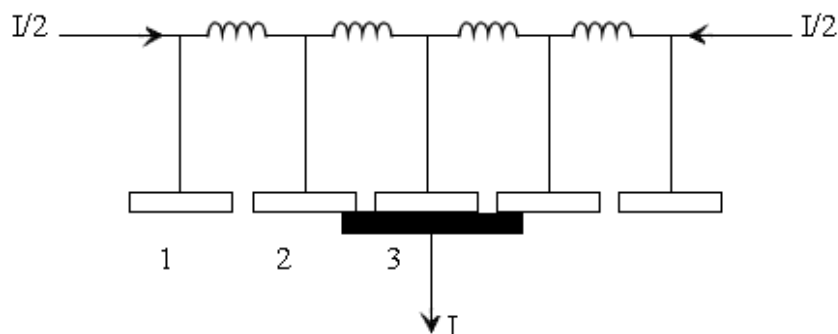


Fig.I.5. Commutation multiple.

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).

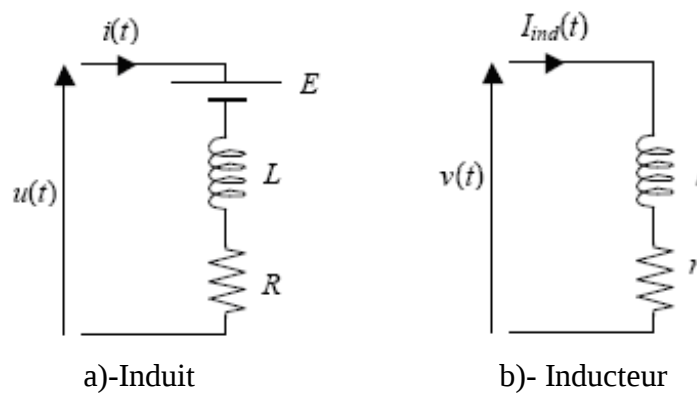


Fig.I.6. Schéma électrique équivalent du moteur à courant continu.

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

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

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

Où la f.c.e.m est donnée par

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

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

$$E = k \Omega \Phi \quad (\text{I.9})$$

Si plus la machine fonction à flux constant

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

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

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

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

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

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

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

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 :

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

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 est en parallèle à l'enroulement d'induit comme le montre la figure suivante.

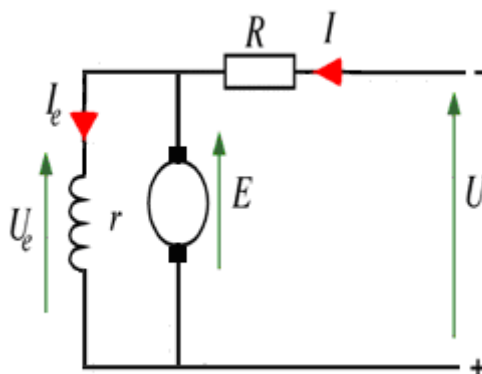


Fig.I.7. Schéma équivalent du Moteur shunt.

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]

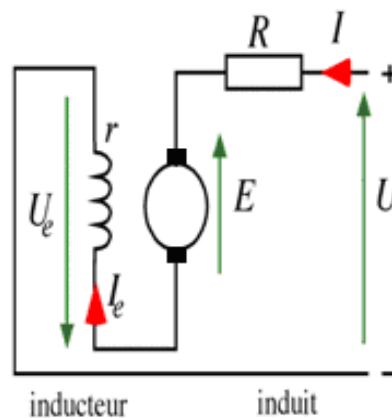


Fig.I.8. Schéma équivalent du Moteur série.

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.

- Lorsqu'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 Rh_t telle que :

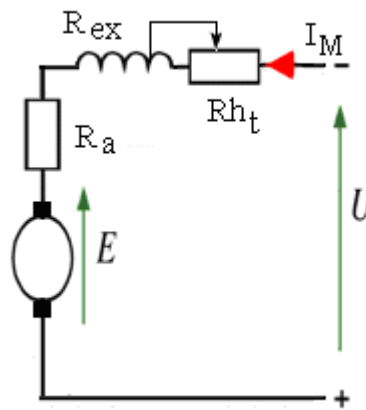


Fig.I.9. Rhéostat série avec l'inducteur de moteur série.

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

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

Donc:

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

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

$$I_{dem} = \frac{U - E}{I_M}; E \approx 0$$

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

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

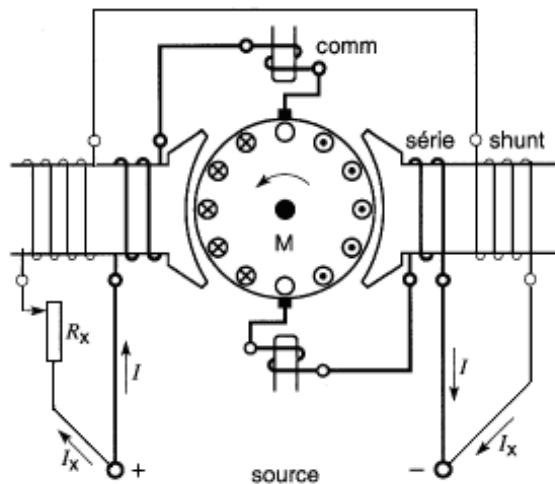
Si on admet I_M nettement plus fort que I_{nom} on aura un couple de démarrage beaucoup plus fort que le couple nominal car en même temps que le courant et le flux augmentent. On obtient un très fort couple de démarrage est une supériorité du moteur série sur le moteur shunt dont le flux est constant.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

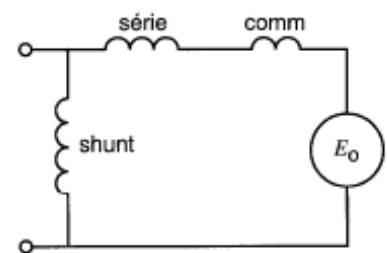
6.3.3. Moteur compound :

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 schématisé

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. [9]

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 :

$$K = k' \phi$$

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).

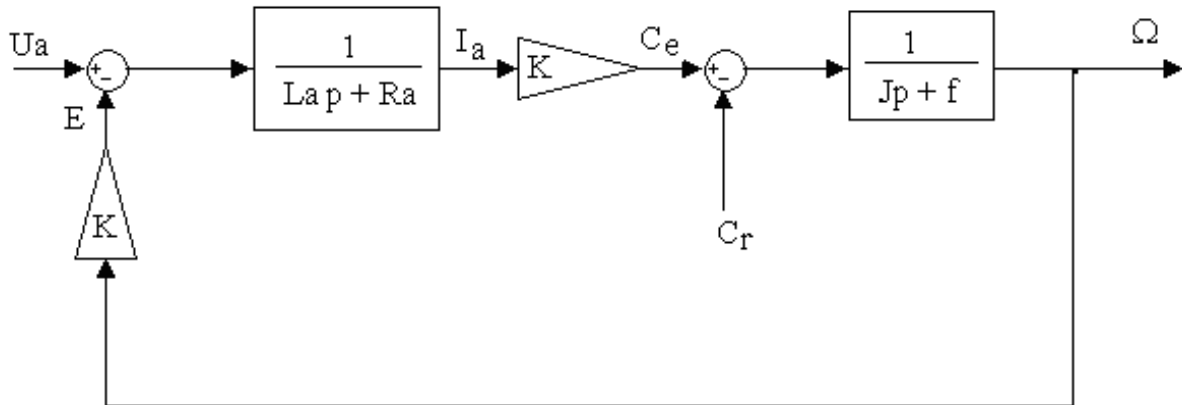


Fig.II.1. Schéma bloc de la machine à courant continu.

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 $t=0.5\text{s}$.

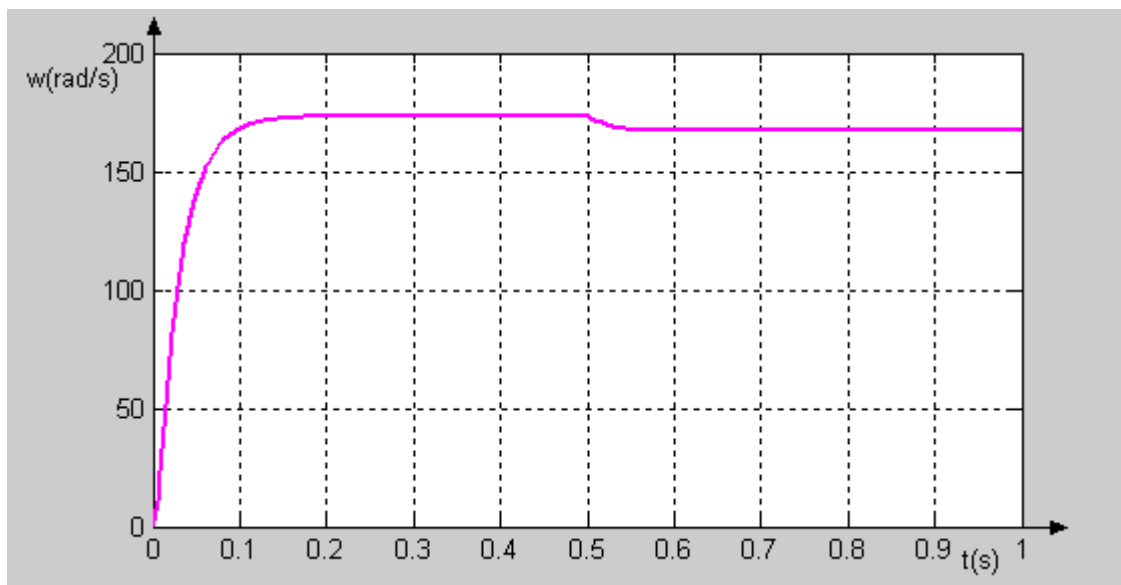


Fig.II.2. Vitesse du moteur à c.c. dans la marche à vide et en charge.

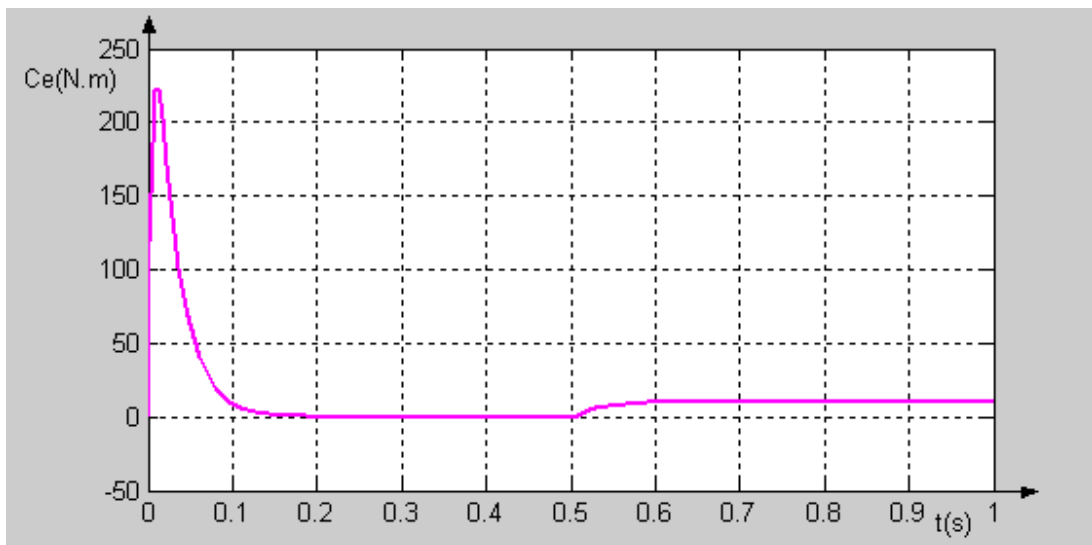


Fig.II.3. Le couple du moteur à c.c. dans la marche à vide et en charge.

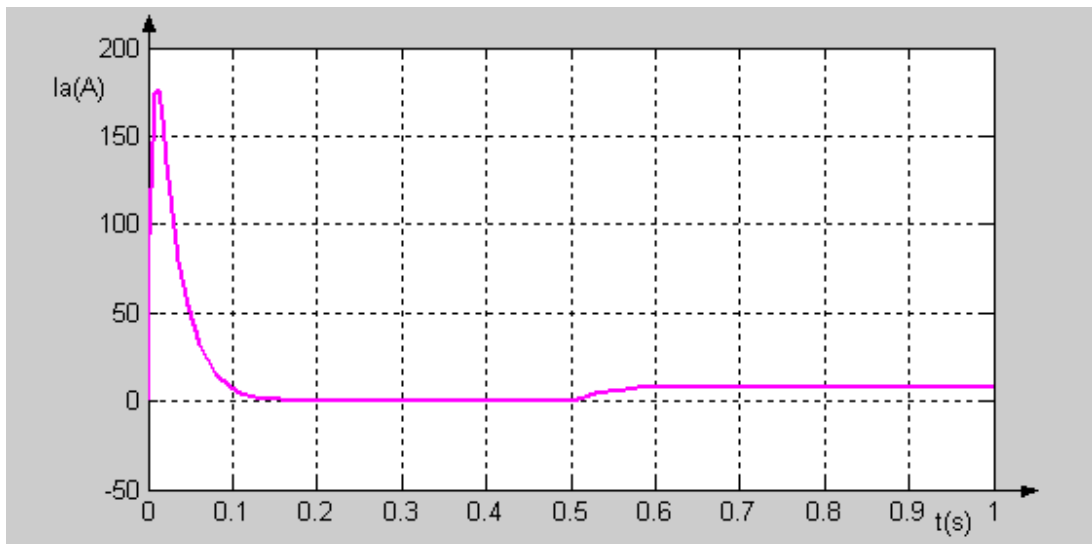


Fig.II.4. Courant du moteur à c.c. dans la marche à vide et en charge.

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

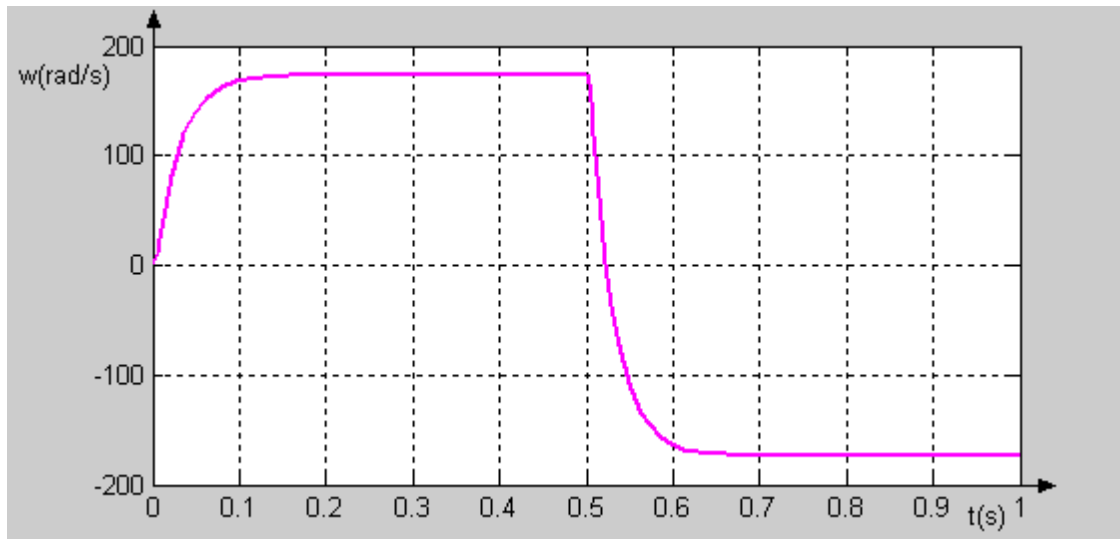


Fig.II.5.Vitesse du moteur à c.c avec changement de sens de rotation.

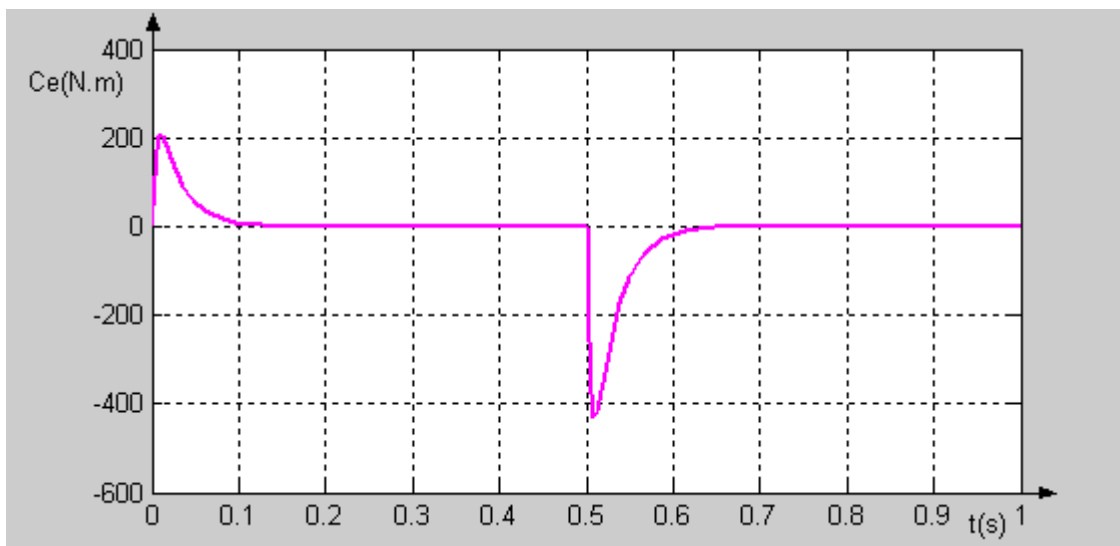


Fig.II.6. Le couple du moteur à c.c avec changement de sens de rotation.

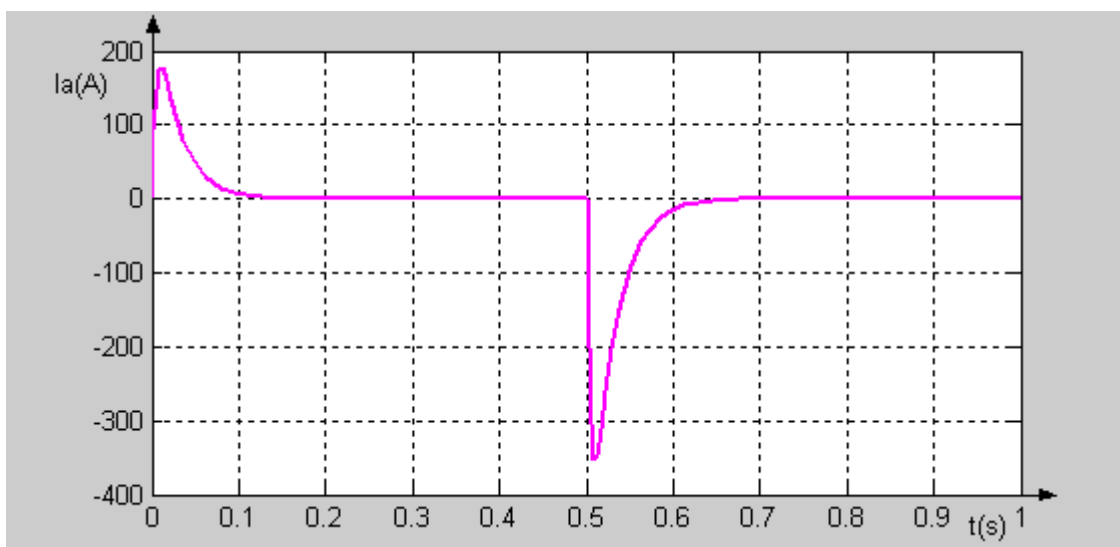


Fig.II.7. Le courant du moteur à c.c avec changement de sens de rotation.

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 ($w=176 \text{ rad / s}$) qui correspondent à la vitesse de marche à vide idéal.

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

Les figures précédent met 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 ($w=170 \text{ rad/s}$).

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.

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).

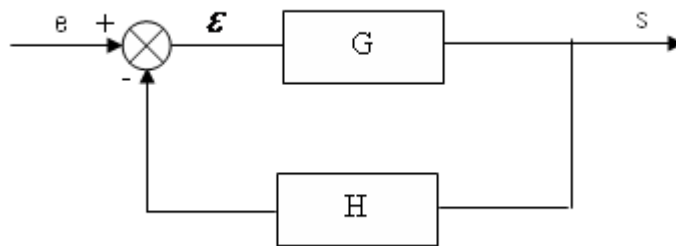


Fig.III.1. Structure équivalente d'un système en boucle fermée

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

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

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 x et y.

