

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Mémoire de fin d'études

*En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'Etat en Electronique,
Option : contrôle*

Thème

*Etude de la commande d'une machine à courant
continu pilotée par un PC*

Proposé et dirigé par:
R. MANSOURI

Etudié par :
ADGHAR Amokrane
HADDAD Abbas
NAIT SIDENNAS Hamid

Promotion : 2009/2010

Remerciement

Remerciements

Une pensée pieuse à Dieu qui a éclairé notre chemin et mené vers la concrétisation de ce modeste travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur Monsieur R. Mansouri pour sa disponibilité, son aide précieux et de nous avoir fait profiter de sa rigueur scientifique, de son expérience et de nous avoir encouragé tout au long de ce travail.

Nous exprimons notre sincère gratitude à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Nos remerciements s'adressent aussi aux membres de Jury qui nous ont fait l'honneur de juger ce modeste travail.

Enfin, nos remerciements les plus sincères à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce mémoire.

HADDAD Abbas

ADGHAR Amokrane

NAIT SIDENNAS Hamid

SOMMAIRE

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I Présentation du système à commander	
I.1. Identification de chaque bloc de la machine à courant continu	2
I.1.1. Constitution de la machine à courant continu	2
I.1.2. Caractéristiques de la machine à courant continu	5
I-1-3 Comportement au démarrage	7
I-1-4 Caractéristiques mécaniques et électriques	8
I-1-5 Réversibilité de la machine à courant continu	8
I.1.6. Modes d'excitation de la machine à courant continu	9
I.2. Etude d'un hacheur	11
I.2.1. Définition d'un Hacheur	11
I.2.2. Réalisation d'un hacheur	11
I.2.4. Différents types du hacheur	13
I.3. Modélisation et fonctionnement des différents blocs du système	16
I.3.1. Modélisation du moteur	16
I.3.2. Modélisation de la Génératrice	19
I.3.3. Modélisation du hacheur	22
I.4. Schéma fonctionnel global du système moteur-hacheur- génératrice.	25
I.5. Conclusion	25
Chapitre II Identification du modèle de la machine à courant continu	
Introduction	26
II.1. Identification d'un modèle à deux constantes de temps	26
II.2. Identification d'un modèle à une constante de temps	30
II.3 Identification du système à commander	31
II.3.1 Etude de la caractéristique E/S du système.	31
II.3.2 Identification du modèle à partir des données obtenues en utilisant le logiciel « Lucas- Nülle »	32
II.3.3 Identification du modèle à partir des données relevées par oscilloscope	34

II.4. Détermination des paramètres de la machine à courant continu et simulation du modèle complet (hacheur, moteur génératrice) sous MATLAB-SIMULINK	35
II.5 Conclusion	37

Chapitre III Synthèse des. Correcteurs

Introduction	38
III.1. Généralité sur les correcteurs	38
III.1.1. Définition d'un correcteur	38
III.1.2. Différents types de correcteurs	39
III.2. Méthodes de calcul des correcteurs	41
III.2.1. Etude du correcteur proportionnel	41
III.2.2. Etude du correcteur proportionnel intégral PI	46
III.3. Application des régulateurs (PI, P) sur les modèles identifiés	50
III.3.1. Application sur Le modèle obtenu à l'aide du logiciel LUCAS-NÜLLE	50
III.3.2 Application sur le modèle obtenu à l'aide de l'oscilloscope	55
III.4. Conclusion	59

Chapitre IV Validation des résultats

Introduction	60
IV.1 Généralité sur le logiciel LUCAS NÜLLE	60
IV.1.1 Affichage des différentes fonctions du logiciel	60
IV.2. validation des résultats	68
IV.2.1 utilisation du logiciel Lucas –nulle	68
IV .2.2 .Utilisation de l'oscilloscope	74
IV.3. Interprétation des résultats obtenus	77
IV.4. Conclusion	77

Conclusion générale	78
----------------------------	-----------

Introduction générale

Après avoir longtemps occupé une place dominante au sein des systèmes électromécanique à vitesse variable, la machine à courant continu est en forte régression. Son succès, qui lui permet toujours d'occuper quelques niches sur le marché, est du à la grande simplicité de son alimentation électronique et de sa commande.

Son alimentation est réalisée par des convertisseurs à thyristors ou encore par un hacheur selon la source de l'alimentation ou le choix techno - économique effectué.

L'industrie au sens large terme, sollicite de plus en plus des systèmes à vitesse variable à savoir l'étude des machines à courant continu et celle des asservissements linéaires. A raison de leurs grandes souplesses de fonctionnement en régime variable que la machine à courant continu constitue l'élément de base d'un asservissement et le premier actionneur électrique performant pour les automatismes industriels de précision. C'est pour cette raison que la commande de la machine à courant continu à travers le PC devient de plus en plus indispensable.

Notre travail consiste à l'étude de la commande de la machine à courant continu piloté par un PC. Nous le présentons en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre on présente les généralités sur la machine à courant continu et sa modélisation, ainsi que son alimentation et son fonctionnement.

Le deuxième chapitre comporte deux parties, la première consiste à l'application de deux appareils déférents (l'oscilloscope et le PC « logiciel **LUCAS -NÛLLE** ») pour visualiser le signal de sortie de la machine à courant continu, la deuxième partie consiste à identifier les deux modèles de la Mcc à partir des deux signaux visualisés.

Le troisième chapitre est consacré aux généralités sur les correcteurs P et PI ainsi leur synthèse à partir des deux modèles identifiés pour assurer les performances désirées du système telle que la stabilité, la rapidité la précision.

Nous détaillons dans le quatrième chapitre le fonctionnement du logiciel « **LUCAS-NÛLLE** » et son application sur notre système, on représente ensuite quelques résultats pratiques avec l'oscilloscope et le logiciel pour faire une comparaison.

Nous terminons par une conclusion générale.

Chapitre 1

Présentation du système à commander

Les machines à courant continu sont comme les alternateurs, des machines réversibles, c'est-à-dire qu'elles peuvent fonctionner indifféremment soit comme réceptrices (moteur), soit comme génératrices (dynamos).

De ces deux fonctionnements, c'est la marche en réceptrices qui est, de loin la plus importante.