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

A 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 asservi 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 :

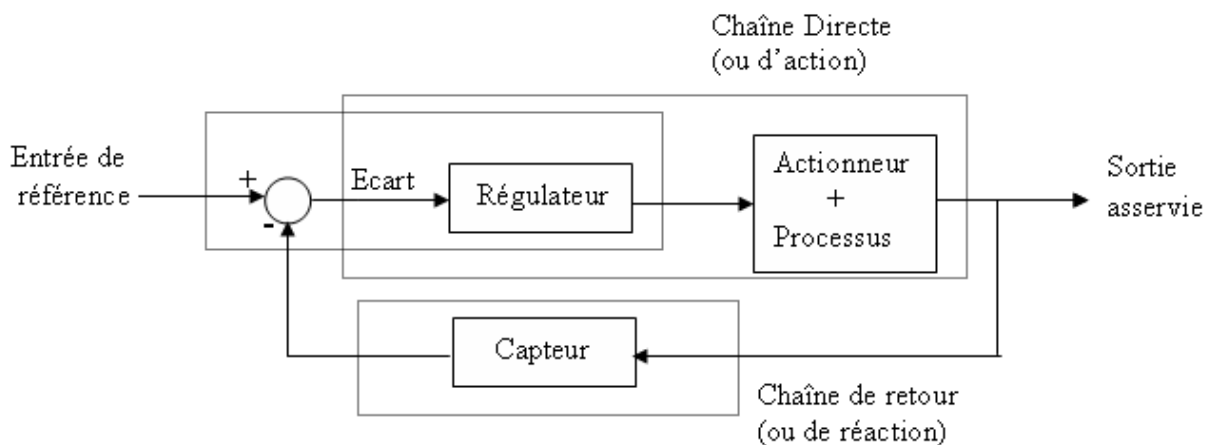


Fig.III.2 Chaînes et éléments fondamentaux d'un asservissement.

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]

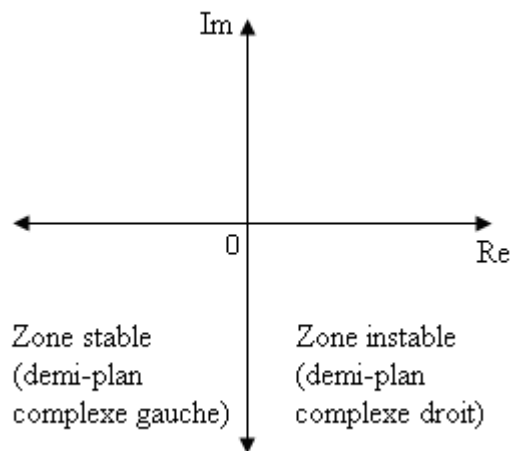


Fig.III.3. Zones de stabilité et d'instabilité.

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.

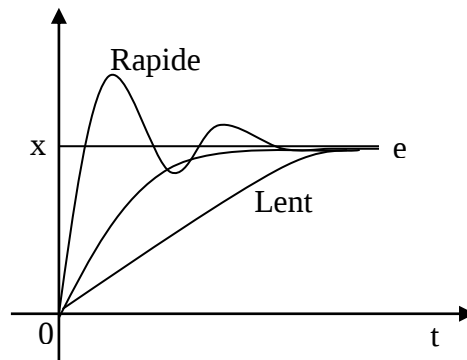


Fig.III.4. Rapidité d'un système asservi.

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.

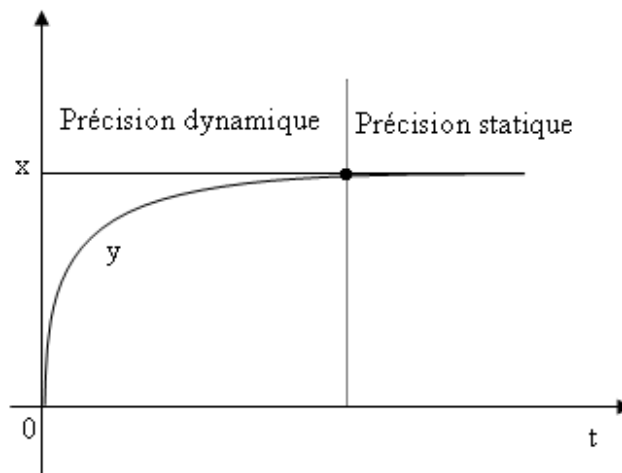


Fig.III.5. Précision d'un système asservi.

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]

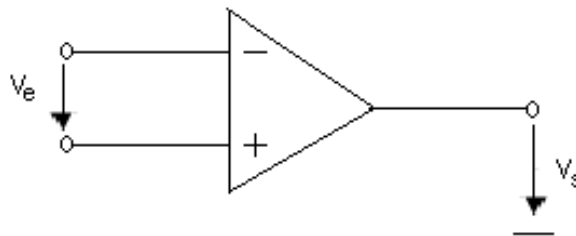


Fig.III.6. symbole d'un amplificateur opérationnel.

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]

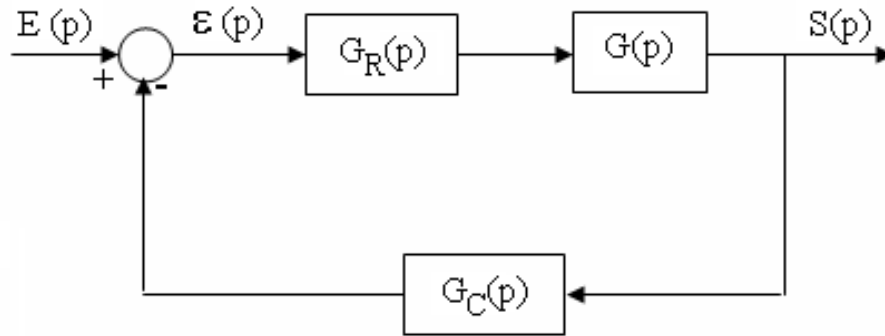


Fig.III.7. Commande d'un système avec correcteur.

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 $e(t)$.

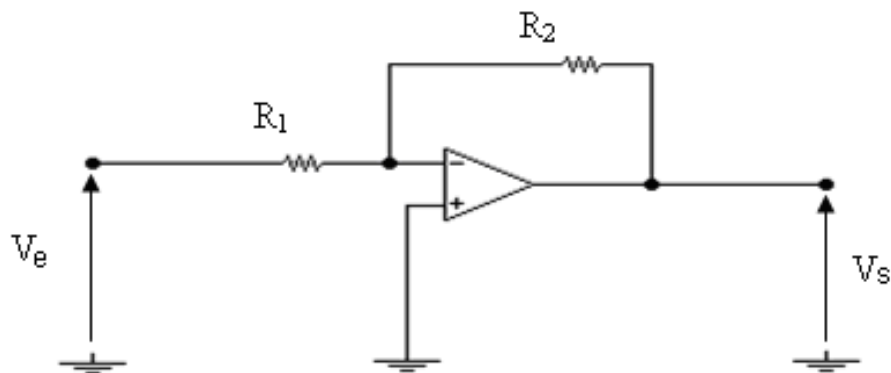


Fig.III.8. Circuit du correcteur proportionnel [P].

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]

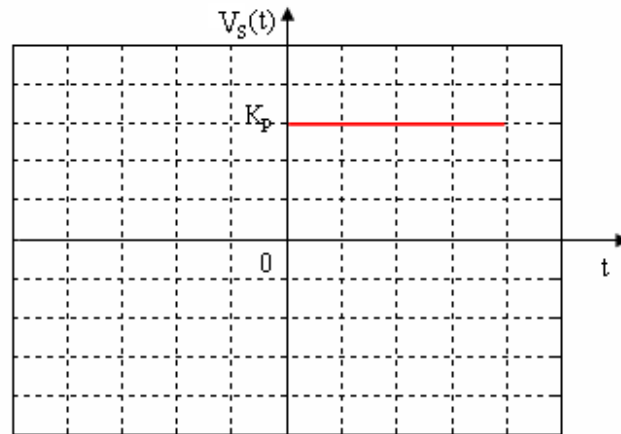


Fig.III.9. La réponse indicielle du régulateur [P].

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).

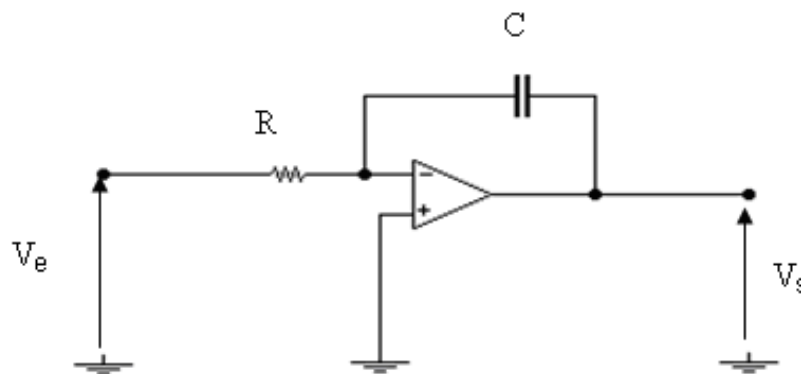


Fig.III.10. Circuit du correcteur intégral [I].

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]

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

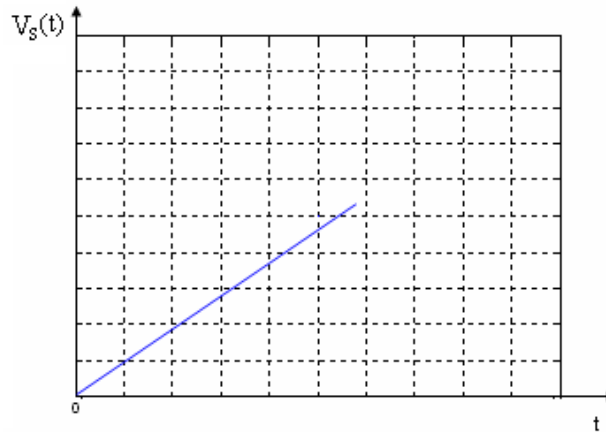


Fig.III.11. La réponse indicielle du régulateur [I].

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).

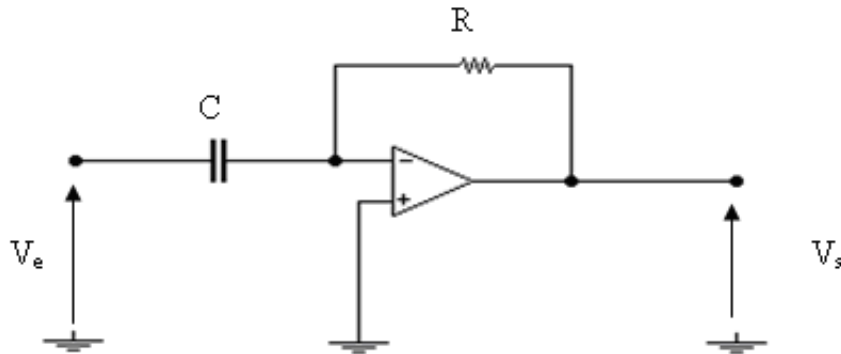


Fig.III.12. Circuit du correcteur dérivateur [D].

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 :

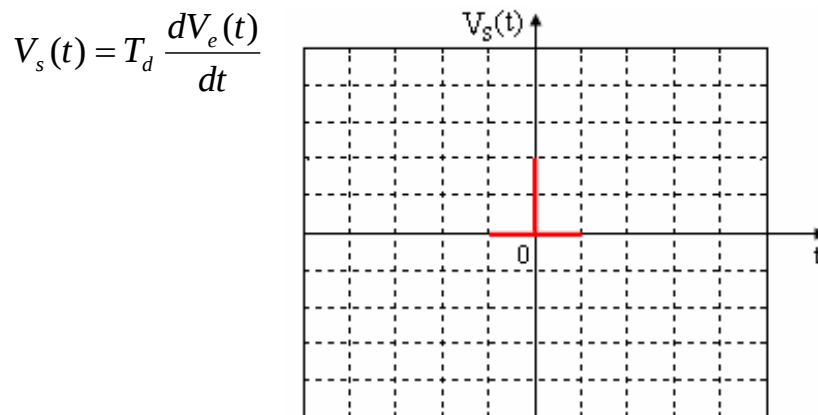


Fig.III.13. La réponse indicielle du régulateur dérivateur [D].

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]

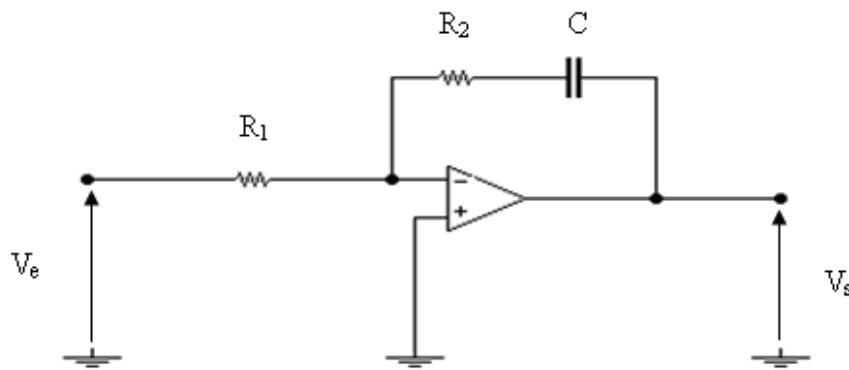


Fig.III.14. Circuit du correcteur proportionnel intégral [PI].

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]

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

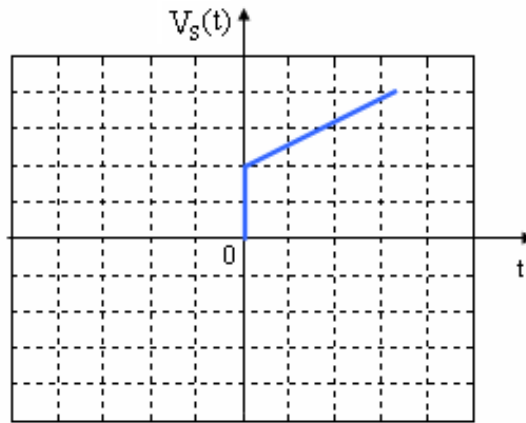


Fig.III.15. La réponse indicielle du régulateur [PI].

- 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]

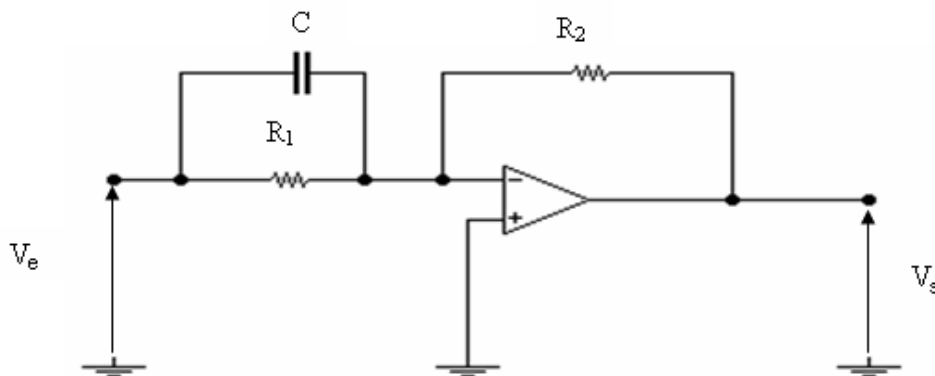


Fig.III.16. Circuit du correcteur proportionnel dérivateur [PD].

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]

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

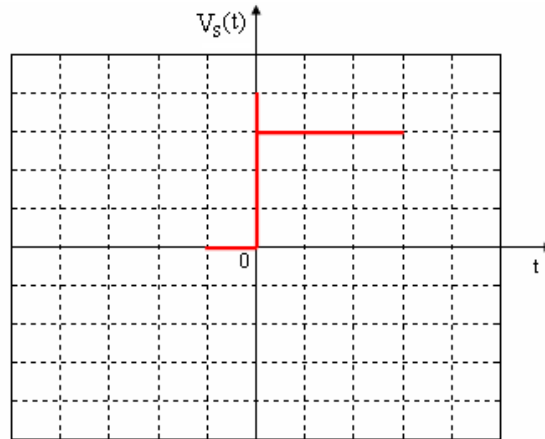


Fig.III.17. La réponse indicielle du régulateur [PD].

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]

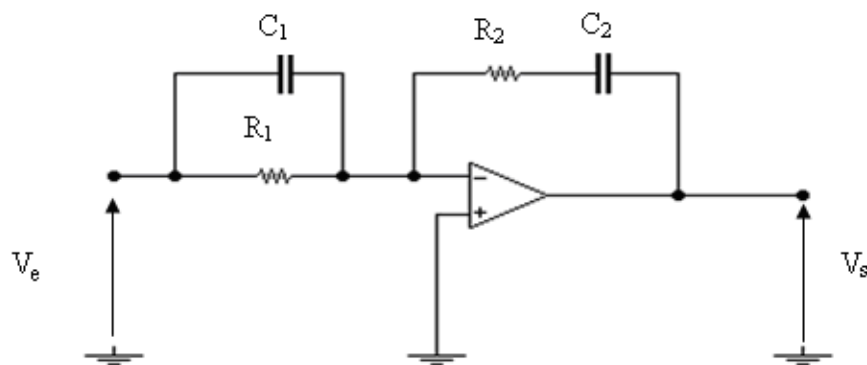


Fig.III.18. Circuit du correcteur Proportionnel-Integral-Dérivateur [PID].

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]

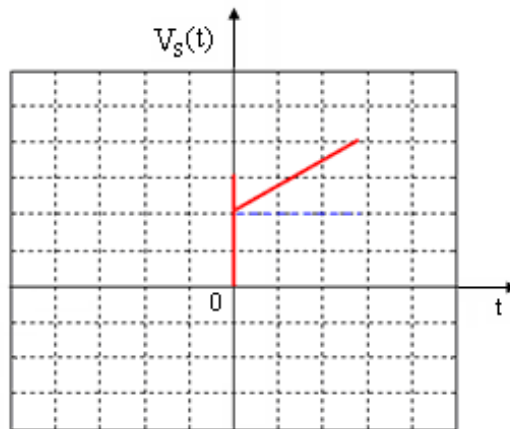


Fig.III.19. La réponse indicielle du régulateur [PID].

5.2. Le régulateur en cascade

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

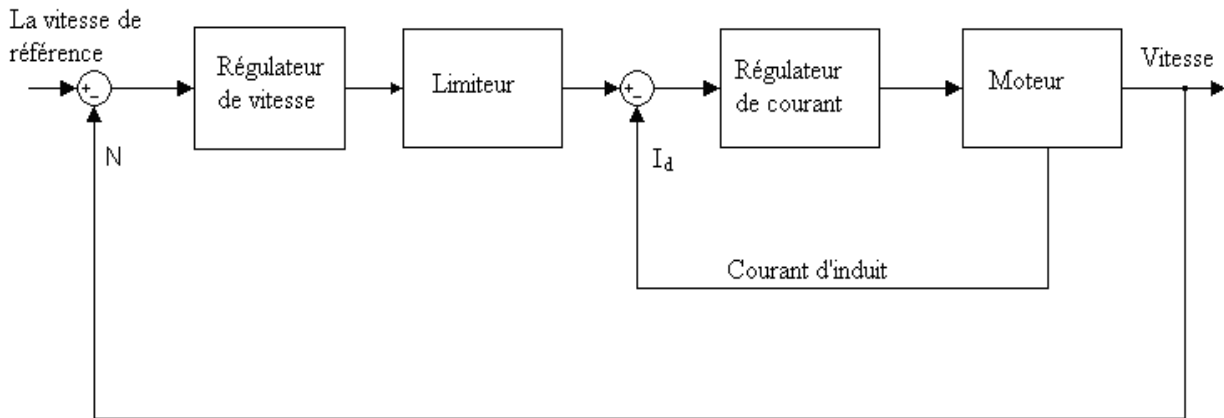


Fig.III.20. Régulation en cascade.

La variable asservie principale (vitesse) est réglée 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.

Introduction

On se propose d'étudier l'influence d'une boucle de courant sur les performance d'une régulation du vitesse .Pour ce faire , on associe deux machines à courant continue identiques l'une montée en moteur commandé par un hacheur , l'autre utilisée en génératrice chargé par une résistance de puissance .La régulation suivante est réalisé .

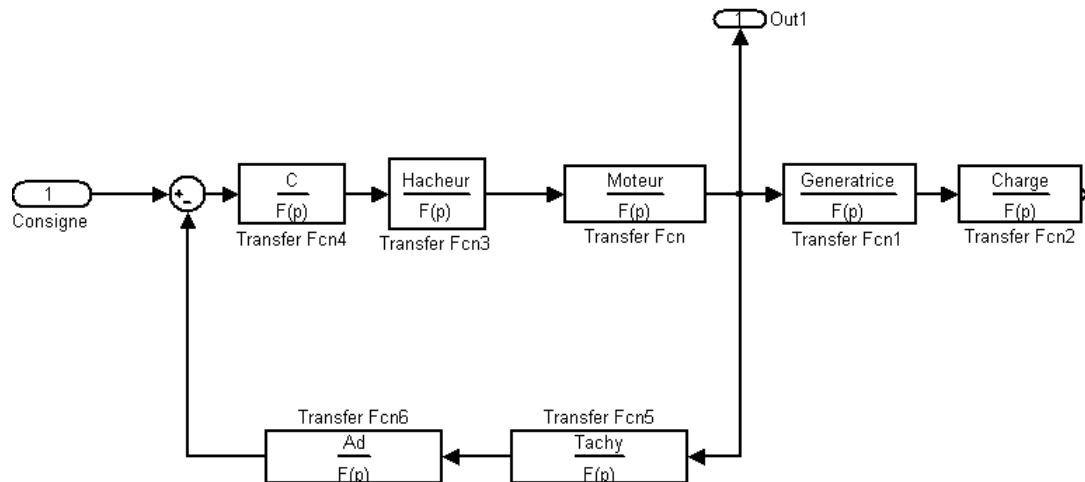


Fig IV. 1 - Caracterisiques des machines MCC à flux constante

Puissance nominale p_n	1.5 kw	Rsistance de l'induit : r	1.2 Ω
Vitesse no;inle . N_s	2200 tr / min	Inductance d'induit : L	3.6 mH
Courant nominale : I_n	8 A		
Capteur tachymétrique (génératrice tachymétrique à courant continu) K_t	20 mv/ tr.min ⁻¹	Hacheur 2Q transistors : entrée 0-10 v . sortie 0-300 v	$I_{max} = 15 A$ $F = 25 KHz$
Constante de couple K_c	0.83 v / rd.s ⁻¹	Constant de couple K_t	0.83 v . s / A
Constant de couples de frottement visqueux k_d	0.0005	Moment d'inertie de l'ensemble (moteurs et tachy) : J_t	0.016 kg .m ²
Adaptateur : Ad	0.2 Nm / rd.s ⁻¹		

1.1. Calcul de couple résistant C_r apporte par la génératrice :

La couple résistant C_r apporté par la génératrice est analogue à couple de frottement visqueux son coefficient K_v ($C_r = K_v \Omega$) .

Génératrice bouclée par $R + 45 \Omega$.

En régime statique (vitesse stabilisée) l'équation électrique de la machine s'écrit :

$$E = RI + r\Omega \quad \text{soit : } I = \quad \text{et comme } C_r = k_t I + K_d \Omega .$$

Il vient :

$$C_R = + k_d \Omega . \quad (IV.1)$$

Le couple résistant est proportionnel à la vitesse c'est donc un couple de frottement visqueux .

Application numérique : $k_v = = 0.0149$.

$$k_v = 0.0149 \text{ Nm / rad . s}^{-1} .$$

1.2. Schéma bloc de la motorisation :

Comme nous avons vu dans la partie théorique le schéma bloc de la motorisation est donne:

Nous retrouvons la forme classique du moteur à courant continu à flux constant .

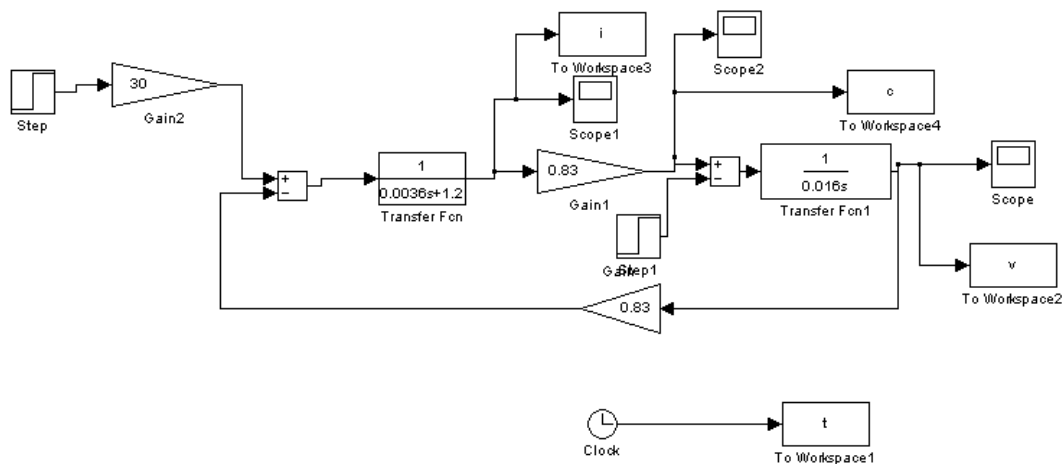


Fig : IV. 2 - Schéma bloc de la motorisation

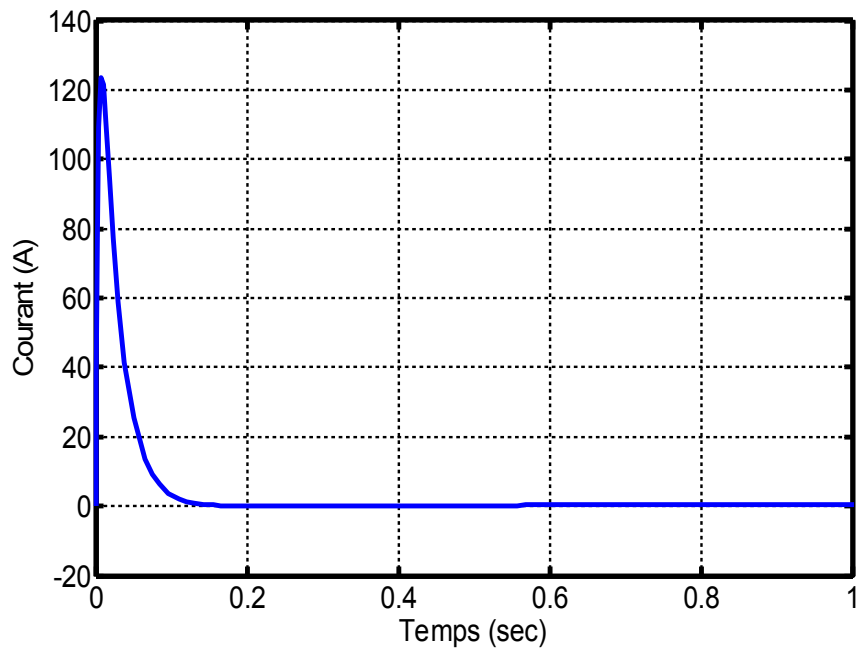


Fig : IV.3 – le courant du moteur à c.c

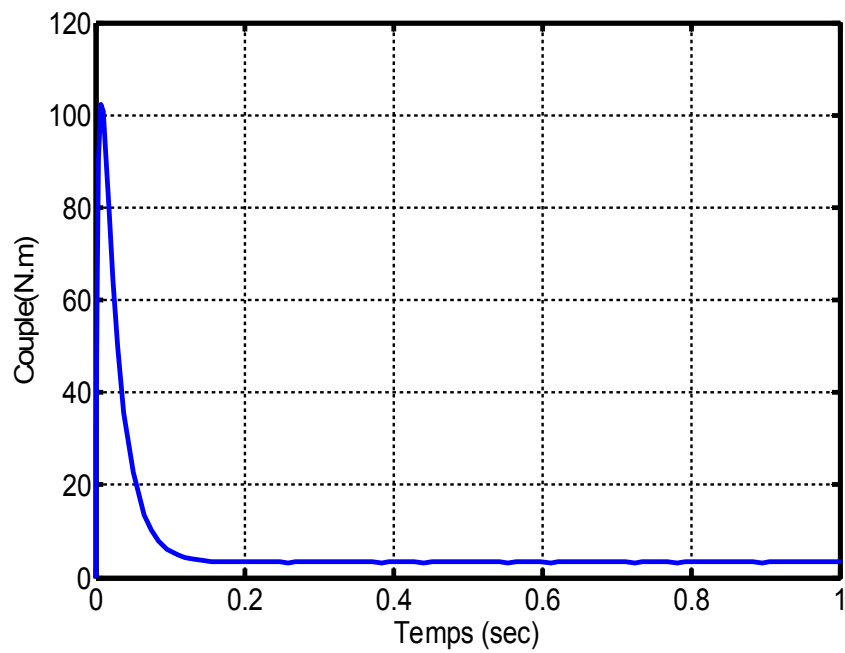


Fig.IV.4 - Le couple du moteur à c.c

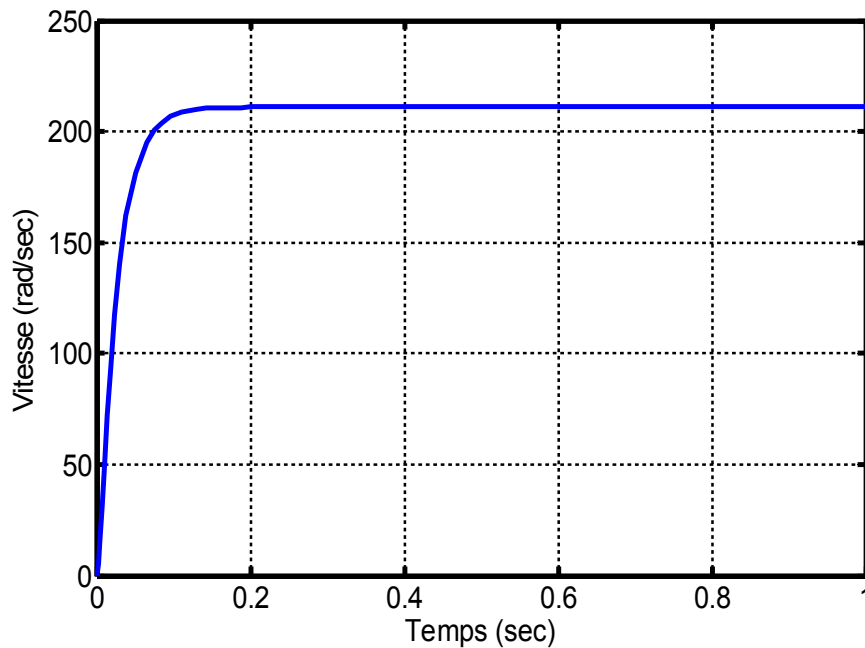


Fig. IV. 5 - Vitesse du moteur à c.c.

Le bloc ELe étant , le bloc Méca = et $Fv = 2k_d + kv$.

1.3. Calcul de la fonction de transfert de la motorisation :

$H_1(P) = V(p)$ étant la théorème appliquée au moteur .

$V(T)$ étant la tension appliquée au moteur .

1.4 .Mettre sa forme de transfert sous la forme d'un deuxième ordre 1:

$$H_1(p) = \frac{C^{te}}{(1+\tau_e p)(1+\tau_{em} p)} \quad (IV.2)$$

τ_e = Constante de temps électrique .

τ_{em} = Constante de temps électromagnétique .

Et après recherche des racines du dénominateur :

$H_1(P) =$ avec $\tau_p = 0.0035$ s et $\tau_{em} = 0.02368$ s .

1.5 Calcul de la fonction de transfert $A(p)$ du hacheur :

La fréquence de hachage étant de 25 kHz ; cela introduit un retard statistique d'un demi – période soit $20 \mu s$. Ce retard étant jugé très petit devant le constante de temps de la motorisation , on le néglige . Le hacheur est donc considéré comme un gain pur de 30 .

Donc son amplification pratique $A(P) = 30$.

1.6 Justification de la valeur $Ad(P)$ de l'adaptateur tachymétrique :

L' adaptateur permet d'abaisser la tension issue de la générative au niveau de la tension de consigne . le moteur pouvant tourner jusqu'au $1,1 N_n$ soit 2 420 tr / min , la tension tachymétrique atteint : $20 mV \times 2\,420 = 48,40 V$.

$$Ad(P) = 0,2 .$$

2. ETUDE DE LA BOUCLE DE VITESSE :

On prend pour simplifié le calcul :

$$H(p) = \frac{1.2}{(1+0.025 p)(1+0.0035 p)} .$$

Comme modèle arrondi de la fonction de transfert de la motorisation .

2.1 Digramme de Bode $H_2(D)$:

La régulation de vitesse est réalisée suivant la schéma ci – dessous

On trace le diagramme de Bode de ce système en prenant le correcteur C . comme un gain unitaire .

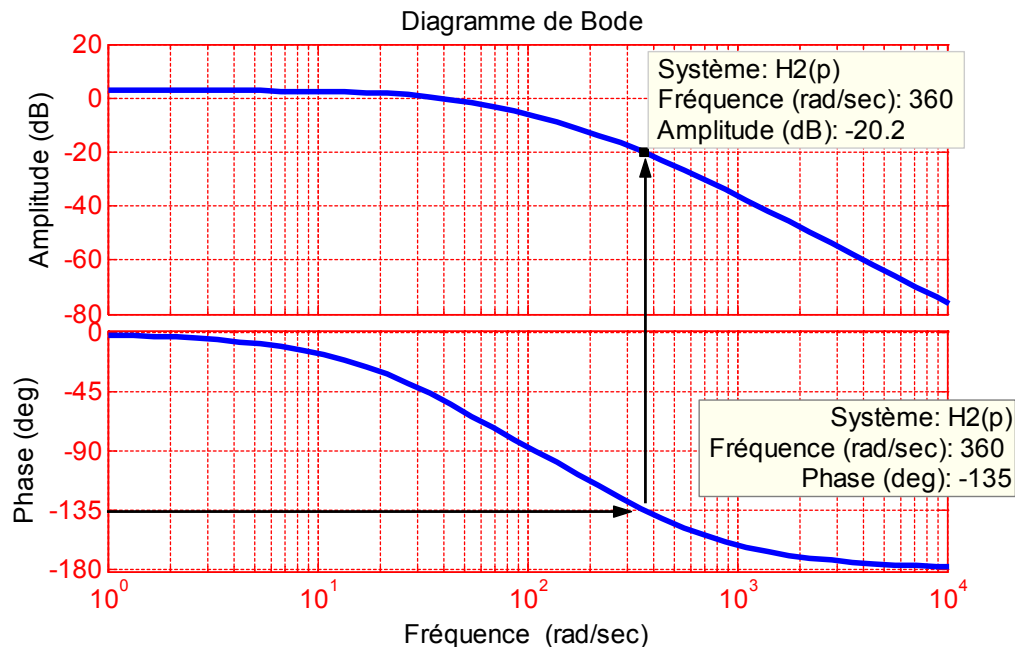


Fig IV . 6 – Diagramme de Bode de $1.375 / (1 + 0.024j\omega) (1 + 0.0035 j\omega)$

2.2 .1 La valeur du gain G_1 du correcteur C à partir du diagramme :

Il faut relver le gain du système pour avoir une marge e phase de 45° . Grafiuquement la courbe de la phrase passe par -135° , pour une fréquence de 57 Hz ($\omega = 360 \text{ rad / s}$) . A cette pulsation correspond un gain de -20 dB . On peut donc augmenter le gain de 20 dB pour que la courbe de gain coup l'axe 0 dB pour $\varphi = -135^\circ$ sot $G_1 = 10$.

2.2.2 Confirmation par analytique calcul :

Expression de l'argument de $H_2(j\omega)$: $-135^\circ = \text{Arctan } 0.024\omega$

$\tan (-135^\circ) = \tan (-\text{Arctan } 0.024\omega - \text{Arctan } 0.0035\omega)$.

En rappelant que $\tan (A + B) = \frac{\tan A + \tan B}{1 - \tan A \times \tan B}$; il vient :

$$0.024\omega \cdot 0.0035\omega - 1 = 0.00024\omega + 0.0035\omega \Leftrightarrow 0.000084\omega^2 - 0.0275\omega - 1 = 0 .$$

La racine positive est $\omega = 360$. Reportant cette valeur pour calculer le module de $H_2(j\omega)$.

2.3 Calcul de l'erreur statique de vitesse en pourcentage :

Avec $G_2 = 10$, le gain statique étant le pôle a pour valeur $10 \times 30 \times 1,2 \times 0,191 \times 0,2 = 13,75$; ce qui donne une erreur statique (en pourcentage) de :

$$\varepsilon = \frac{1}{1+13,75} \sim 6,8 \% . \quad (\text{IV.3})$$

2.4. Correction du système par P.I :

2.4.1. Détermination graphique des valeurs G_2 et τ du correcteur P.I :

$$\text{P.I} = G_2 \frac{1+\tau_p}{\tau_p} \quad (\text{IV.4})$$

Le pôle dominant étant le pôle électromécanique correspondant à $\tau_{em} = 0.024$, le correcteur P.L. sera donc d'équation :

$$\text{C}(p) = G_2 \frac{1+0.024 p}{0.024 p} \quad (\text{IV.5})$$

On place le correcteur P.I de manière à remplacer le pôle dominant par un pôle o .Ce correcteur étant de la forme $G_2 \frac{1+\tau_p}{\tau_p}$; déterminer graphiquement les valeurs de G_2 et τ pour que le système présente toujours une marge de phase de 45° .

Graphiquement en place on place le correcteur P.I ayant un gain unitaire ($G_2 = 1$) et on relève le gain correspondant à la phase de -135° . On pourra donc déterminer la valeur de gain G_2 .

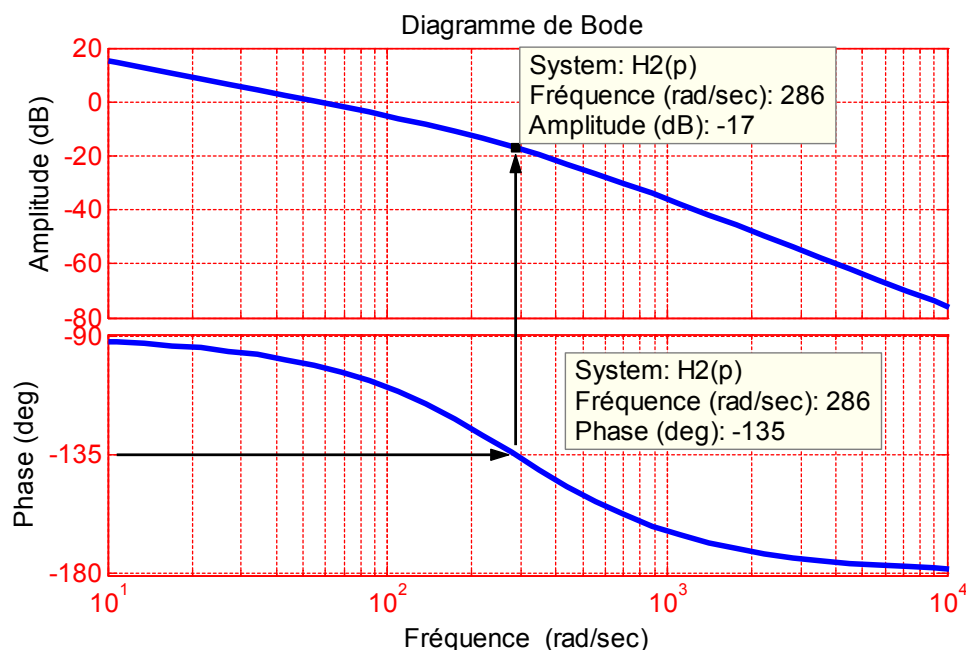


Fig : IV. 7 - Diagramme de Bode du système corrigé par le correcteur P.I à gain unitaire

La courbe corrigé présente un gain de -17 dB pour -135° , on peut donc augmenté le gain d'autant pour présenté une marge de phase 45° .

Soit le correcteur :

$$C(p) = 7 \left[\frac{1 + 0.024 p}{0.024 p} \right] \quad (\text{IV.6})$$

2.4.2. Vitesse et courant du moteur, courant de la génératrice :

On impose une consigne d'entrée de 6 V :

Le système possédant un intégrateur pur dans la chaîne directe, l'erreur statique est nulle. Le retour est donc égal à la consigne au niveau du comparateur. Nous pouvons donc calculer la vitesse stabilisée en divisant la consigne par la chaîne de retour.

$$\Omega = \frac{6}{0.2 \times 0.191} \sim 157 \text{ rd / s}.$$

En régime stabilisé, le couple fourni par le moteur est $F_v \cdot \Omega = 0.016 \times 157 = 2.5121$ Nm ce qui correspond au courant :

$$I_m = \frac{2.512}{0.83} \sim 3.03 \text{ A}.$$

Le couple résistant de la génératrice est égal au couple moteur moins les deux couples de frottement visqueux K_d : $C_R = C_M - 2 K_d \Omega$ et comme $C = K_t I$, $I_G = I_M - 2 K_d \Omega / K_t$.

$$I_G = 3.03 - 2 \times 0.0005 \times 157 / 0.83 = 2.84 \text{ A}.$$

Autre méthode : la f.e.m de la génératrice est $K_e \Omega$ et le courant a pour valeur :

$$I_G = K_e \Omega / (R + r) \quad I_G = 0.833 \times 157 / (1.2 + 45) = 2.84 \text{ A}. \quad (\text{IV.7})$$

$$\Omega = 157 \text{ rd / s}, I_M = 3.03 \text{ A}, I_G = 2.84 \text{ A}.$$

2.4.3 Pointe du courant et sur vitesse du moteur :

Si l'on fait abstraction des saturation (domaine considéré comme linéaire) l'impulsion d'entrée est entièrement transmise par la partie proportionnelle du correcteur P.I. soit :

$$10 \times 7 \times 30 = 2100$$

Cette implusion de durée 100 μ s peut être assimilée à une implusion de Dira de valeur : $2100 \times 100 \times 10 = 0.21$..