En effet, bien que la consommation de l'énergie en courant continu soit de plus en plus élevée (industrie chimique, commande des moteurs à vitesse variable...), cette énergie n'est pas produite par des machines tournantes car on préfère utiliser des redresseurs statiques à diodes ou à thyristors. Pour pouvoir faire varier à sa guise la vitesse du moteur et l'exploiter dans les quatre quadrants, il est nécessaire de pouvoir lui imposer n'importe quel courant ou tension. Ceci est usuellement fait au moyen d'un hacheur à quatre quadrants.

Le moteur à courant continu étant le moteur idéal pour les entraînements à vitesse variable. Il connaît, depuis ces dernières années un nouvel essor grâce au développement des commandes électroniques. [1]

I.1. Identification de chaque bloc de la machine à courant continu

I.1.1. Constitution de la machine à courant continu

Le moteur à courant continu est un dispositif électromagnétique qui transforme l'énergie électrique en énergie mécanique avec quelques pertes. Il comprend principalement les parties suivantes [2] :

Un Induit (rotor), un inducteur (stator), (bobiné ou à aimant permanent), un collecteur et des balais. La figure I-1, montre ces différents éléments :

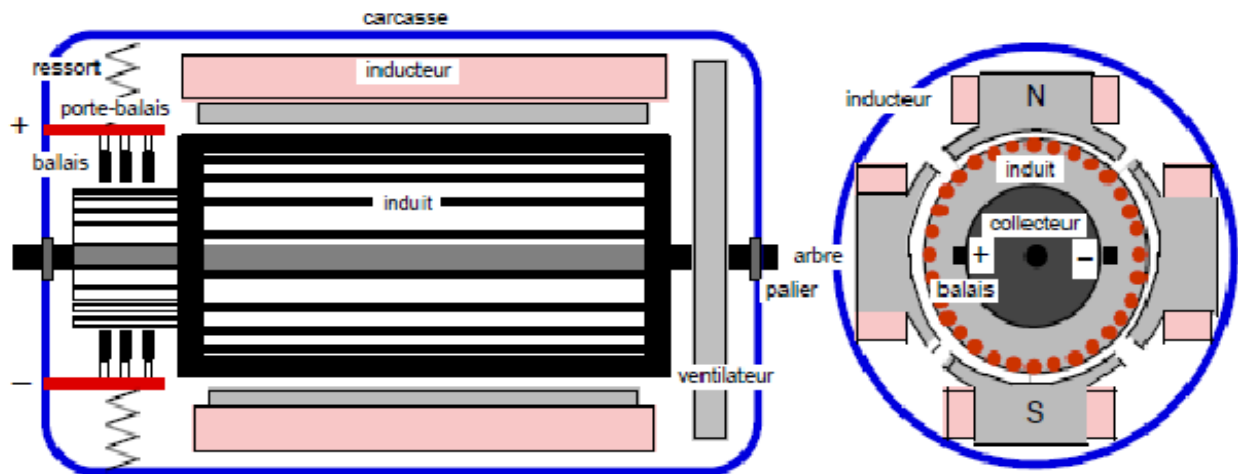


Fig. I-1 : éléments principaux d'un moteur à courant continu

- Le rotor est constitué d'un ensemble de bobines reliées à un collecteur rotatif, il est formé d'un empilage de disque de tôles en acier ou en silicium isolées entre elles par du verni formant un tambour dans lequel sont pratiquées les encoches. Dans ces dernières sont logés les conducteurs actifs qui sont le siège d'une force électromotrice.



Fig. I-2 : vue générale d'un rotor bobiné

- Le stator crée un champ magnétique longitudinal fixe à l'aide d'enroulements ou d'aimants permanents. Il est aussi appelé inducteur.



Fig. I-3 : vue générale d'un stator bobiné

- L'aimant permanent est un matériau dur, dont le champ rémanent et l'induction coercitive sont grands. Cela lui donne des propriétés particulières comme d'exercer une force d'attraction sur un matériau ferromagnétique.

- Le collecteur est un cylindre centré sur l'axe de la machine et placé devant l'une des faces de l'armature, il est fait de lames de cuivre en forme de coin isolées les unes des autres par des feuilles de mica.

Chacune des lames porte une ailette sur laquelle sont soudées l'entrée d'une section et la sortie de la suivante.

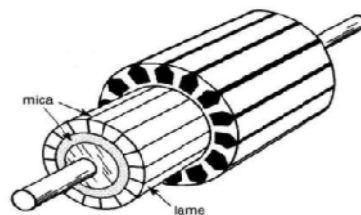


Fig. I-4 : dessin synoptique d'un collecteur

- Les balais sont des tiges conductrices qui frottent sur la surface du collecteur. Ils sont faits de graphite ou en charbon. Leur pression doit être soigneusement réglée par un ressort pour obtenir un bon fonctionnement en charge.

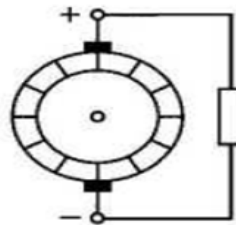


Fig. I-5 : les balais

- Le circuit magnétique forme des lignes de champ dans le rotor, le stator et l'entrefer.

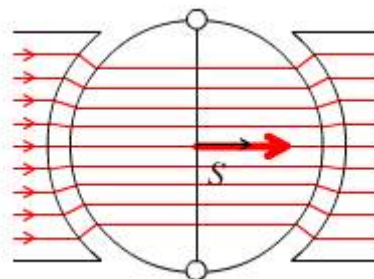


Fig. I-6 : le circuit magnétique

La machine à courant continu fonctionne en moteur lorsqu'elle convertit de l'énergie électrique en énergie mécanique soit sous forme d'une vitesse, soit sous forme d'un couple.

La machine peut également transformer de l'énergie mécanique en une énergie électrique c'est son fonctionnement en génératrice ceci est obtenu lorsqu'elle est entraînée par le moteur pour obtenir une tension.

Les éléments qui constituent la génératrice sont les mêmes que ceux du moteur (le rotor, stator, Collecteur, balais, Aimant permanent, circuit magnétique), elle diffère de moteur dans le fonctionnement. [2]

I.1.2. Caractéristiques de la machines à courant continu

- **Force électromotrice**

La machine à courant continu (Mcc) repose sur le phénomène physique de création d'une force électromotrice (f.é.m.) aux extrémités d'un conducteur en mouvement dans un champ d'induction magnétique (par la loi de Faraday). Réciproquement, la circulation d'un courant dans ce conducteur le soumet à une force qui tend à le mettre en mouvement (loi de Laplace).

Le schéma de la figure I-7 représente le modèle de la machine à courant continu.

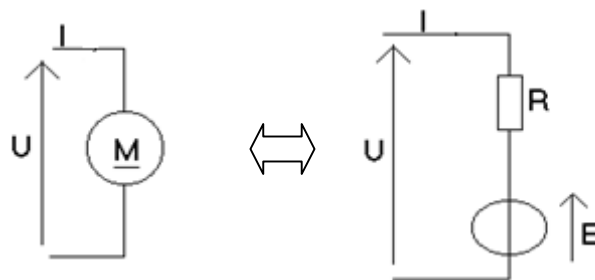


Fig. I-7 : Modèle de la machine à courant continu.

R:Résistance de l'induit (en ohm)

E : Force électromotrice (en Volt)

U : Tension appliquée aux bornes de l'induit.

En réalité, il existe aussi une inductance L en série avec R . On doit tenir compte de cette inductance si I varie. (Par exemple en vitesse variable), lorsqu'on souhaite modéliser le régime transitoire.

L'équation de fonctionnement de la force électromotrice est donnée par la relation suivante :

$$E = \frac{pN\phi\omega}{2\pi a} \quad \text{I-1}$$

p : nombre de paires de pôles

a : nombre de voies parallèles d'enroulement

N : nombre de conducteurs

φ:Le flux à travers les spires en Weber (Wb)

ω: Vitesse angulaire de l'arbre moteur en radian par seconde (rad/s).

On peut écrire :

$$E = K \cdot \omega \cdot \phi \quad [\text{v}] \quad \text{I-2}$$

Avec:

$$K = \frac{pN}{2\pi a} \quad \text{I-3}$$

La loi d'ohm pour un fonctionnement moteur s'écrit comme suit :

$$U = RI + E \quad \text{I-4}$$

En remplaçant (I-2) dans (I-4) et on déduit ω :

$$\omega = (U - RI) / (K\phi) \quad \text{I-5}$$

Il ne faut donc jamais couper l'excitation d'un moteur à courant continu si l'induit reste sous tension : la vitesse va croître dangereusement (emballement du moteur). En effet si le courant i de l'inducteur (stator) = 0, le flux ϕ est réduit au rémanent, c'est à dire 1/25 environ du flux normal : la fréquence de rotation est théoriquement multipliée par 25 (destruction de moteur sous l'effet de l'énergie centrifuge).

Si le flux d'excitation ϕ (généré par l'inducteur) est constant, alors :

$$E = K' \cdot \omega \quad \text{I-6}$$

$$\text{Avec : } K' = K \cdot \phi$$

La f.é.m. E est proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur.

- **Le couple électromagnétique**

Le couple électromagnétique est proportionnel au courant d'induit.

$$C_{em} = K' \cdot I \quad I-7$$

Avec : K' en Nm/A, C_{em} le couple électromagnétique en Nm, I en ampère

- **La puissance électromagnétique**

Si l'induit présente une f.é.m. E et s'il est parcouru par le courant I , il reçoit une puissance électromagnétique

$$P_{em} = E \cdot I \quad I-8$$

- **Puissance utile (sur l'arbre en sortie moteur)**

$$P_u = P_{em} - (\text{pertes mécaniques} + \text{pertes magnétiques}) \quad [w] \quad I-9$$

- **Puissance absorbée (en entrée)**

$$P_{abs} = U \cdot I \quad I-10$$

(U : tension d'alimentation en Volt, I le courant absorbé, P_{abs} en Watts)

- **Pertes**

Dans la machine à courant continu, on trouve des pertes par effet joules ($R \cdot I^2$), pertes magnétiques et pertes mécaniques.

- **Rendement**

Le rendement est égal à la puissance fournie (utile) par la puissance totale absorbée.

$$\eta = P_u / P_{abs} \quad I-11$$

I-1-3 Comportement au démarrage

Au démarrage, la vitesse de rotation est nulle ($n = 0$ tr/s) donc $E = 0$. L'équation (I-4) devient :

$$U = R \cdot I_d \quad I-12$$

Le courant de démarrage vaut donc :

$$I_d = U/R \quad I-13$$

Le couple au démarrage vaut :

$$C_d = K'.I_d = K'.U/R \quad \text{I-14}$$

Le courant peut-être très important au démarrage et détruire les contacts collecteur-balai : il faut donc limiter ce courant en utilisant un démarreur, variateurs de vitesses...etc. Le couple de démarrage est aussi très important et pas forcément toléré par les organes mécaniques.

I-1-4 Caractéristiques mécaniques et électriques

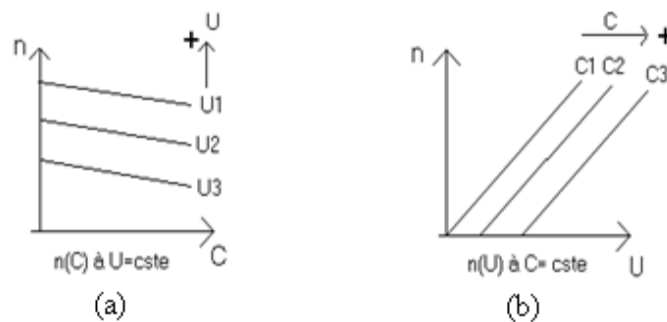


Fig. I-8 caractéristiques mécaniques et électriques du moteur à cc

On constate de la figure I-8-a que la vitesse de rotation n diminue lorsque le couple C augmente (à tension U constante). La figure I-8-b montre que la vitesse de rotation est proportionnelle à la tension, à couple constant.

Note : Pour inverser le sens de rotation, on inverse le courant dans l'induit. (On pourrait aussi inverser les courants inducteurs, mais cela n'est pas possible si le flux inducteur est créé par des aimants permanents).