Elle est appliquée au bloc Ele , bloc du premier ordre de gain statique 1/r et de constante de temps L/r . La valeur maximale étant obtenue à l'origine soit $0.21 \times K/\tau = 58,3 \text{ A}$.

Pour calculer la survitesse , il faut calculer la fonction du transfert de la boucle fermée :

$$\text{Chaîne directe : } \frac{7 \times 30 \times 12}{0.024 p(1+0.0035 p)} = \frac{252}{0.024 p(1+0.0035 p)} \quad .$$

$$\text{Chaîne de retour : } 0,191 \times 0,2 = 0,0382 \quad .$$

Fonction du transfert de boucle fermée :

$$H_{BF}(p) = \frac{\frac{252}{0.024 p(1+0.0035 p)}}{1 + \frac{252+0.038}{0.024 p(1+0.0035 p)}} = \frac{252}{0.024 p(1+0.0035 p) + 9.62}$$

$$H_{BF}(p) = \frac{26.178}{1+0.025 p+0.0000087 p^2}.$$

(IV.8)

Mise sous forme canonique :

$$T = 0,002954 \text{ et } m = 0,0025/2 \times 0,002954 = 0,423 \quad .$$

D'où :

$$H_{BF}(p) = \frac{26.178}{1+2 \times 0.423 \times 0.002954 p + (0.002954)^2 p^2} \quad .$$

Le système est sous amorti , la reponse implusionnelle est :

$$Y(t) = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-m^2}} e^{-m\omega_0 t} \sin[\omega_0 \sqrt{1-m^2} t]$$

Son maximum est obtenu en annulant sa dérivée :

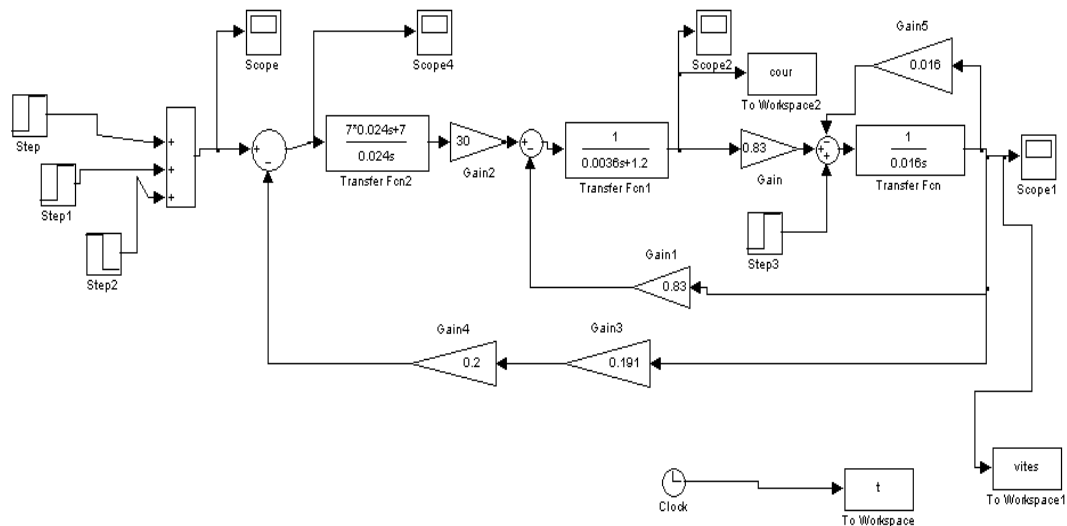
$$\mathbf{y}'(t) = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-m^2}} \left[-m\omega_0 e^{-m\omega_0 t} \sin[\omega_0 \sqrt{1-m^2} t] + e^{-m\omega_0 t} \omega_0 \sqrt{1-m^2} \cos[\omega_0 \sqrt{1-m^2} t] \right].$$

Dérivée qui s'annule pour :

$$-m\omega_0 \sin[\omega_0 \sqrt{1-m^2}t] + \omega_0 \sqrt{1-m^2} \cos[\omega_0 \sqrt{1-m^2}t] = 0$$

$$\tan \varphi = \frac{v}{\sqrt{1-m^2}} = \frac{v}{\sqrt{1-\frac{v^2}{c^2}}} = \frac{v}{\sqrt{1-\beta^2}} = \gamma v$$

$$I_M = 58.3 \text{ A} \quad \text{et} \quad \omega_m = 5.21 \text{ rd / s}$$



.. Fig : IV .8 - Simulation de l'évolution du courant et de la vitesse lors d'une perturbation type impulsion de Dirac

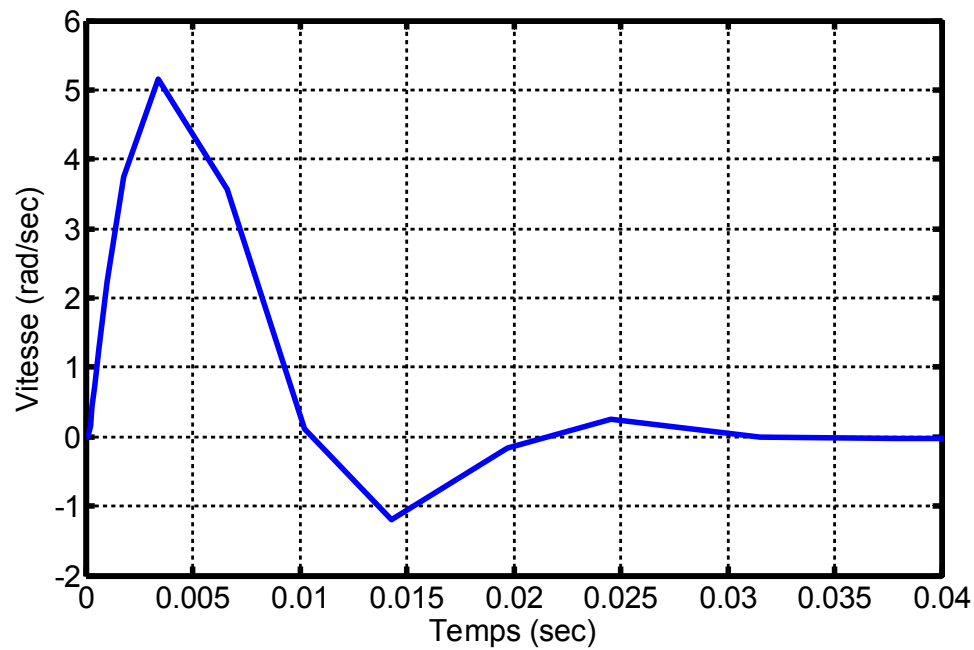


Fig .IV.9 - Evolution de la vitesse lors d'une perturbation type impulsion de Dirac

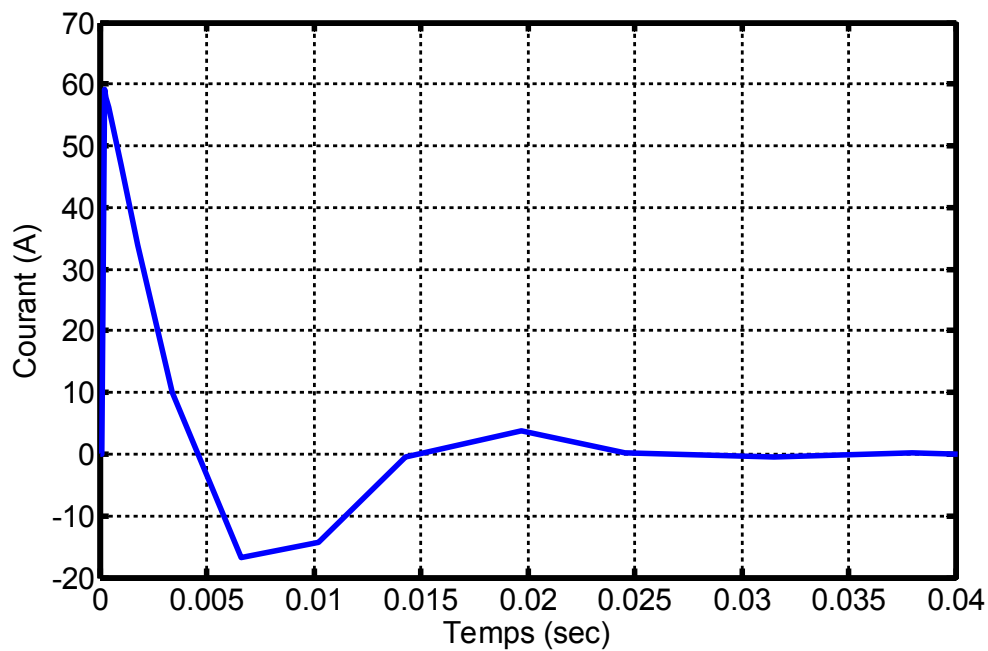


Fig .IV.10 - Evolution du courant lors d'une perturbation type impulsion de Dirac

2.4.4 . Ajout à une perturbation :

On fixe l'entrée consigne à 6 V ($C_{\text{gne}} = 6 \text{ V}$), et à l'instant t_0 on ajoute une résistance de 500Ω en parallèle sur la résistance de 45Ω .

2.4.4.1 . Montrer que l'on peut assimiler cet ajout à une perturbation de couple (linéarisation) . Calculer ce couple de perturbation .

Au point de fonctionnement nous avons pour la génératrice :

$$C_0 = K_1 I_0 = \frac{K_1 K_2 \Omega}{R_0} = \frac{0.83 \times 0.83 \times 157}{4672} = 2.342 \text{ Nm} .$$

En ajoutant une résistance R' en parallèle sur R nous obtenons une nouvelle valeur de résistance : R_0

- ΔR avec $\Delta R = 45 - \frac{45 \times 500}{45 + 500} = 3.715 \Omega$; ce qui entraîne un nouveau couple :

$$C_0 + \Delta C = \frac{K_\tau k_e}{R_0 - \Delta R \Omega_0} \quad \text{oit } C_0 + \Delta C / R_0 - \Delta R = K_\tau K_E \Omega_0 \Rightarrow$$

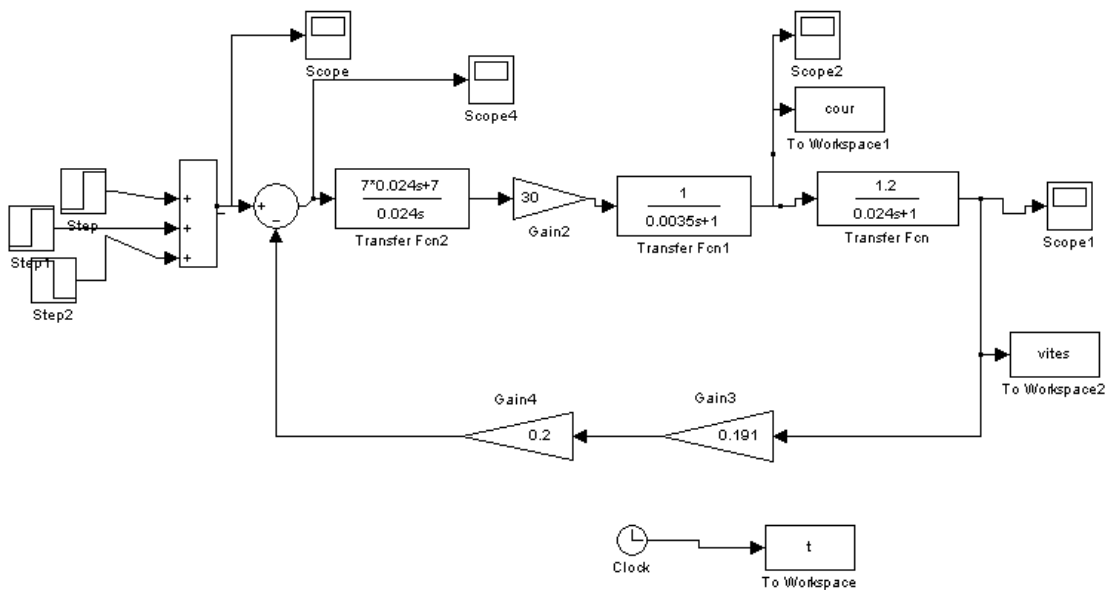
$$C_0 R_0 - C_0 \Delta R + \Delta C R_0 - \Delta C \Delta R = K_\tau K_E \Omega_0 \Rightarrow -C_0 \Delta R + \Delta C R_0 = 0$$

$$\text{D' où } \Delta C = \frac{C_0}{R_0 \Delta R} = \frac{2.341}{46.2 \times 3.715} \sim 0.190 \text{ Nm}$$

$$P_{\text{couple}} = 0.190 \text{ Nm} .$$

2.4.4.2 . Pointe de courant .

Transformons le schéma – bloc pour avoir la perturbation en entrée et le courant en (en sortie régime dynamique , la consigne est considéré nulle)

Fig IV. 11- Bloc équivalent $H_e(p)$, (entrée Ω , sortie I)

Calculons le bloc équivalent $H_e(p)$, (entrée Ω , sortie I)

$$H_e(p) = 0,191 \times 0,2 \left[\frac{7(1+0.024p)}{0.024p} \times 30 + 0.83 \right] \frac{0.83333}{1+0.003p}.$$

$$H_e(p) = 8.022 \times \frac{0.83333}{1+0.003p} = \frac{(8.022+0.21245p)0.83333}{0.024p(1+0.003p)}$$

$$= \frac{6.6847+0.177p}{0.024p(1+0.003p)}$$

Réduction du Bloc Méca avec Fv en retour :

$$H_m(p) = \frac{\frac{1}{0.016p}}{1 + \frac{0.00000016}{0.016p}} = \frac{1}{0.016p + 0.016} = \frac{62.5}{1+p}.$$

$$\text{Chaîne directe : } \frac{6.68447+0.177p}{0.024p(1+0.003p)} \times \frac{62.5}{1+p} = \frac{417.8+11.062p}{0.024p(1+0.003p)(1+p)}$$

Chaîne de retour 0.83 :

Fonction globale :

$$H(P) = \frac{\frac{417.8+11.062p}{0.024P(1+0.003p)(1+p)}}{1+\frac{(417.8+11.062p)0.83}{0.024p(1+0.003p)(1+p)}} = \frac{417.8+11.032P}{0.024p(1+0.003p)(1+p)+346.77+9.18}$$

$$H(p) = \frac{1.205+0.0319p}{0.024p(1+0.003p)(1+p)+346.77+9.18p} = \frac{417.8+11.062}{346.77+0.024p^2+0.000076p^3}$$

Cette fonction du transfert peut se mettre sous la forme :

$$H(p) = 1.205 \left\{ \frac{1+0.265p}{(1+0.024P)(1+0.00251P+0.0000091P^2)} \right\}$$

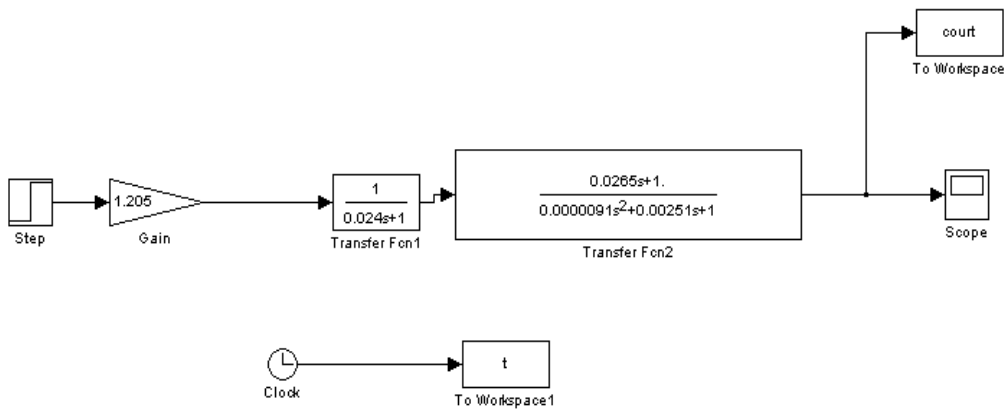


Fig : IV.12– Régulation pointe du courant

La réponse indicielle d'un troisième ordre n'est pas évidente mais on peut cependant en faire une bonne approximation en analysant la fonction du transfert. Celle – ci présente un zéro ; un pôle réel et deux pôles complexes conjugués. Le deuxième ordre a un coefficient d'amortissement

$m = 0.414$ ce qui occasionne un dépassement de $e^{\frac{-m\pi}{\sqrt{1-m^2}}} \sim 24\%$.

$$I_M = 3.32 \text{ A}$$

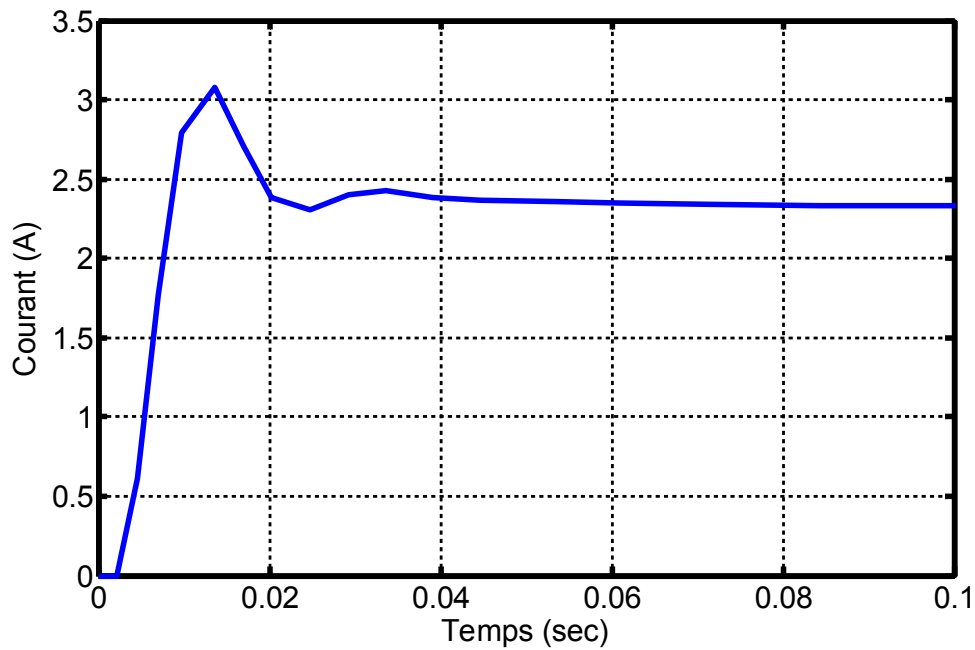


Fig IV .13 - Courbe de la pointe du courant (3.33)

3. INTRODUCTION D' UNE BOUCLE DE COURANT :

La mesure du courant est effectuée à l'aide d'un capteur à effet Hall délivrant 1 V par A et ayant une constante de temps de 0.3 ms . Le montage réalisé est le suivant

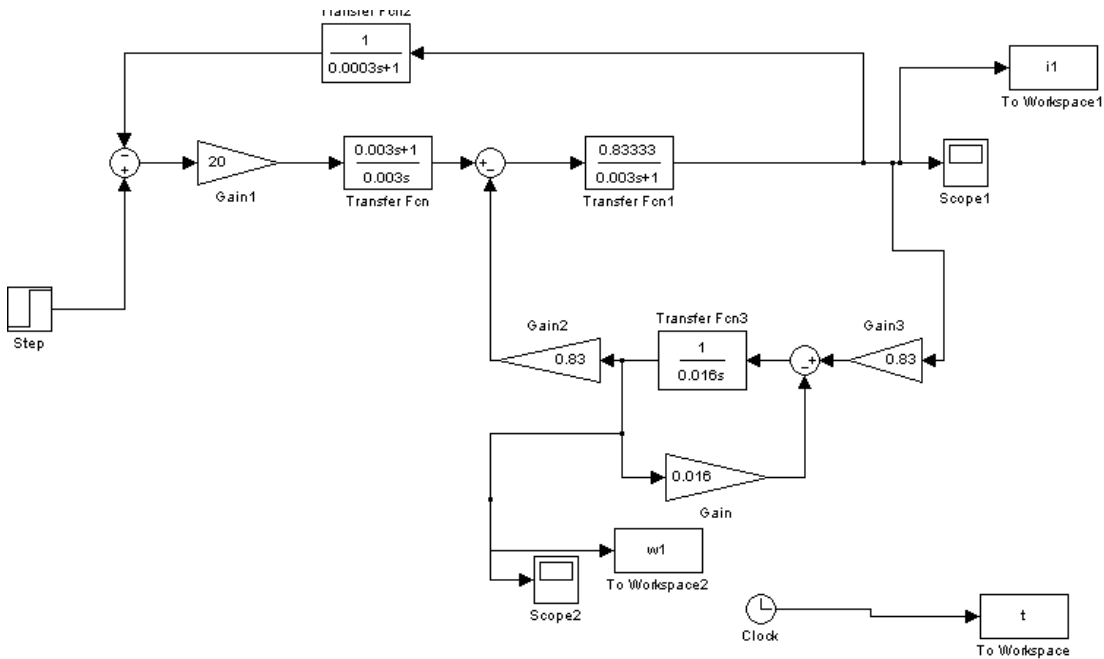
$$\text{Avec CH} = \frac{1}{1+0.000p} \quad , \quad \text{Bloc Eléc} : \frac{0.83333}{1+0.003p} \quad , \quad \text{Bloc Méca} : \frac{1}{0.016p}$$

$F_v = 0.016 \text{ Nm / rd s}^{-1}$, $C_2 = \text{Correcteur intégrant le hacheur de gain 30 (} C_2 = 30 \text{ C}^\circ \text{)}$

3.1. Correcteur C_2 est un gain unitaire .

3.1.1.Calcul de la fonction de transfert $H_{3B0}(p)$:

Nous avons $H_{3B0}(p) = \frac{I(p)}{V(p)}$.en boucle ouverte chaîne directe .