I-1-5 Réversibilité de la machine à courant continu

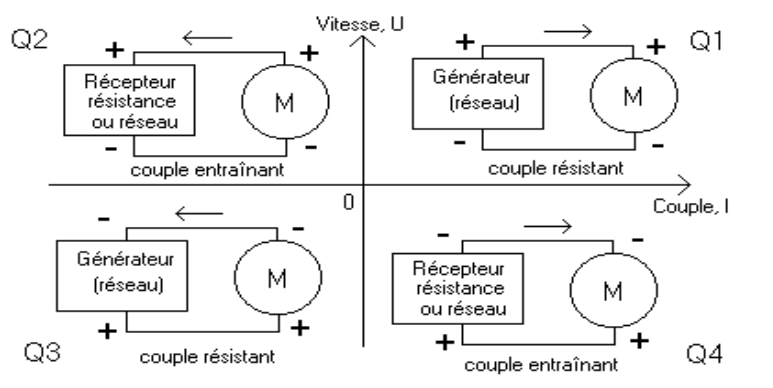


Fig. I-9 Fonctionnement de Mcc dans les quatre quadrants

Dans les quadrants Q1 et Q3, la puissance est positive ($U \cdot I > 0$) : C'est le fonctionnement normal en moteur : la machine fournit un "couple moteur". (Le sens de rotation du moteur change entre Q1 et Q3). Dans les quadrants Q2 et Q4, la puissance est négative : fonctionnement en générateur : la machine fournit un couple de freinage : la machine fournit de l'énergie au réseau ou au récepteur. Il est donc possible de récupérer l'énergie mécanique lors du freinage si le système d'alimentation est réversible.

$\omega = (U - RI) / (K')$. Si on néglige RI , on peut dire que la vitesse ω est l'image de la tension U . De même, $C_{em} = K'I$ permet de dire que le courant circulant dans l'induit est l'image du couple. [2]

Le tableau suivant illustre le fonctionnement de la Mcc dans les quatre quadrants.

Sens de Rotation	Vitesse	Couple	Puissance	Quadrant	Travail machine électrique	Charge
Sens 1	+	+	+	1	Moteur	Résistante
	+	-	-	2	Génératrice	Entraînante
Sens 2	-	-	+	3	Moteur	Résistante
	-	+	-	4	Génératrice	Entraînante

Note : Lorsqu'une machine est utilisée en moteur, les phases de fonctionnement dans les quadrants 2 et 4 sont souvent très courtes : période de freinage, inversion du sens de marche.

Si on veut exploiter la machine à courant continu comme génératrice on aura le modèle électrique suivant :

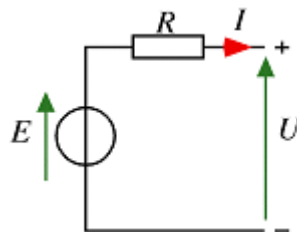


Fig. I-10 Modèle électrique de la génératrice à courant continu

D'où l'équation électrique suivante :

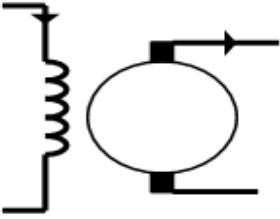
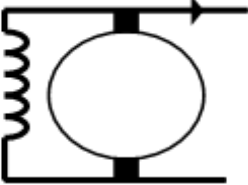
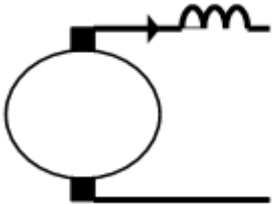
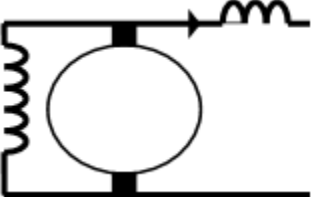
$$U = E - RI \quad \text{I-15}$$

I.1.6. Modes d'excitation de la machine à courant continu

La machine à courant continu est utilisée dans plusieurs applications de l'industrie (grues, ponts roulants, ventilateurs, pompes, moteur de broche, ...). Ces applications varient selon que l'on souhaite obtenir une souplesse de la commande, une variation de la vitesse.

C'est pourquoi on trouve plusieurs manières d'alimenté le circuit d'induit et d'inducteur. [1]

Le tableau suivant représente les différents modes d'excitations

Moteur à	Caractéristiques	Domaines d'emploi
Excitation séparée 	L'inducteur est alimenté par une source indépendante. Grande souplesse de commande Large gamme de vitesse. Utilisé en milieu industriel, associé avec un variateur électronique de vitesse et surtout sous la forme moteur d'asservissement	machines outils : moteur de broche, d'axe. Machines spéciales.
Excitation shunt 	Vitesse constante quelque soit la charge	machines outils, appareil de levage (ascenseur).
Excitation série 	Démarrage fréquent avec couple élevé; couple diminuant avec la vitesse.	engins de levage (grues, palans, ponts roulants) ventilateurs, pompes, centrifuges; traction.
Excitation compound 	Entraînements de grande inertie, couple très variable avec la vitesse.	petit moteur à démarrage direct, ventilateur, pompes, machines de laminoirs, volants d'inertie.

I.2. Etude d'un hacheur

La variation de la vitesse du Mcc s'effectue généralement par la variation de tension d'induit ou tension d'excitation. Pour cela, on utilise des convertisseurs statiques (hacheur) dont les composants sont des thyristors ou des transistors. [7]

I.2.1. Définition d'un Hacheur

Un hacheur permet d'obtenir une tension unidirectionnelle de valeur moyenne réglable à partir d'une source de tension continue. C'est un convertisseur continu-continu (tension continue – courant continu) dont le symbole est

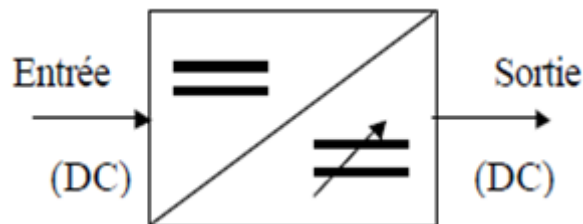


Fig. I.11 : convertisseur continu(DC)-continu (DC)

I.2.2. Réalisation d'un hacheur

Un hacheur peut être réalisé à l'aide d'interrupteurs électroniques commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que les thyristors, les transistors bipolaires ou à effet de champ à grille isolée et les transistors IGBT [2].

- **Transistors bipolaires :** Ils sont robustes, mais leur mise en conduction nécessite un courant à travers leur circuit base-émetteur. La commande consomme une énergie telle que l'on doit écarter ce type de transistor dans certains cas :

Si $I_B = 0$, $I_C = 0$, le transistor est bloqué, il se comporte comme un interrupteur ouvert vu des points E et C.

I_B : courant de la base du transistor

I_C : courant de collecteur de transistor

E : émetteur de transistor

C : collecteur d'un transistor

Si $I_B \geq I_{BSAT} = \frac{I_{CSAT}}{\beta}$ (et $V_{BE} \neq 0$) $\Rightarrow I_C = I_{CSAT} > 0$ et $V_{CE} = 0$

Le transistor est saturé et se comporte comme un interrupteur fermé vu des points E et C et le circuit de base consomme la puissance.

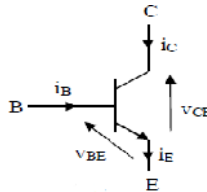


Fig. I-12 : Schéma d'un transistor bipolaire

- **Transistors MOSFET** : La figure I-13 représente le schéma d'un transistor MOSFET, Ils sont plus fragiles que les transistors bipolaires, mais leur commande ne nécessite qu'une faible énergie, car, la grille est isolée. L'intensité du courant de commande est quasiment nulle. Si $V_{GS} = 0$ $I_D = 0$, le transistor est bloqué, il se comporte comme un interrupteur ouvert vu des points D et S.

Si $V_{GS} > V_{GSSAT}$ $I_D > 0$ et $I_{DS} = 0$, le transistor est saturé et se comporte comme un interrupteur fermé vu des points D et S et le circuit de grille ne consomme pas de puissance [4]

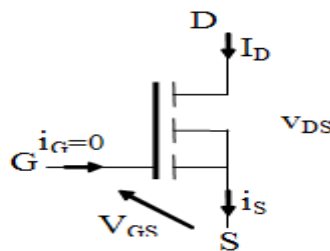


Fig. I-13: Schéma d'un transistor MOSFET

- **Transistor IGBT** : La figure I-14 représente le schéma d'un transistor IGBT combine, vu de la grille, une entrée du MOSFET avec sa commande en tension relativement simple et vu entre collecteur et émetteur les propriétés du transistor bipolaire aux puissances élevées.

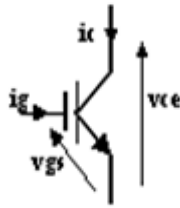


Fig. I-14: Schéma d'un transistor IGBT

- **Thyristor** : Le thyristor est un composant spécifique de l'électronique de puissance. Il s'agit d'un redresseur au silicium dont le passage de l'état bloqué à l'état saturé est commandé par une électrode appelée gâchette.

Sa caractéristique en polarisation inverse est similaire à celle d'une diode. Un thyristor polarisé positivement devient passant s'il reçoit une impulsion gâchette.

Son fonctionnement est décrit par la figure I-15 :

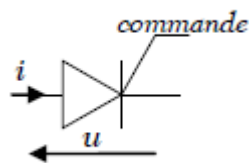


Fig. I-15: Schéma d'un thyristor

I.2.4. Différents types du hacheur

a. Hacheur série

L'emploi de ce hacheur série impose au moteur à courant continu de fonctionner dans le quadrant **I** (vitesse et couple). Le hacheur série est également appelé un « abaisseur de tension » ou « dévolteur », la figure I.16 montre le schéma de principe.

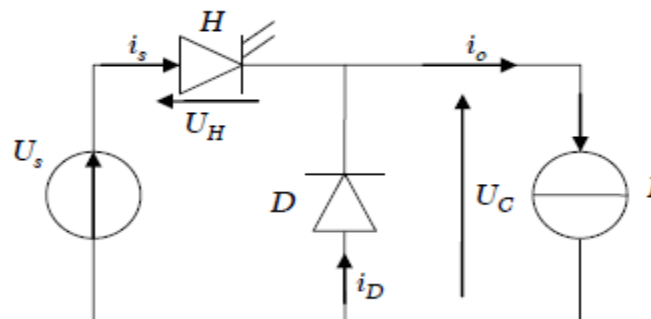


Fig. I-16 : Schéma d'un hacheur série

H est un interrupteur commandé et **D** est une diode de roue libre.

On l'appelle aussi hacheur dévolteur (step down converter) parce qu'il réduit de façon variable la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée.

Ce hacheur est aussi appelé hacheur sérié, car l'élément commandé est placé en sérié avec la source.

b. Hacheur parallèle

Si on considère un moteur à courant continu entraînant une lourde charge (train par exemple). Lors d'une phase de freinage il est intéressant de récupérer l'énergie mécanique en la transformant en énergie électrique au lieu de la transformer en chaleur.

Lors de la phase de freinage, la machine fonctionne en génératrice mais sa f.é.m. E décroît car la vitesse diminue donc elle est inférieure à la tension U qui alimente le moteur. Pour assurer le transfert d'énergie électrique de la génératrice vers le réseau, il faut un convertisseur continu-continu élévateur de tension c'est-à-dire un hacheur parallèle qui fonctionne aussi dans un seul quadrant (**tension** > 0 et **courant** < 0 son schéma de principe est donné par la figure suivante :

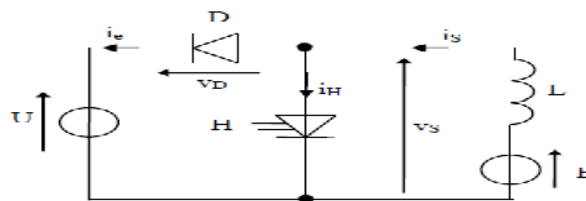


Fig. I-17 : Schéma d'un hacheur parallèle

c. Hacheur réversible en courant

Ce dispositif rassemble un hacheur série (abaisseur de tension) et un hacheur parallèle (élevateur de tension).