Fig IV . 14 - Régulation de la fonction de transfert $H_{3BO}(p)$.

$$\text{Réduction de la boucle Méca - Fv : } \frac{\frac{1}{0.016p}}{1 + \frac{0.016}{0.016p}} = \frac{1}{0.016p + 0.0165} = \frac{62.5}{1+p}$$

$$\text{Chaîne complète : } \frac{62.5}{1+p} \times 0.83 \times 0.83 = \frac{43.056}{p+1}$$

$$H_{3BO} = \frac{\frac{0.83333}{1+0.003p}}{1 + \frac{43.056}{p+1} \times \frac{0.83333}{1+0.003p}} = \frac{0.83333(p+1)}{(p+1)(1+0.003p)+35.88} = \frac{0.83333(p+1)}{0.003p^2 + 1.003p + 36.85}$$

$$H_{3BO} = 0.0226 \frac{p+1}{1+0.0272p+0.00008135p^2} = 0.0226 \frac{p+1}{(1+0.00345p)(1+0.02375p)}$$

3.1.2.Relation avec constantes de temps de la motorisation :

On va exprimer le valeur des 03 cassure en fonction des 3 constantes de temps de la motorisation

$$\left(\tau_m \frac{J}{F_v} ; \tau_{em} = \frac{rJ}{K_e K_t + r F_v} \right) \text{ et } \tau_e = \frac{L}{r}$$

$$\frac{1}{1+0.003p} \quad (\text{capteur à effet hall}) ..$$

Calcul latéral :

$$\begin{aligned}
 H_{3BO} &= \frac{\frac{1}{r+L_p}}{1 + \frac{1}{r+L_p} \times \frac{K_e K_t}{J_p + F_v}} = \frac{J_p + F_v}{(r+L_p)(J_p + F_v) + K_e K_t} = \frac{F_v}{K_e K_t + r F_v} \times \\
 &\quad \frac{1 + \frac{J}{F_v}}{1 + \frac{L F_v + r J}{K_e K_t + r F_v} p + \frac{L j}{K_e K_t + r F_v} p^2} \\
 H_{3BO} &= \frac{F_v}{K_e K_t} \times \frac{1 + \tau_m p}{(1 + \tau_e p)(1 + \tau_{em} p)} \quad \text{(IV.8)}
 \end{aligned}$$

)

Avec .

$$C^{cte} \text{ du temps mécanique } \tau_m = \frac{J}{F_v} = \frac{0.016}{0.016} = 1 \text{ s}$$

$$C^{cte} \text{ du temps électromécanique } \tau_{em} = \frac{r J}{K_e K_t + r F_v} = \frac{1.2 \times 0.016}{(0.83)^2 + 2 \times 0.016} = 27.1 \text{ ms} .$$

$$C^{cte} \text{ du temps électrique } \tau_e = \frac{L}{r} = \frac{0.0036}{1.2} = 3 \text{ ms} .$$

3.1.3. Tracer le diagramme de bode de $H_{4BO} (j\omega)$ incluant la chaîne de retour

Diag de Bode de H_{3BO} comprend le retour courant (Sonde à effet hall) .

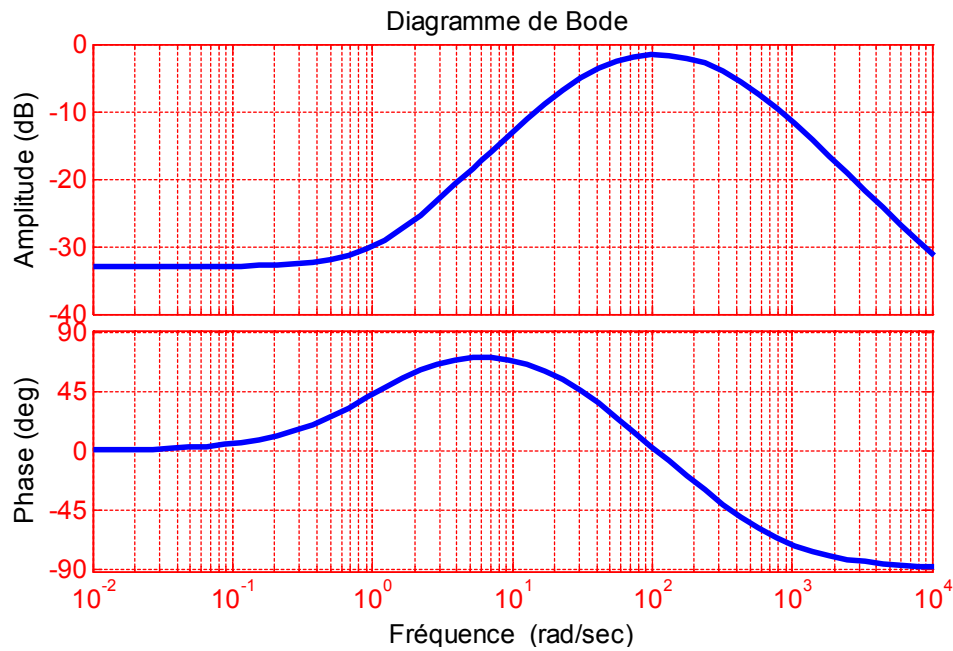


Fig IV .15 - Diag de Bode de H_{3B0} .

3.2 . Emplacement du correcteur PI à $[C_2(p)]$.

3.2.1. Calcul du gain du correcteur PI :

On place le correcteur du de manière à faire coïncider sa pulsation de cassure avec la pulsation correspondant à la constante de temps électrique du système . On a calculer son gain porportionnel G pour satisfaire au criere de la marge de phase de 45° .

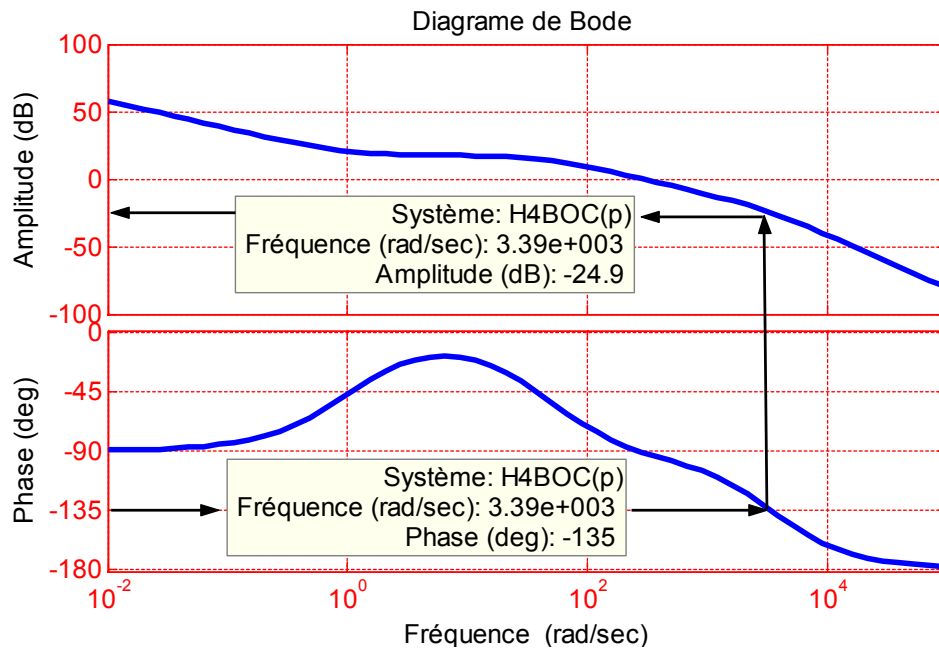


Fig IV.16 - Diag de Bode du système avec un correcteur du gain unitaire .

Déterminons le gain que présente la fonction du transfert H_{4BOC} pour le déphasage de -135° .

Graphiquement nous trouvons -25 dB , on peut donc augmenter le gain du système

D'un facteur 25 dB ($G = 18$) . Le correcteur P.I. a donc pour expression :

$$C2(p) = 18 \left(\frac{1+0.003P}{0.003P} \right)$$

(IV.9)

3.2.2.Comparaison de la fonction de transfert Avec et sans la boucle mécanique :

On règle $C2(p) = 20 \times \frac{1+0.003p}{0.003p}$, on a montrer que la fonction de transfert H_{4BO} peut se reduire au schéma – bloc simplifié ci – dessous (schéma ne comportant plus de la partie en pointillé) .

Pour ce faire comparer le comportement en régime transitoire et en régime stabilisé de deux fonction de transfert (avec et sans la boucle mécanique) .

1^{ier} cas , schéma simplifié :

$$\text{Chaîne directe : } 20 \times \frac{1+0.003p}{0.003p} \times \frac{0.833}{1+0.003p} = \frac{5.556}{p} ; \text{ chaîne de retour } \frac{1}{1+0.0003p}$$

3.2.3 évolution de la vitesse :

En va déduire la réponses $\Omega = f(t)$ pour l'échelon de 1V du 3.2.3

$$\text{Calculons } H_2 \left(\frac{\Omega(P)}{U(P)} \right) = 0.83 \times \frac{\frac{62.5}{P}}{1 + \frac{0.016 \times 62.5}{P}} = \frac{51.875}{1+P} \text{ et pour une entrée échelon de 1}$$

$$\Omega(t) = 51.875 (1 - e^{-t}) \quad (\text{IV.10})$$

4. structure complète :

4.1. correcteur CV(p) :

CV(p) est une fonction de transfert : $CV(p) = G_v \frac{1 + \tau_p}{\tau_p}$; pour calculer son gain proportionnel G_v , on

estime que la butée d'alimentation du hacheur (300 V) est juste atteinte lors d'un démarrage avec une consigne correspondant à 150 tr/mn calculer G_v .

La vitesse nominale du moteur est de 1500 tr/min soit 157rd/s cette vitesse correspond à une consigne de $157 \times 0.191 \times 0.2 = 6V$ d'où $C_{gne} = 0.6V$. le correcteur courant ayant un gain de 20. Le correcteur CV(p) doit avoir un gain statique G_v de

$$G_v = 300 / (0.6 \times 20) = 25$$

4.2. calcule de la constante de temps du correcteur CV(P):

On va déterminer alors sa constante de temps τ pour respecter un dépassement on peut maximal de 25% sur la vitesse alors d'une réponse indicielle .

4.3. calcule la constante de temps du correcteur CV(p)

Etudions le schéma simplifié :

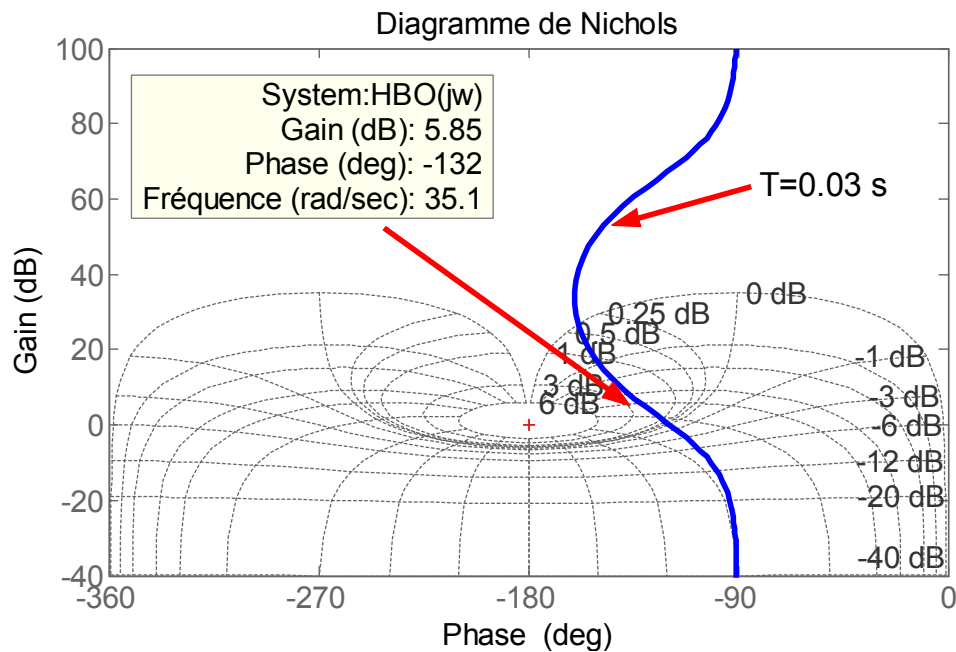


Fig IV. 17 – Diagramme de black du système corrigé par CY(p) .

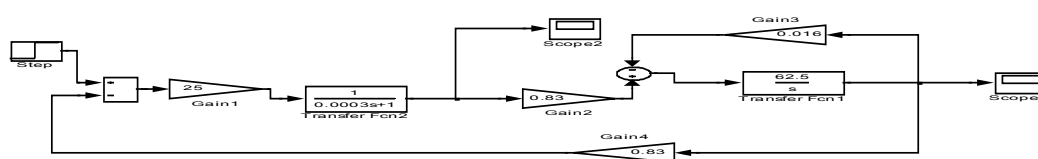


Fig IV.18 – Régulation de black du système corrigé par CY(p) .

$H_{BO}(P) = 49.5 \times \frac{1+T_p}{T_p} \times \frac{1}{1+P}$ analysant le diagramme asymptotique, on remarque que la deuxième cassure doit se situer au dessus du gain 0 dB pour que le système coupe cet axe avec une pente -1 (-20dB/décade)

La valeur maximum de la pulsation ω_m sera obtenue pour :

$$|H_{BO}(j\omega_m)| = \sqrt{2} \text{ et comme } \omega_M > 1, (\tau_e = 1 \Rightarrow \omega_c = 1)$$

On peut assimiler $|H_{BO}(j\omega)|$ à $\frac{49.5}{\omega}$, ce qui donne $\omega_M = \frac{49.5}{1.4142} = 35 \text{ rd/s}$

$$\text{d'où } T \approx 0.03 \text{ s. } CV(p) = 25 \left[\frac{1+0.03p}{0.003p} \right]$$

4.4 schéma avec $CV(p)$:

4.4.1 expression de $i(t)$:

on peut calculer l'évolution du courant i dans le moteur lors d'une perturbation de couple (perturbation=0.19Nm)

4.4.2 pointe du courant :

Traçons le schéma-bloc ayant la perturbation en entrée et le courant en sortie (à partir du schéma simplifié)

Chaîne directe : $\frac{62.5}{1+p} \times 0.191 \times 0.2 \int \frac{25(1+0.03p)}{0.03p} \int = 1990 \int \frac{1+0.00003p}{p(1+p)} \int$, chaîne de retour 0.83.

$$H_{BF} = \frac{1990 \int \frac{1+0.03P}{P(1+P)} \int}{1+1990 \times 0.83 \int \frac{1+0.03P}{P(1+P)} \int} = \frac{1990(1+0.03P)}{P(P+1)+1652+50.6P+P^2} = \frac{1990(1+0.03P)}{1652+50.6P+P^2}$$

$$H_{BF} = 1.2 \int \frac{1+0.03P}{1+0.03P+0.0006P^2} \int = 1.2 \int \frac{1+0.03P}{1+2 \times 0.6 \times 0.0246+(0.0246)^2 P^2} \int$$

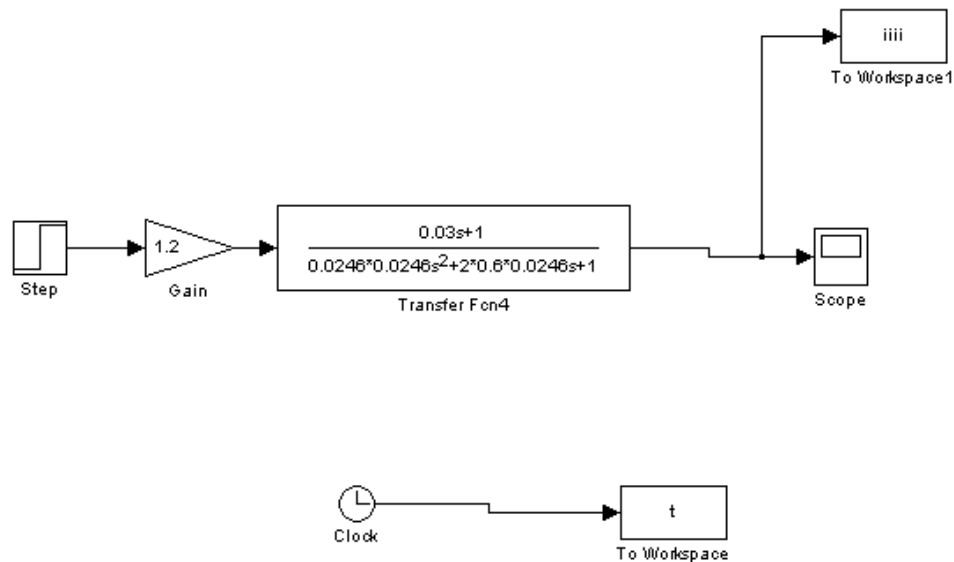


Fig IV. 19 - Schéma bloc ayant la perturbation en entrée et le courant en sortie

La réponse $i(t)$ sera donc sous-amortie de valeur finale $0.19 \times 1.2 = 0.228$ A, la présence du zéro augmentant le dépassement et la rapidité du système. la réponse indicielle est donnée en annexe n° 2 avec $\tau_z = 0.030$.

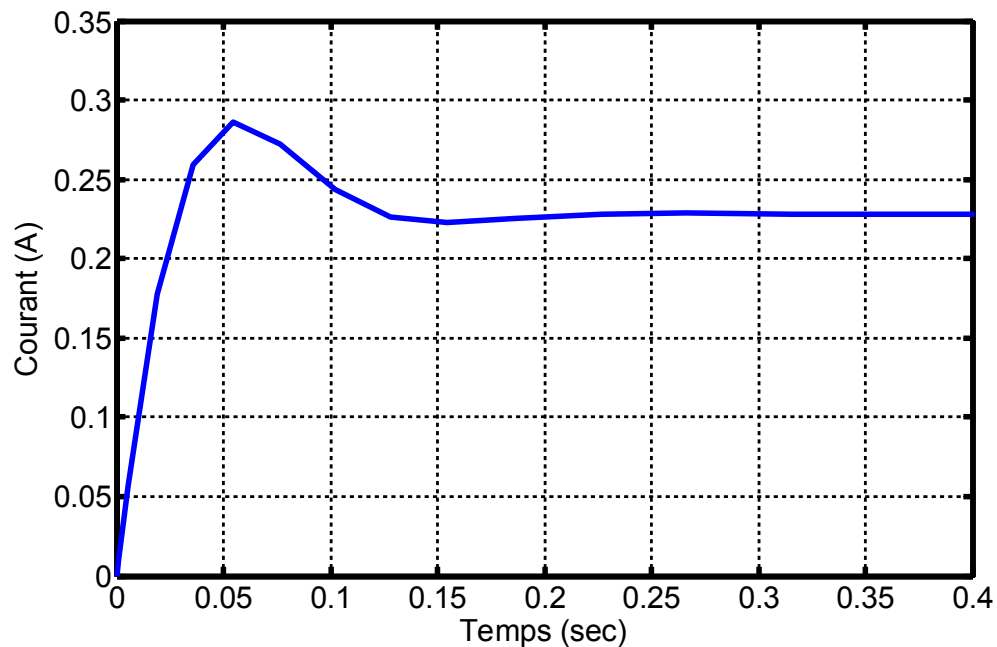


Fig IV .20 - influence du zéro sur la réponse indicielle d'un deuxième ordre

4.4.3. la pointe du courant :

On appliqué au système une consigne échelon de 6 V ($C_{gne}=6u(t)$). Que vaut la pointe de courant ? est-elle compatible avec la motorisation ? on considérera la boucle de courant comme parfaite.

En analysant le schéma simplifié et considérant la boucle de courant instantanée devant la mécanique , le courant est lié à la consigne par le gain proportionnel du correcteur CV(p) soit:

$$I_{maxi} = 6 \times 25 = 150 \text{ A}$$

4.4.4. limitation du courant a I_{maxi} :

Du fait que la boucle de courant est considérée comme parfaite devant la mécanique. Il suffit de limiter la tension d'erreur issue du correcteur CV(p) .