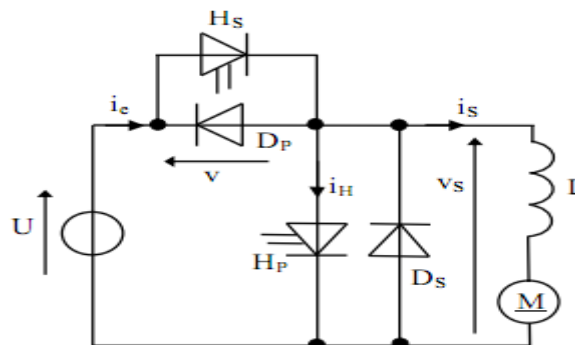


Fig. I-18 : Schéma d'un hacheur réversible en courant

Quand on commande le hacheur série, le hacheur parallèle est inactif, la machine à courant continu fonctionne en moteur ($I_s > 0$), il y a transfert d'énergie électrique de la source U vers la charge. Quand on commande le hacheur parallèle, le hacheur série est inactif, dans ce cas la machine à courant continu fonctionne en génératrice qui débite dans la source ($I_s < 0$), permettant ainsi la récupération de l'énergie lors des phases de freinage. [7]

Ce type de hacheur permet des phases de traction et de freinage sans réversibilité de la vitesse (tension v_s unidirectionnelle) mais avec réversibilité de couple (réversibilité de courant) fonctionnement de la machine dans les quadrants 1 et 4 pour lesquels $\omega > 0$.

d. Hacheur réversible en tension

La structure recherchée doit permettre une réversibilité en puissance moyenne du dispositif lié à une réversibilité en tension de la source de courant qui reste unidirectionnel en courant.

Avec l'exemple d'une machine à courant continu, le convertisseur doit permettre un fonctionnement réversible (moteur / générateur) de cette machine par réversibilité du flux d'excitation.

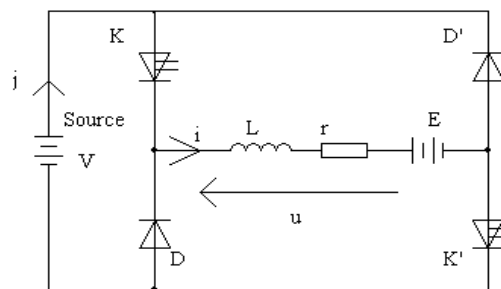


Fig. I-19 : Schéma d'un hacheur réversible en tension

e. Hacheur à quatre quadrants

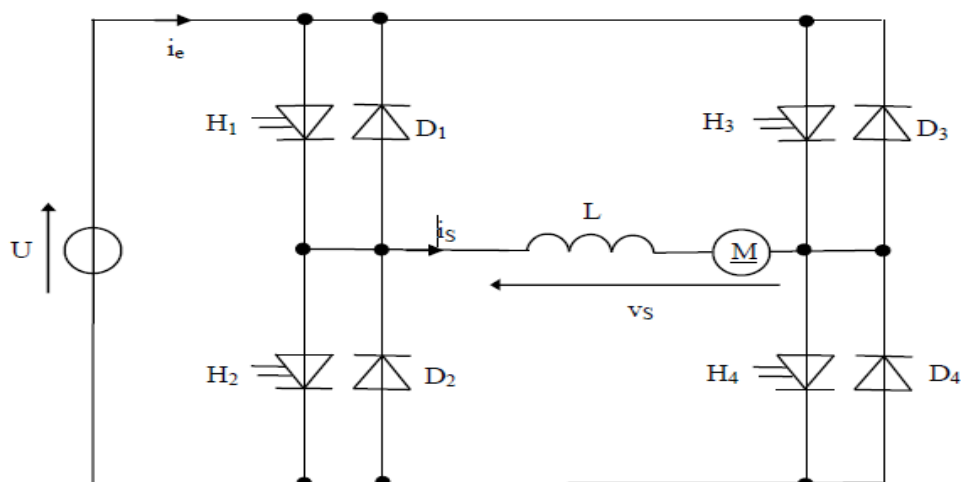


Fig. I-20 : Schéma d'un hacheur à quatre quadrants

Il peut alimenter un moteur à courant continu afin de le faire fonctionner dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse, c'est-à-dire, le faire tourner dans les deux sens de rotation et autoriser la récupération d'énergie pendant les phases de freinage.

Chaque interrupteur électronique est associé à une diode dite de récupération. Elles permettent la circulation du courant lorsque l'interrupteur est commandé et que le courant est dans le sens opposé au sens autorisé par l'interrupteur électronique.

Pour les interrupteurs électroniques, il faut utiliser des semi-conducteurs à ouverture et fermeture commandées (transistors, thyristors,...).

C'est ce type de hacheur que nous avons utilisé dans notre travail pour élaborer le modèle de simulation de la machine. [7]

I.3.Modélisation et fonctionnement des différents blocs du système de la machine à courant continu

La modélisation consiste à écrire à partir d'une analyse physique d'un système électromécanique, les équations mathématiques régissant son fonctionnement.

Pour représenter notre système sous fonction de transfert, nous supposons que celui-ci est linéaire selon les hypothèses simplificatrices suivantes :

- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer le flux comme fonction linéaire des courants.
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, ce qui permet de considérer seuls les enroulements induit et inducteur sont parcourus par le courant.
- On prend la densité de courant comme uniforme dans la section des conducteurs.

I.3.1.Modélisation du moteur

Lorsque l'inducteur est alimenté, il crée un champ magnétique radial (flux d'excitation) dans l'entrefer, dirigé suivant les rayons de l'induit. Ce champ magnétique pénètre dans l'induit du côté du pôle nord de l'inducteur et sort de l'induit du côté sud de l'inducteur.

Quand l'induit est alimenté, ses conducteurs situés sous un même pôle inducteur (d'un même côté des balais) sont parcourus par des courants de même sens et ils sont donc, d'après la loi de Laplace, soumis à une force. Les conducteurs situés sous l'autre pôle sont

soumis à une force de même intensité et de sens opposé. Les deux forces créent un couple qui fait tourner l'induit du moteur [2].

Pour la modélisation du régime transitoire de la machine, on utilise souvent le schéma général de la figure .I-21

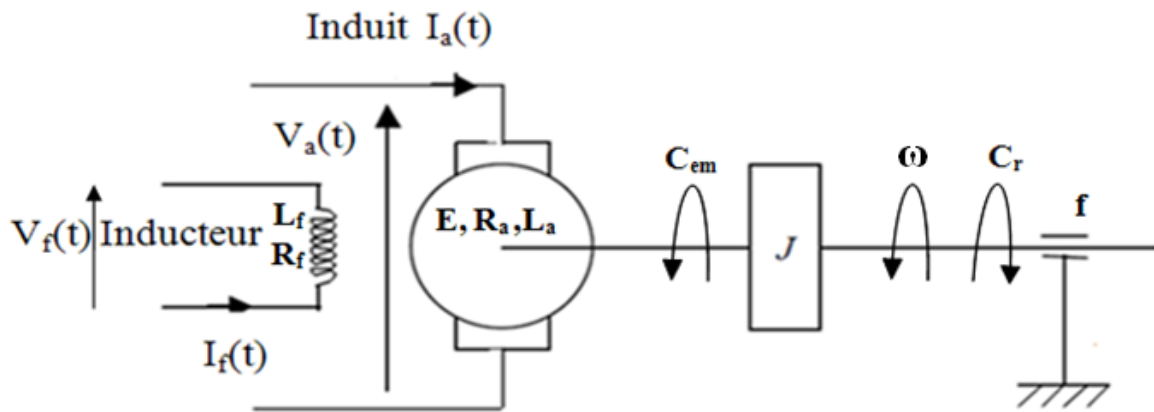


Fig. I-21 : schéma de principe du moteur à courant continu

1. Equations électriques

➤ Le schéma électrique équivalent de l'induit est donné sur la figure .I-22 :

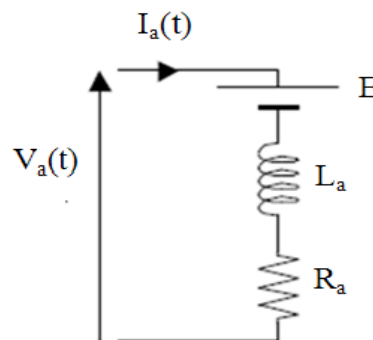


Fig. I-22 : schéma électrique équivalent de l'induit

Les équations correspondantes sont:

$$V_a(t) = R_a \cdot I_a(t) + L_a \cdot \frac{dI_a(t)}{dt} + E(t) \quad \text{I-16}$$

$$E(t) = k_m \cdot \omega(t) \quad \text{I-17}$$

$E(t)$: représente la force contre électromotrice, et L_a représente la self équivalente de l'enroulement d'induit.

R_a : représente la résistance de l'induit (résistance des fils du bobinage et résistance de Contacte au niveau de balais), et $V_a(t)$ la tension d'alimentation de circuit de l'induit.

$I_a(t)$: courants dans le circuit de l'induit, et k_m la constante du moteur.

$\omega(t)$: vitesse de rotation.

➤ Le schéma électrique équivalent de l'inducteur est donné sur la figure I-23 :

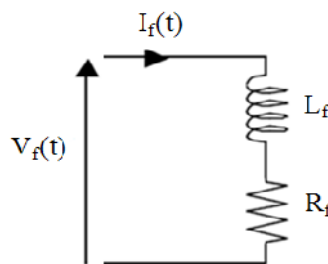


Fig. I-23 : Schéma électrique équivalent de l'inducteur

L'équation de la tension $V_f(t)$ aux bornes de l'inducteur est donnée par:

$$V_f(t) = R_f \cdot I_f(t) + L_f \frac{dI_f(t)}{dt} \quad \text{I-18}$$

$V_f(t)$: tension d'alimentation de circuit de l'inducteur, et $I_a(t)$ le courant dans le circuit de l'inducteur.

R_f : représente la résistance de l'inducteur, et L_f représente la self équivalente de l'enroulement d'inducteur.

2. Equations mécaniques

Si on applique le principe fondamental de la dynamique sur l'arbre tournante on

Aboutit aux équations :

$$C_{em}(t) - C_r(t) - f \cdot \omega(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} \quad \text{I-19}$$

$$C_{em}(t) = M_{fd} \cdot I_a(t) \cdot I_f(t) \quad \text{I-20}$$

$C_{em}(t)$: le couple électromagnétique du moteur, et $C_r(t)$ le couple résistant.

f : Frottement qui due aux balais du moteur charge, et J le moment d'inertie de l'ensemble moteur charge.

M_{fd} : constante de la mutuelle inductance entre l'induit et l'inducteur.

Afin de réaliser un schéma de simulation sous MATLAB-SIMULINK on doit à partir de ces équations, écrire les différentes fonctions de transferts reliant les différentes grandeurs.

On utilise pour se faire la transformée de Laplace on obtient alors les équations suivantes :

$$V_a(p) = E(p) + (R_a + L_a \cdot P) \cdot I_a(p) \quad I-21$$

$$E(p) = K_m \cdot \omega(p) \quad I-22$$

$$C_{em}(p) - C_r(p) = (J \cdot P + f) \cdot \omega(p) \quad I-23$$

$$V_f(p) = (R_f + L_f \cdot P) \cdot I_f(p) \quad I-24$$

$$C_{em} = M_{fd} \cdot I_a(p) \cdot I_f(p) \quad I-25$$

D'après ces équations, nous obtenons le schéma de simulation du moteur :

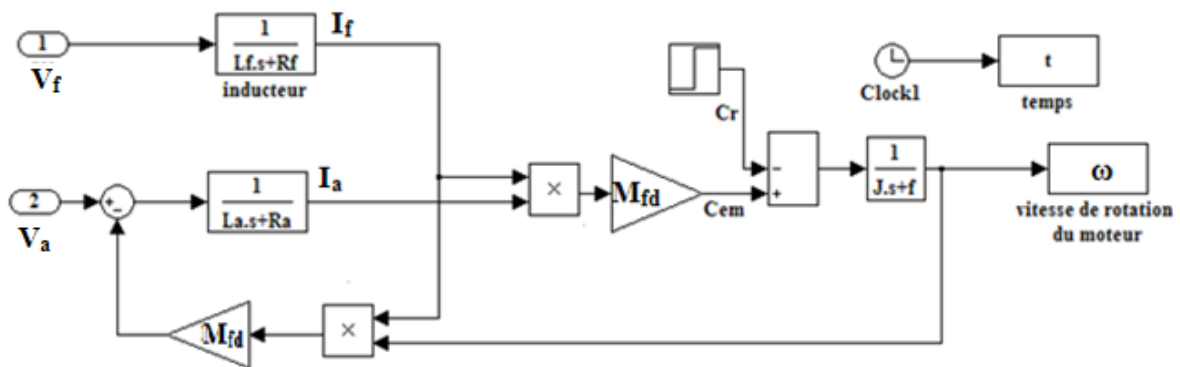


Fig. I-24 Schéma de simulation du moteur à courant continu

I.3.2. Modélisation de la Génératrice

Le principe de fonctionnement de la génératrice est basé sur le principe « III » de l'électromagnétique : lorsqu'on déplace un conducteur dans un champ magnétique de façon à « couper » les lignes de force, il apparaît une différence de potentiel entre les extrémités.