4.4.4 introduction de la bloc saturation :

On introduit un bloc saturation St comme suit on peut calculer du gain Gs et des saturations de ce bloc pour limiter le courant à $\pm 15 \text{ A}$.

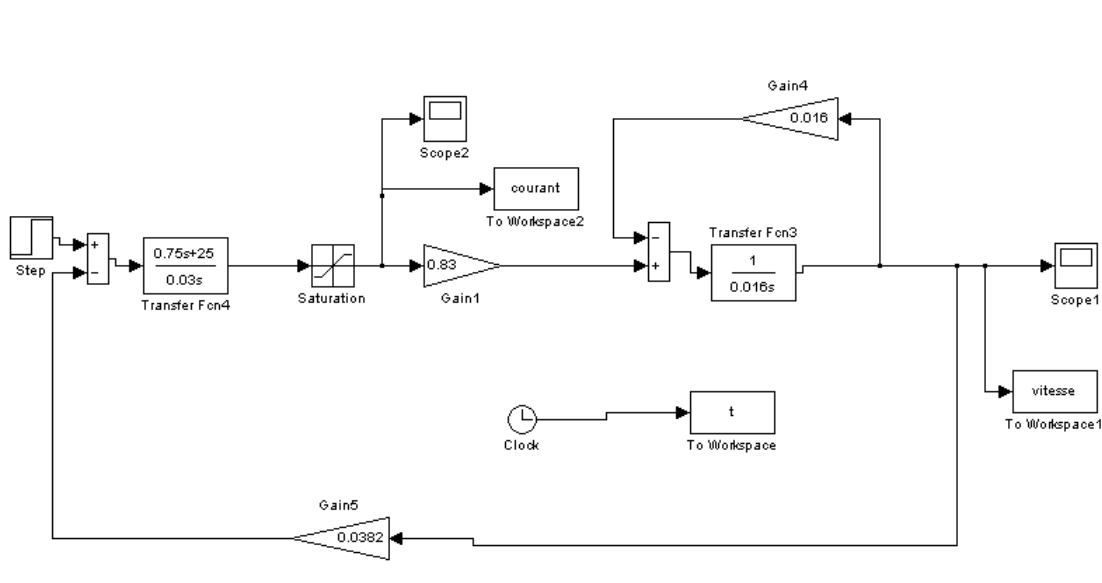


Fig IV.21 - Le bloc saturation doit limiter le signale à $\pm 15 \text{ V}$ et avoir un gain unitaire.

Saturations = $\pm 15 \text{ V}$ et $G_s = 1$.

4.4.5. allure de la montée en vitesse .

On appliqué la consigne de 5 V à l'entrée on va donner l'allure de l'évolution de la vitesse (ne pas obliger que CV est un correcteur proportionnel intégral)

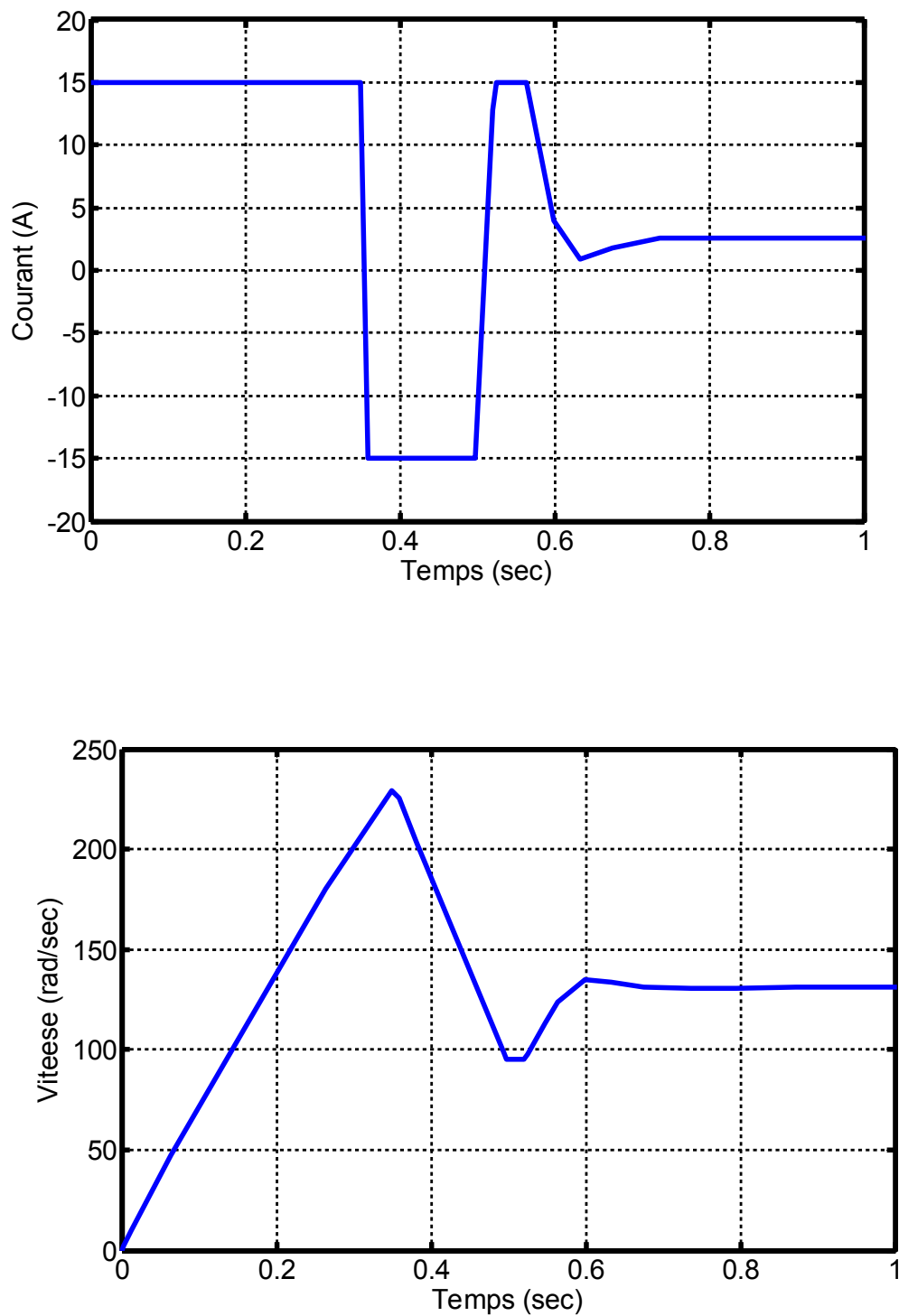


Fig IV. 22- Allure de courant et de la vitesse avec la saturation de courant par St.

Dès l'instant $t=0$ le courant est limité à sa valeur crête (15 A) le moteur est donc soumis à un couple constante $C_m=15 \times 0.83=12.45$ Nm l'équation de la vitesse est régie par l'équation différentielle.

$$\sum C = C_m - C_r = J_t \frac{d\omega}{dt} \Rightarrow 12.45 - 0.016 \omega = 0.016 \left(\frac{d\omega}{dt} \right).$$

$$\omega = 778 (1 - e^{-t}) \quad (\text{IV.11})$$

Cette erreur multipliée par 25 est appliquée à la partie proportionnelle et à la partie intégratrice du correcteur .

Cette vitesse est ramenée au comparateur par Tachy $\times A_d = 0.0382$ soit

$U = 0.0382(778)(1 - e^{-t})$; l'erreur appliquée au correcteur est donc :

$$\varepsilon = 5 - 29.72(1 - e^{-t})$$

5. Correcteur anti – saturation :

on réalise la limitation de courant comme suit : c'est une fonction commutateur , ABS est une fonction valeur absolue le correcteur est réalisé à l'aide du circuit en pointillé avec :

$K_p = 1/0.03p$, $C =$ entrée 1 si $C \geq 0.6$ et entrée 2 si $C \leq 0.59$, $St \pm 15$ V avec gain de 25

$r_t = 0.0382$, $F_v = 0.016$; Méca = $1/0.016p$.

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, les réseaux neurones, commande par la nouvelle génération des microprocesseurs.....etc.

- [1] [http:// www.phisique. ens-cachan.Fr/ pargreg p/ enseignement /elec/ eletrotech/cours-Mcc.pdf](http://www.phisique.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.
- [15] 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].

Résumé

Ce projet port sur l'étude de la commande linéaire du moteur à courant continu à excitation séparé.

Le contrôle de la vitesse d'un moteur à courant continu occupe une place de choix dans diverses applications industrielles; dans ce projet on a représenté la techniques de la commande d'un moteur à courant continu dans les quatre quadrants convertisseur statique, on a choisi le convertisseur statique car il donne des meilleures performances. Et le choix de régulateur pour éliminé la perturbation c'est-à-dire éliminent l'influence du couple résistant.

l'ensemble de commande utilisant ces moteur en série avec convertisseur statique, filtre L.c et régulateur de courant et autre de vitesse.

Enfin, on a procédé à la simulation de cette association pour différents régimes de fonctionnement.



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 EN LICENCE ACADEMIQUE
EN GENIE ELECTRIQUE

OPTION : Diagnostic et contrôle des systèmes électriques

THEME

Commande des machines électriques
(Régulation de vitesse avec boucle de courant
d'un moteur à courant continu)

Proposé & dirigé par :

Mr : Abal Abderrahim

Réalisé par :

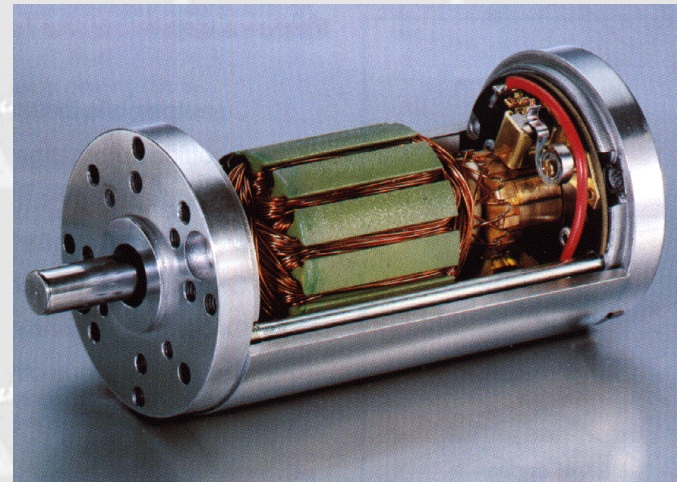
MERZOUG Badreddine
REGOUTA Mohamed Seghir
BOLKI Amara

PROMOTION : 2010



PARTIE THÉORIQUE

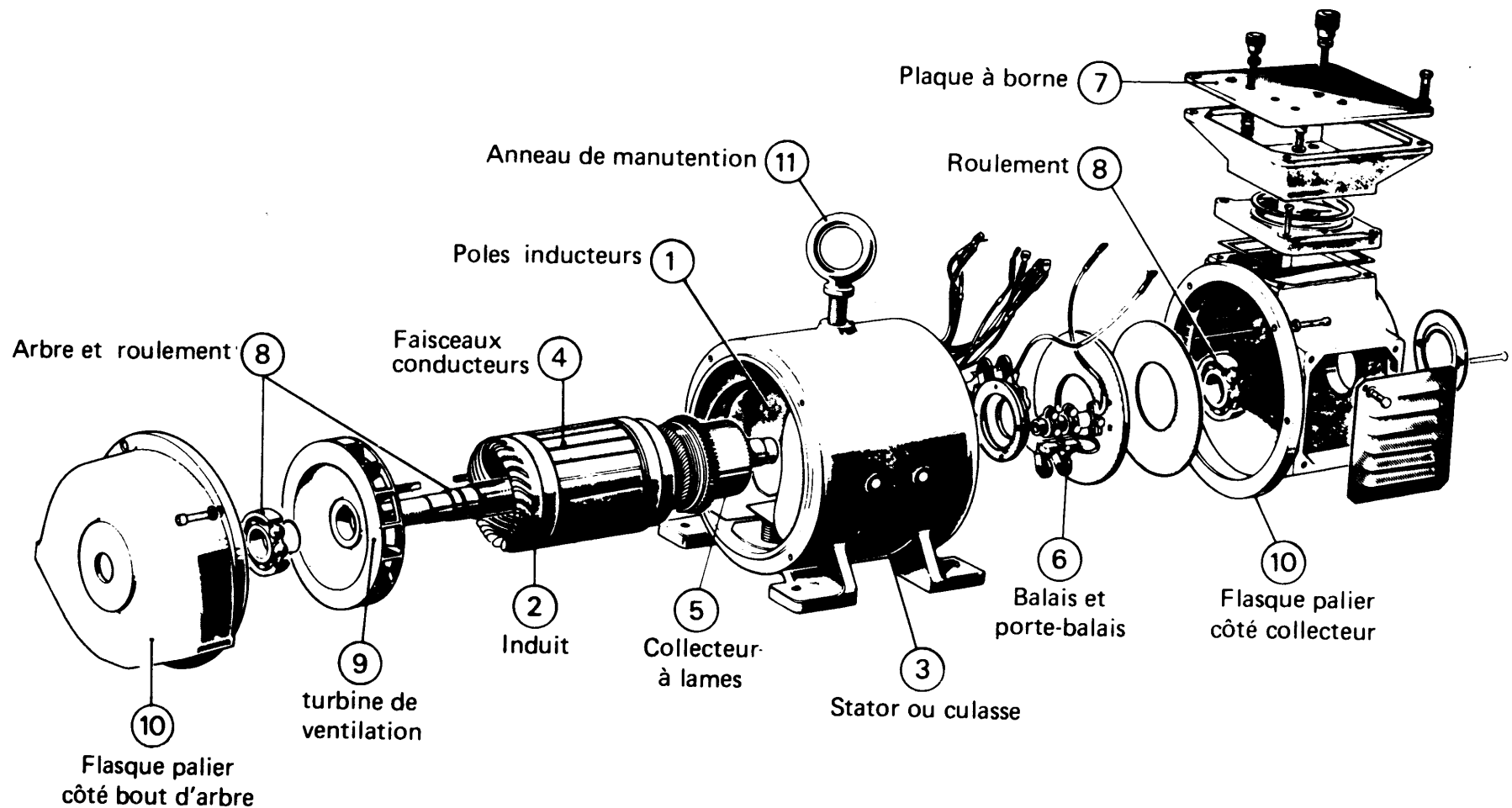
Variation de vitesse des moteurs à courant continu



Variation de vitesse des moteurs à courant continu

1 – Présentation de la machine à courant continu

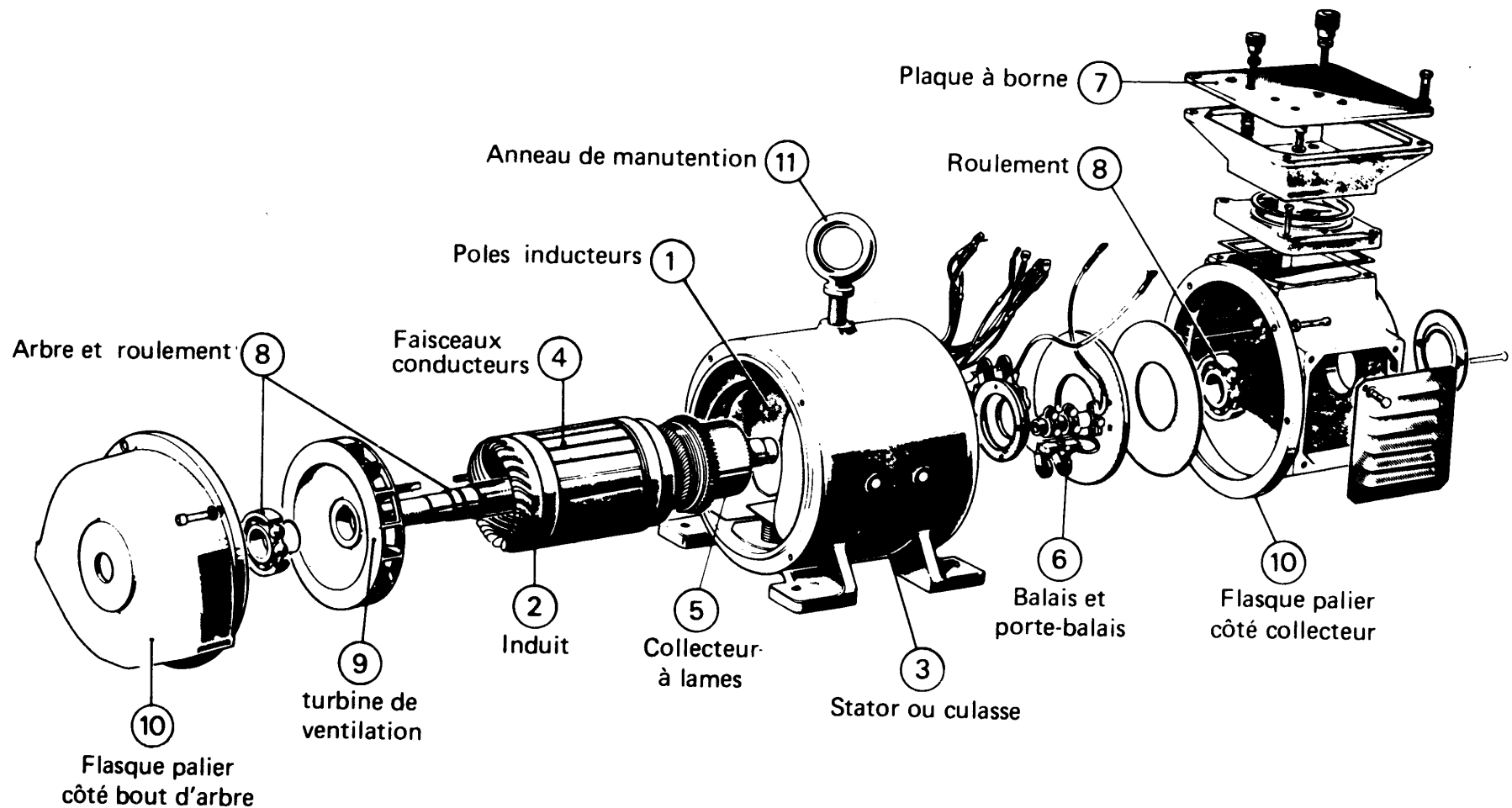
1.1 Vue d'ensemble (d'après LEROY SOMMER)



Variation de vitesse des moteurs à courant continu

1 – Présentation de la machine à courant continu

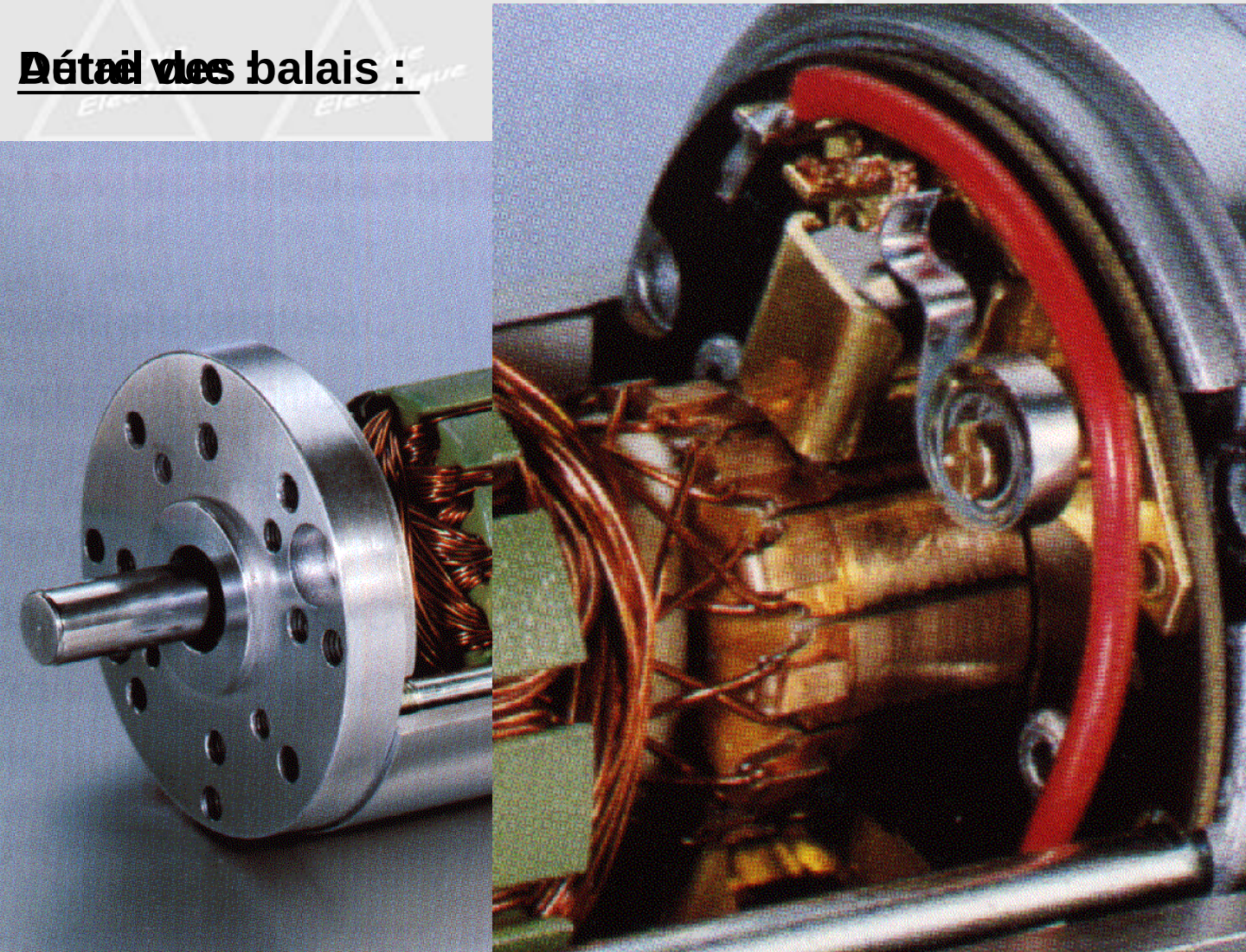
1.1 Vue d'ensemble (d'après LEROY SOMMER)



Variation de vitesse des moteurs à courant continu

1 – Présentation de la machine à courant continu

Détail des balais :



Variation de vitesse des moteurs à courant continu

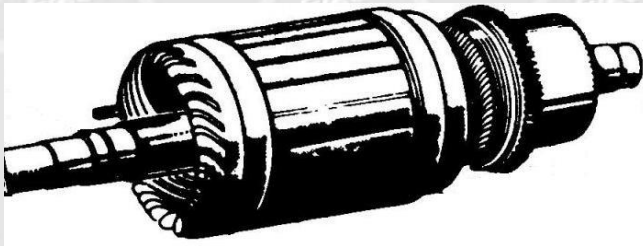
1 – Présentation de la machine à courant continu

1.1 Vue d'ensemble (d'après LEROY SOMMER)

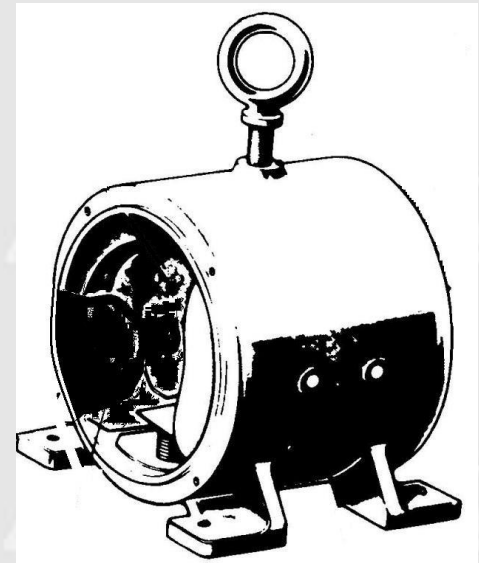
La machine comporte deux parties principales :

- une partie fixe : **le STATOR qui porte l'inducteur**
- une partie mobile : **le ROTOR qui porte l'induit**

Rotor



Stator



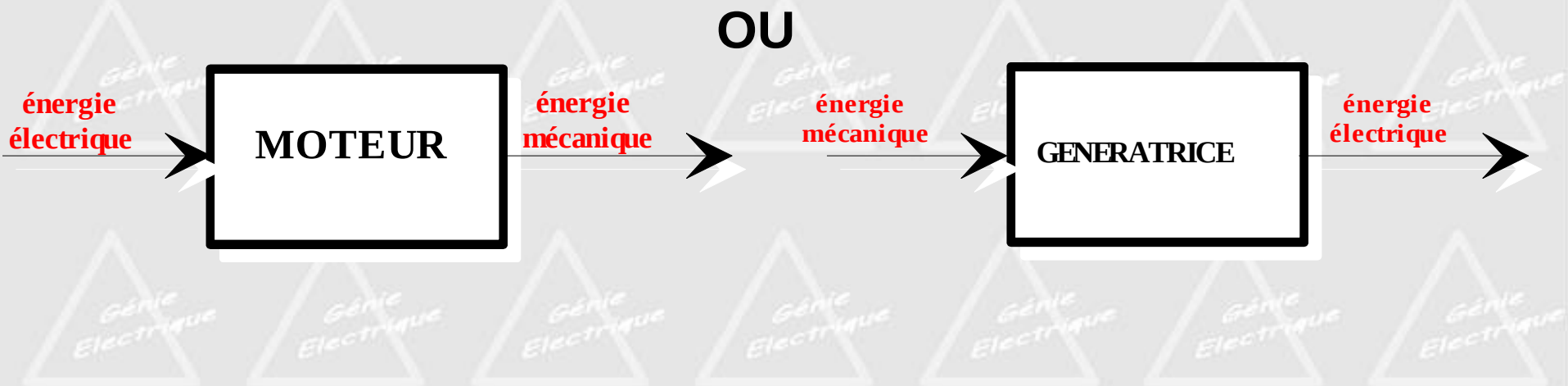
Variation de vitesse des moteurs à courant continu

1 – Présentation de la machine à courant continu

1.2 Remarque

La machine à courant continu est totalement réversible,

elle peut fonctionner indifféremment en moteur ou en génératrice.



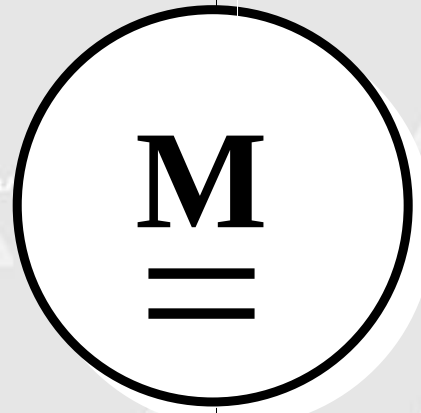
Variation de vitesse des moteurs à courant continu

1 – Présentation de la machine à courant continu

1.3 Les différents types de moteurs à courant continu

- Moteur à excitation séparée : l'induit et l'inducteur sont alimentés par des sources séparées

inducteur



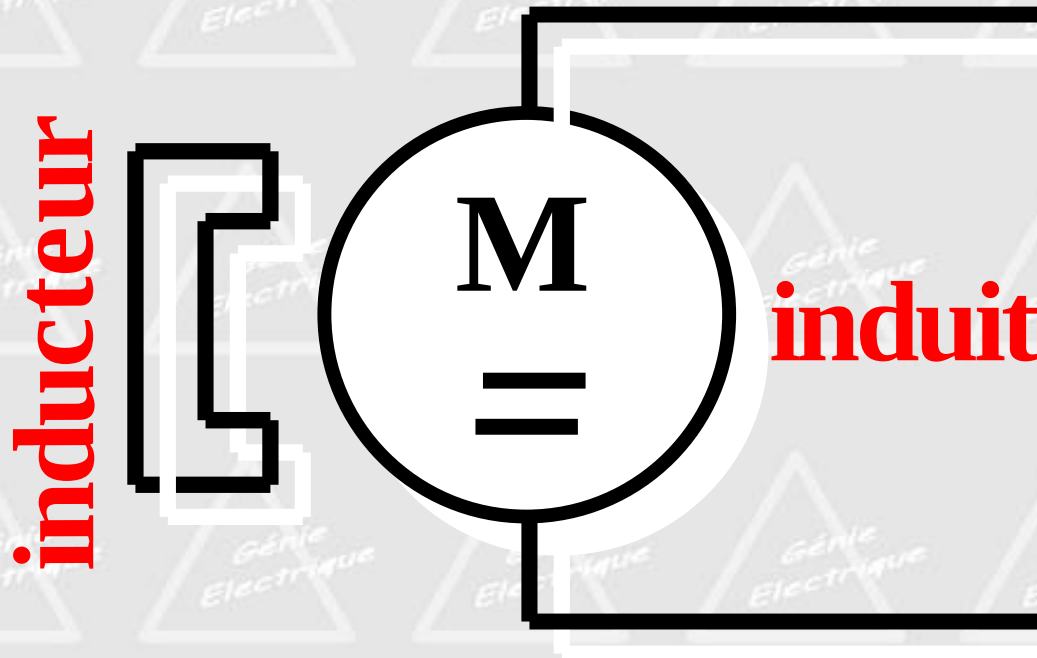
induit

Variation de vitesse des moteurs à courant continu

1 – Présentation de la machine à courant continu

1.3 Les différents types de moteurs à courant continu

Moteur à aimants permanents : l'inducteur est réalisé avec des aimants permanents. Moteur de faible puissance (jusqu'à 1 kW) très utilisé en robotique.



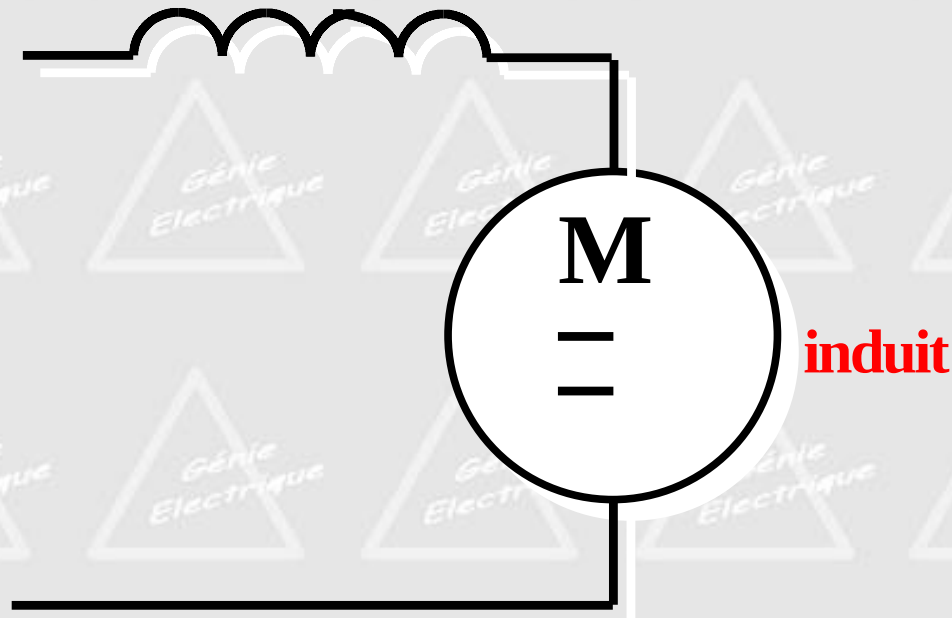
Variation de vitesse des moteurs à courant continu

1 – Présentation de la machine à courant continu

1.3 Les différents types de moteurs à courant continu

Moteur à excitation série : l'induit et l'inducteur sont alimentés par la même source de tension. Ce type de moteur présente un très fort couple au démarrage, il reste encore utilisé dans certaines applications de traction électrique.

inducteur

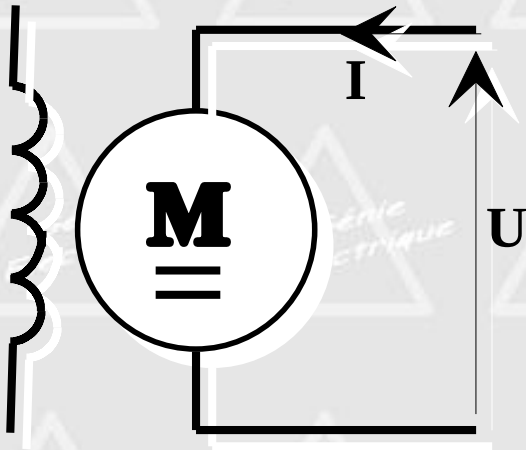


induit

Variation de vitesse des moteurs à courant continu

1 – Présentation de la machine à courant continu

1.4 Equations de fonctionnement du moteur à courant continu (rappel)



$$U = E' + R.I$$

$$E' = K.n.\phi$$

$$n = U - R.I / K.\phi$$

$$T = k.\phi.I$$

Avec :

E' : force contre-électromotrice (V)

U : tension d'alimentation de l'induit (V)

R : résistance de l'induit (Ω)

I : courant absorbé par l'induit (A)

ϕ : flux créé par l'inducteur (Webers)

T : couple moteur (Nm)

K et k sont des constantes de fabrication du moteur

Variation de vitesse des moteurs à courant continu

1 – Présentation de la machine à courant continu

1.5 Réglage de la vitesse des moteurs à courant continu

$n = U - R.I / K.\phi$ la résistance de l'induit R est très faible, elle peut être négligée ; on obtient donc $n = U / K.\phi$

Si on alimente l'inducteur sous tension fixe le flux ϕ est constant, on voit que l'on peut régler la vitesse du moteur par action sur la tension d'alimentation de l'induit U .

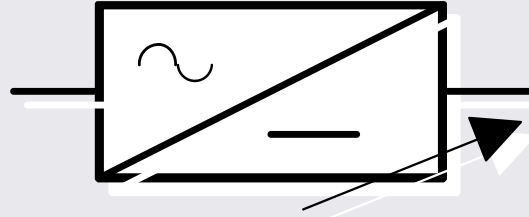
La vitesse est pratiquement proportionnelle à la tension d'induit.

Si on alimente l'induit sous tension fixe, il est possible de fonctionner en survitesse en diminuant le courant d'excitation, donc le flux.

Variation de vitesse des moteurs à courant continu

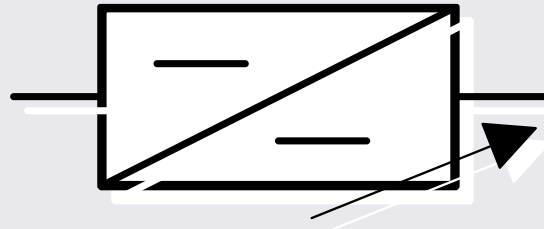
2 . Les dispositifs électroniques utilisés pour la variation de vitesse des moteurs à courant continu

**Redresseur
contrôlé
à tension
variable**



Fournit à partir d'un réseau alternatif monophasé ou triphasé, une tension redressée de valeur moyenne variable

Hacheur



Fournit à partir d'une source de tension continue fixe, une source de tension « continue » dont on contrôle la valeur moyenne.

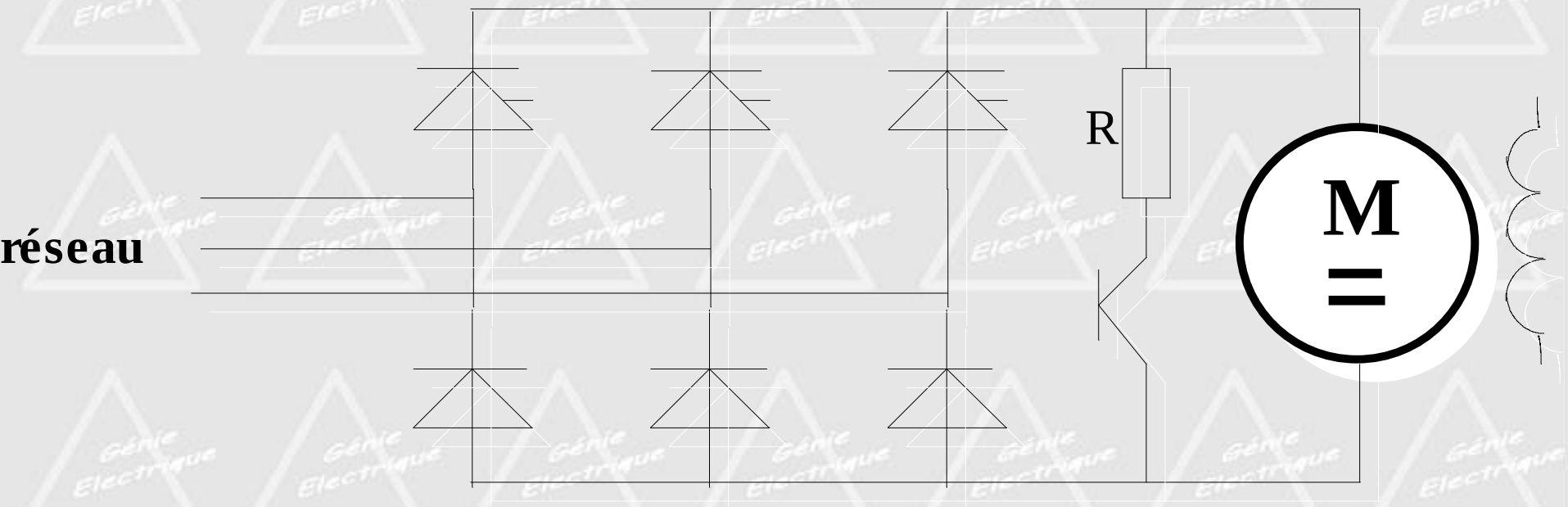
Variation de vitesse des moteurs à courant continu

3. Les types de variateurs

3.1 Variateurs non réversibles ou unidirectionnels

Ces variateurs ne permettent le transfert de l'énergie que dans le sens réseau $\rightarrow$ variateur $\rightarrow$ moteur $\rightarrow$ charge

Schéma

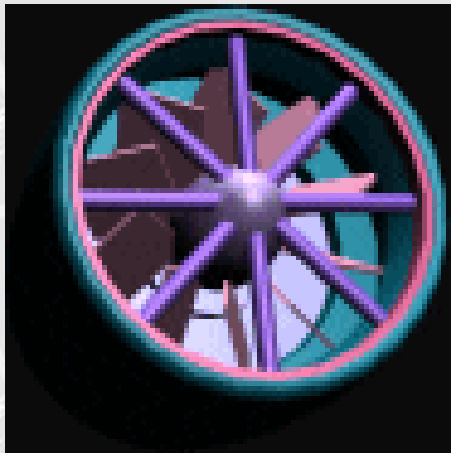


Variation de vitesse des moteurs à courant continu

3. Les types de variateurs

3.1 Variateurs non réversibles ou unidirectionnels

Si la machine entraînée présente une faible inertie et que le temps de décélération naturel n'est pas déterminant, l'arrêt du groupe peut se faire en « roue libre »



Variation de vitesse des moteurs à courant continu

3. Les types de variateurs

3.1 Variateurs non réversibles ou unidirectionnels

Si le groupe tournant présente une forte inertie empêchant son arrêt rapide, le temps de décélération devient parfois déterminant. Un freinage d'arrêt est réalisé en déconnectant l'induit du réseau et en reliant l'induit sur une résistance qui dissipera l'énergie emmagasinée dans les masses en mouvement.

Métro de Marseille



Variation de vitesse des moteurs à courant continu

3. Les types de variateurs

3.2 Variateurs réversibles ou bidirectionnels

Ces variateurs autorisent le transfert de l'énergie dans les deux sens
réseau $\longleftrightarrow$ machine

Ces variateurs sont utilisés avec des charges entraînant (cas du levage), dans ce cas le freinage est réalisé par renvoi de l'énergie sur le réseau.



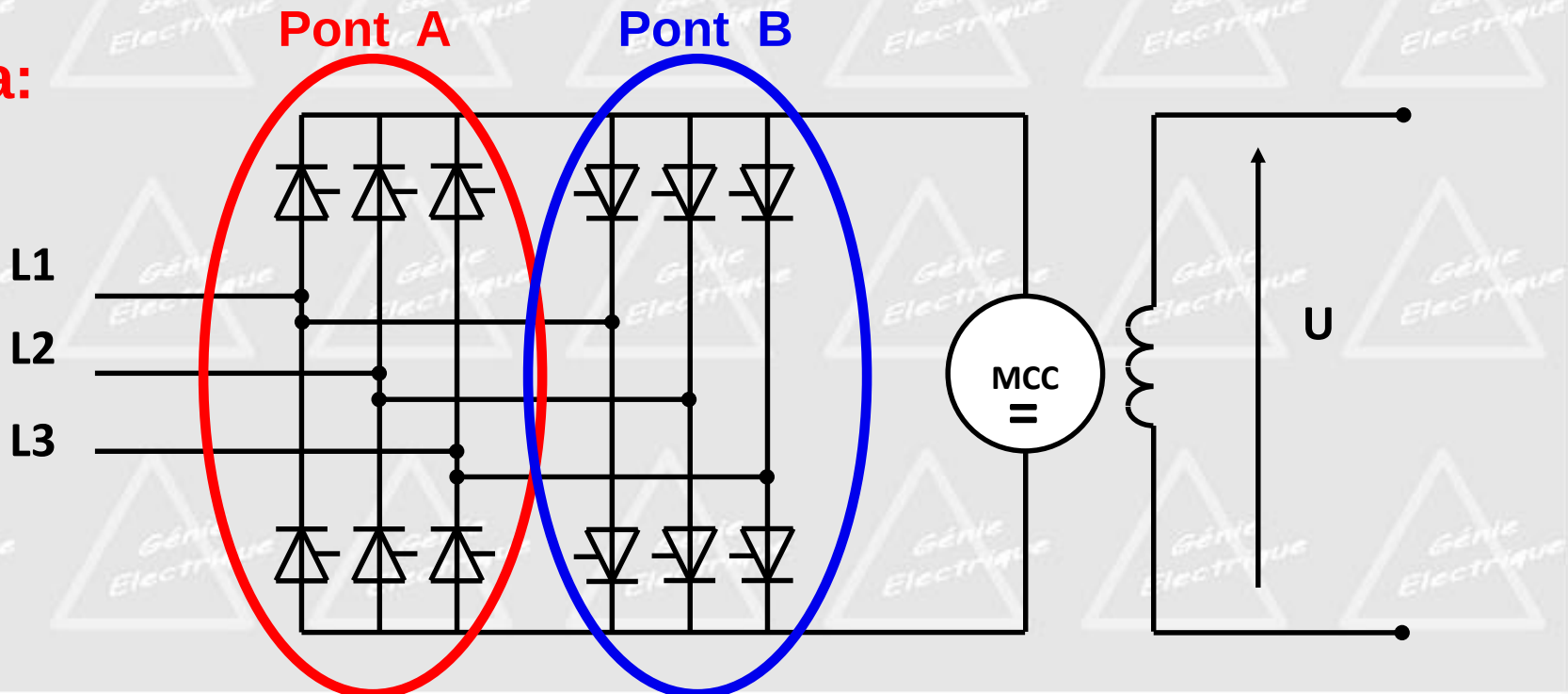
Variation de vitesse des moteurs à courant continu

3. Les types de variateurs

3.2 Variateurs réversibles ou bidirectionnels

Le fonctionnement est possible dans les quatre quadrants grâce à l'utilisation d'un deuxième pont complet monté en tête bêche avec le premier.

Schéma:



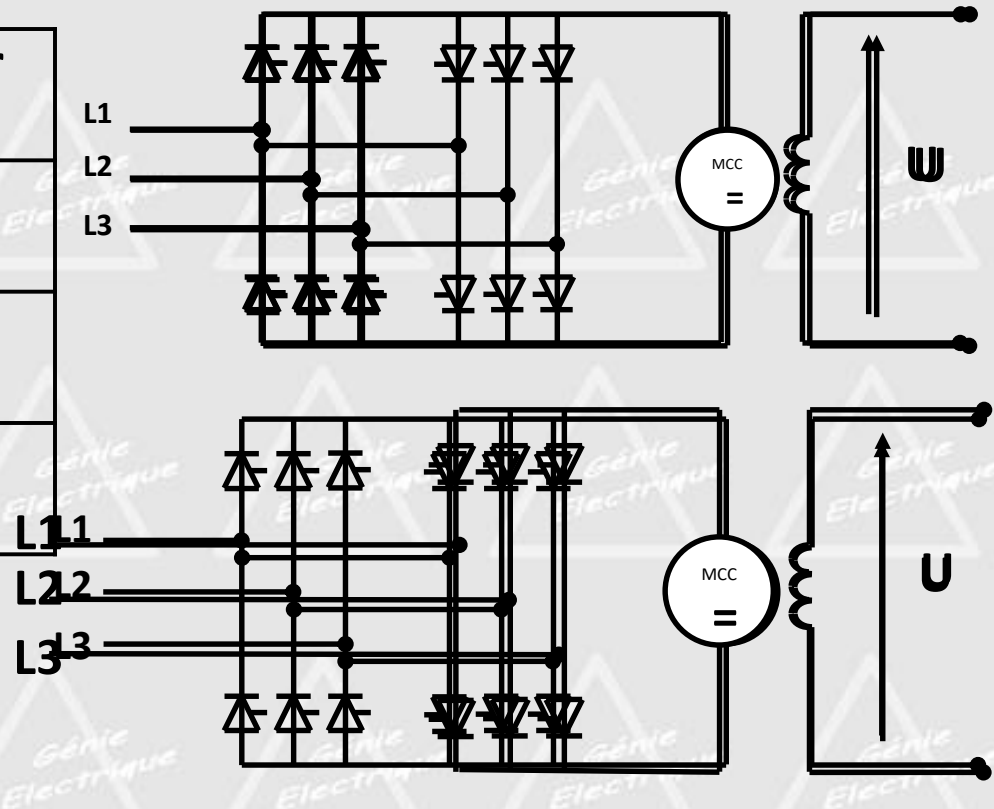
Variation de vitesse des moteurs à courant continu

3. Les types de variateurs

3.2 Variateurs réversibles ou bidirectionnels

Analyse du fonctionnement

Quadrant 1	Pont A	Redresseur
Quadrant 2	Pont B	Onduleur
Quadrant 3	Pont A	Redresseur
Quadrant 4	Pont B	Onduleur

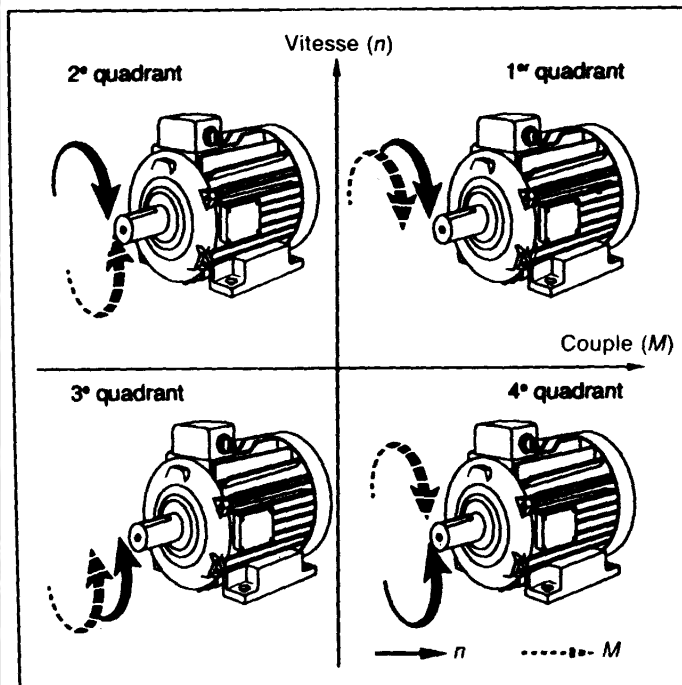


Variation de vitesse des moteurs à courant continu

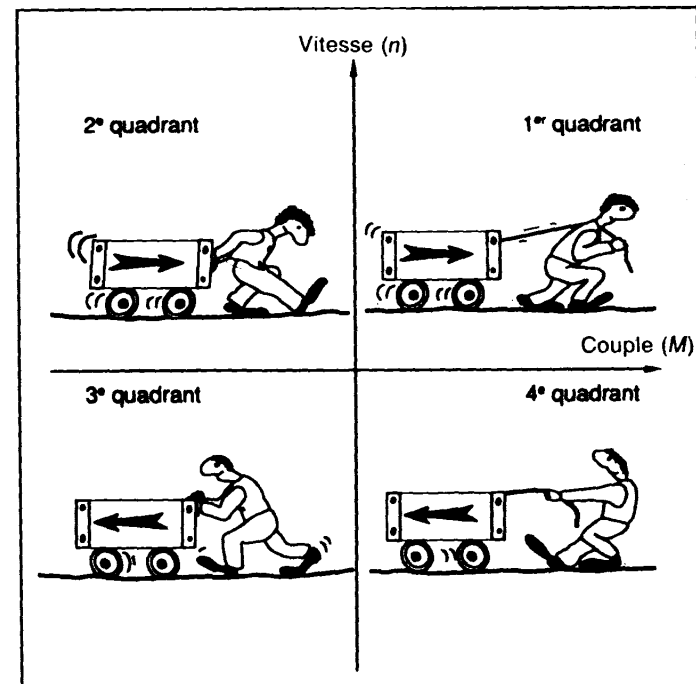
4. Fonctionnement 4 quadrants

Les divers fonctionnements sont caractérisés :

- par un fonctionnement en **moteur** : quadrants 1 et 3 (le moteur **fournit** une puissance mécanique)
- par une **marche de freinage** : quadrants 2 et 4 (le moteur **absorbe** une puissance mécanique)



==

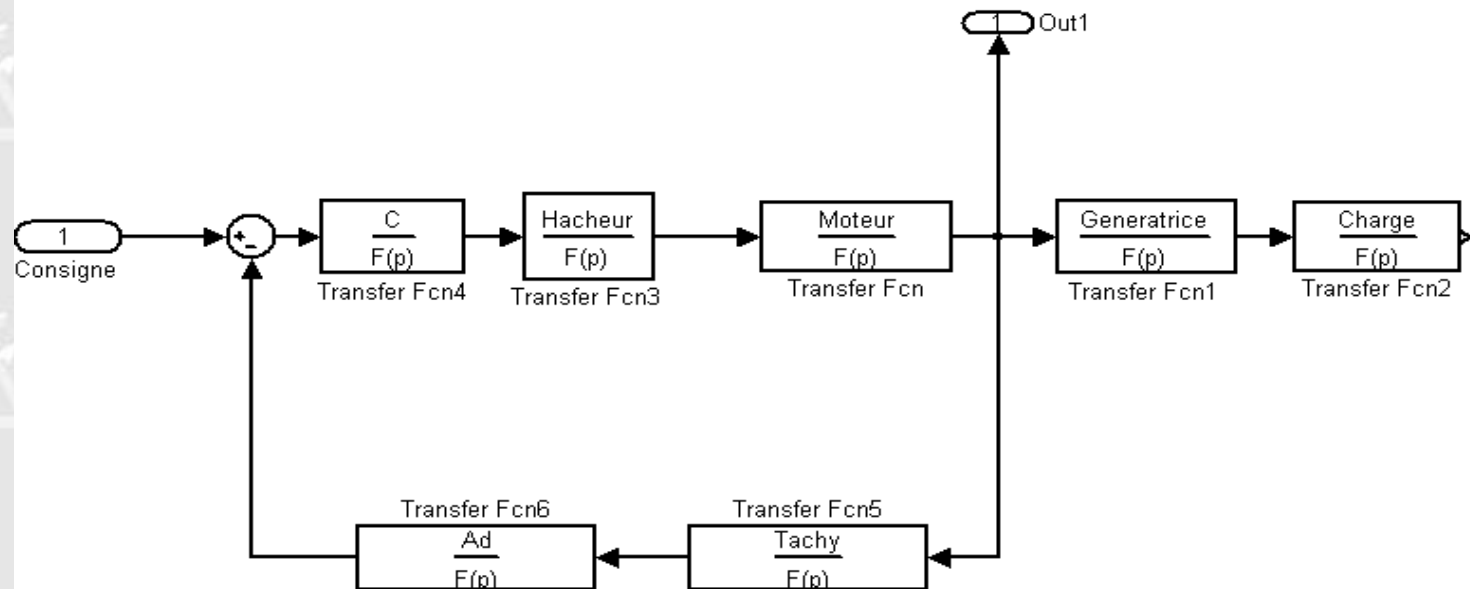




PARTIE PRATIQUE

Introduction

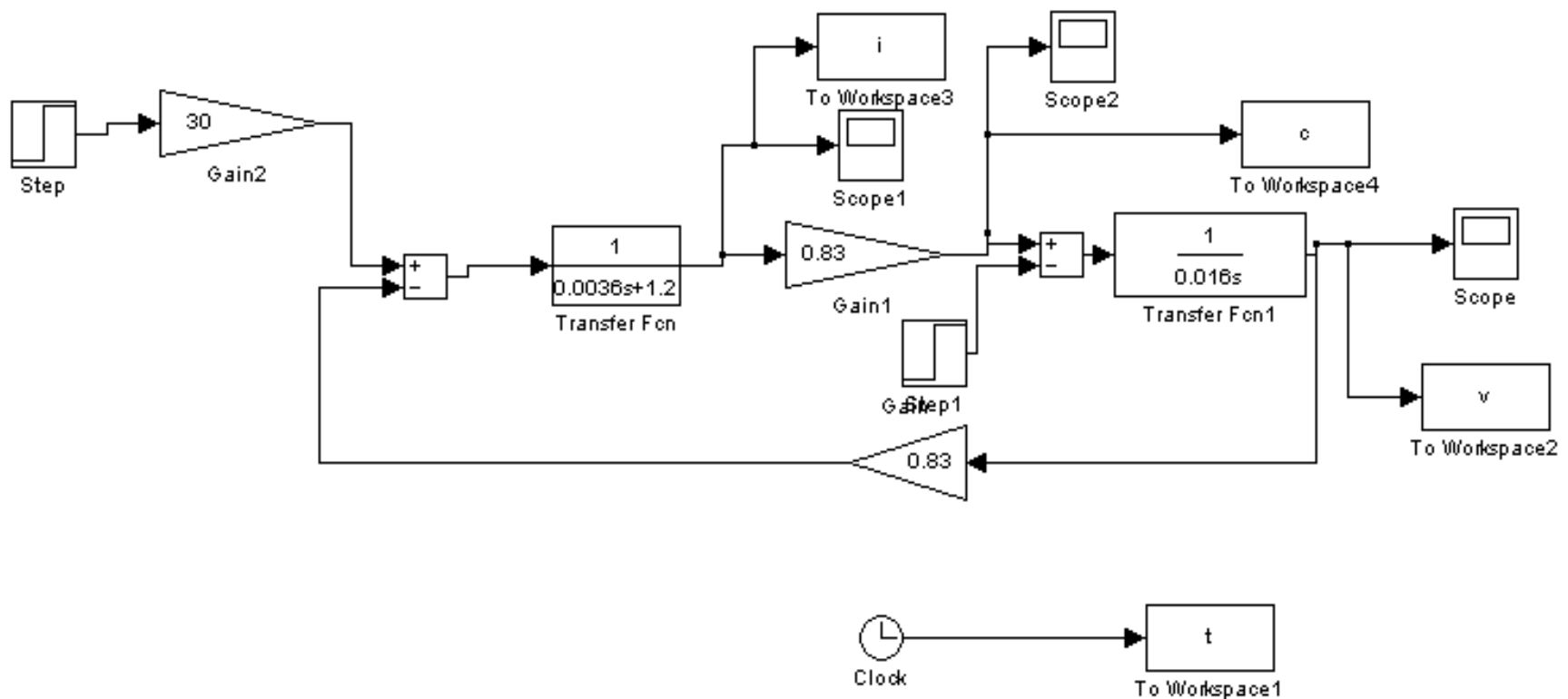
- On se propose d'étudier l'influence d'une boucle de courant sur les performance d'une régulation du vitesse .Pour ce faire , on associe deux machines à courant continue identiques l'une montée en moteur commandé par un hacheur , l'autre utilisée en génératrice chargé par une résistance de puissance .La régulation suivante est réalisé .

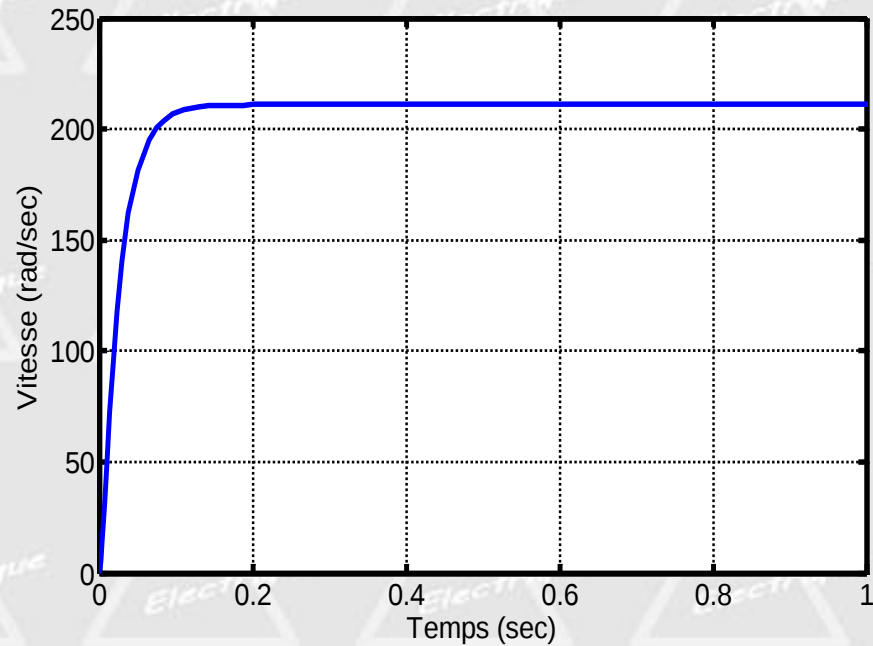
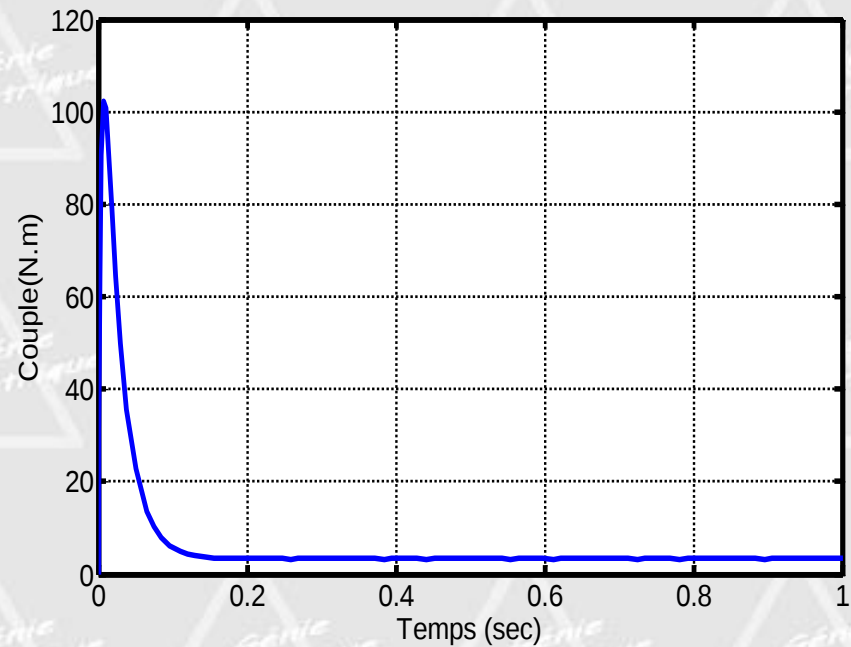
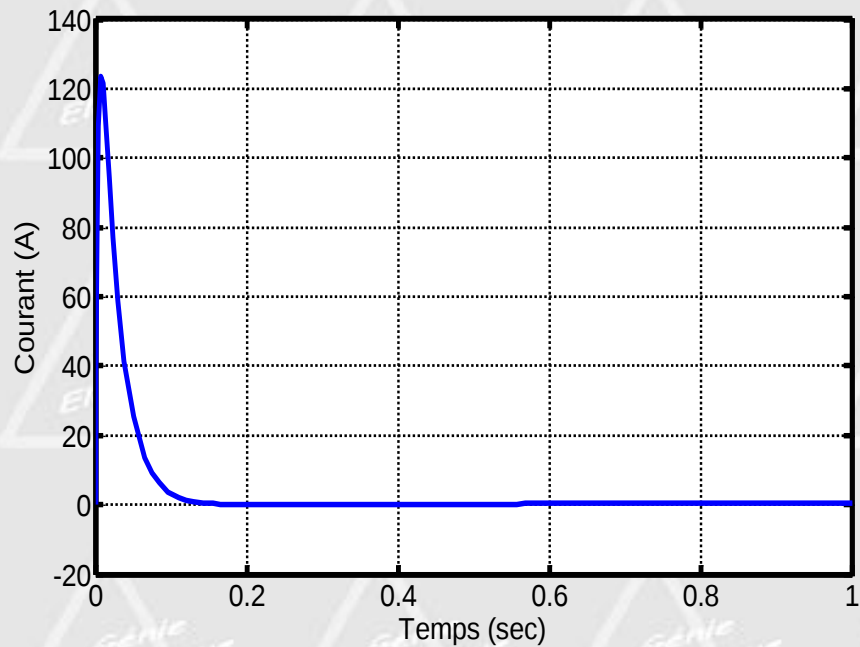


Caracteristiques des machines MCC à flux constante

Puissance nominale p_n	1.5 kw	Rsistance de l'induit : r	1.2Ω	Capteur tachymétrique (génératrice tachymétrique à courant continu) K_t Adaptateur : Ad				20 mv/1	Hacheur 2Q transistors : entrée 0-10 v . sortie 0 – 300 v	$I_{max} = 15 A$ $F = 25 KHz$
Vitesse no;inple . N_s	2200 tr / min	Inductance d'induit : L	3.6 mH							
Courant nominale : I_n	8 A									
Constantes électrique k_e	0.83 v / rd.s ⁻¹	Constant de couple k_t	0.83 Nm / A							
Constant de couples de frottement visqueux k_d	0.0005 Nm / rd.s ⁻¹	Moment d'inertie de l'ensemble (moteurs et tachy : J_t	0.016 kg .m ²							

1.2. Schéma bloc de la motorisation





Courbe de la pointe du courant (3.33)

$$I_M = 3.32 \text{ A}$$