On dit alors qu'une tension est induite dans le collecteur. C'est sur ce principe que fonctionnent les dynamos et les alternateurs qui transforment l'énergie mécanique en énergie électrique.

La modélisation de la génératrice se caractérise, comme pour le moteur, par la définition des équations électriques et mécaniques. Il diffère de celui du moteur par la différence des signes de la tension et de courant [1].

1. Equations électriques

➤ Le schéma électrique équivalent de l'induit est donné par la figure I.25 :

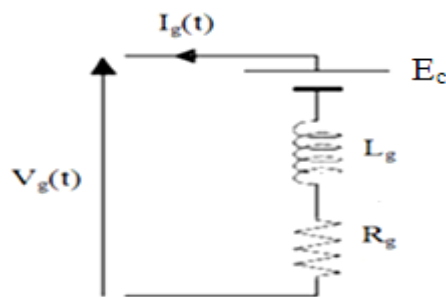


Fig. I-25 : Schéma électrique équivalent de l'induit

Les équations correspondantes sont :

$$v_g(t) = E_c(t) - R_g \cdot I_g(t) - L_g \frac{dI_g(t)}{dt} \quad \text{I-26}$$

$$E_c(t) = M'_{fd} \cdot i_f(t) \cdot \omega(t) \quad \text{I-27}$$

$v_g(t)$: tension d'alimentation de circuit de l'induit, et $I_g(t)$ le courant dans le circuit de l'induit.

E_c : force électromotrice, et R_g représente la résistance de l'inducteur, et L_g représente la self équivalente de l'enroulement d'inducteur.

- Le schéma électrique équivalent de l'inducteur est donné par la figure I.26 :

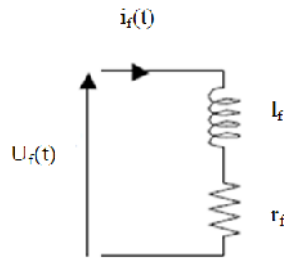


Fig. I-26 : Schéma électrique équivalent de l'inducteur

Les équations correspondantes sont:

$$U_f(t) = r_f \cdot i_f(t) + L_f \cdot \frac{di_f(t)}{dt} \quad \text{I-28}$$

$U_f(t)$: tension d'alimentation de circuit de l'inducteur, et $i_f(t)$ le courants dans le circuit de l'inducteur.

r_f représente la résistance de l'inducteur, et L_f représente la self équivalente de l'enroulement d'inducteur.

2. Equations mécaniques :

$$C_m(t) - C_r(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} + f \cdot \omega(t) \quad \text{I-29}$$

$C_m(t)$: le couple électromagnétique du moteur, et $C_r(t)$ le couple résistant [N.m].

Afin de réaliser un schéma de simulation sous MATLAB-SIMULINK on doit à partir de ces équations, écrire les différentes fonctions de transferts reliant les différentes grandeurs.

On utilise pour se faire la transformée de Laplace on obtient alors les équations suivantes :

$$E_c(p) = M'_{fd} \cdot i_f(p) \cdot \omega(p) \quad \text{I-30}$$

$$C_m(p) - C_r(p) = (J \cdot p + f) \cdot \omega(p) \quad \text{I-31}$$

$$V_g(p) = E_c(p) - (R_g + L_g \cdot p) \cdot I_g(p) \quad \text{I-32}$$

$$U_f(p) = (r_f + L_f \cdot p) \cdot i_f(p) \quad \text{I-33}$$

Comme la génératrice fonctionne à vide et que le courant d'excitation est fixe, alors les équations I-29, I-30, I-31 et I-32 deviennent :

$$V_g(p) = E_c(p) \quad \text{car } I_g = 0 \quad \text{I-34}$$

$$U_f(p) = (r_f + L_f \cdot p) \cdot i_f(p) \quad \text{I-35}$$

$$E_c(p) = M'_{fd} \cdot i_f(p) \cdot \omega(p) \quad \text{I-36}$$

$$E_c(p) = k_g \cdot \omega(p) \quad \text{I-37}$$

$$k_g = M'_{fd} \cdot i_f(p) \quad \text{I-38}$$

D'après ces équations, nous obtenons le schéma de simulation de la génératrice :

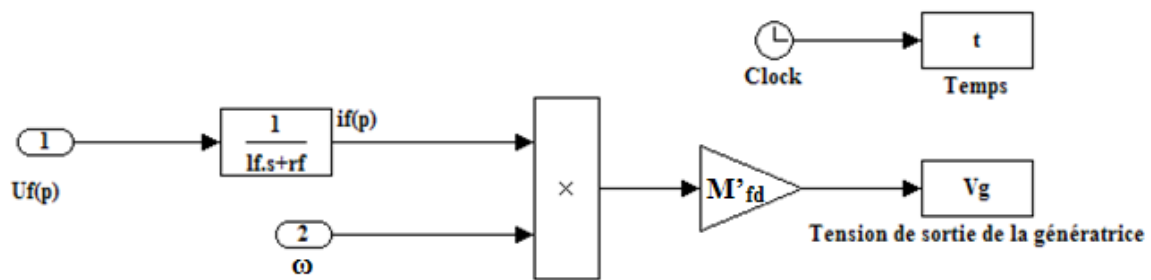


Fig. I-27 Schéma de simulation de la génératrice

I.3.3. Modélisation du hacheur

Le hacheur quatre quadrants permet le contrôle de la puissance électrique dans les circuits fonctionnant en courant continu, en assurant le transfert d'énergie dans les deux sens avec une réversibilité en tension et en courant, avec une grande souplesse et un rendement élevé. [5]

Le hacheur représenté par la figure I-25 est à la fois réversible en tension et en courant.

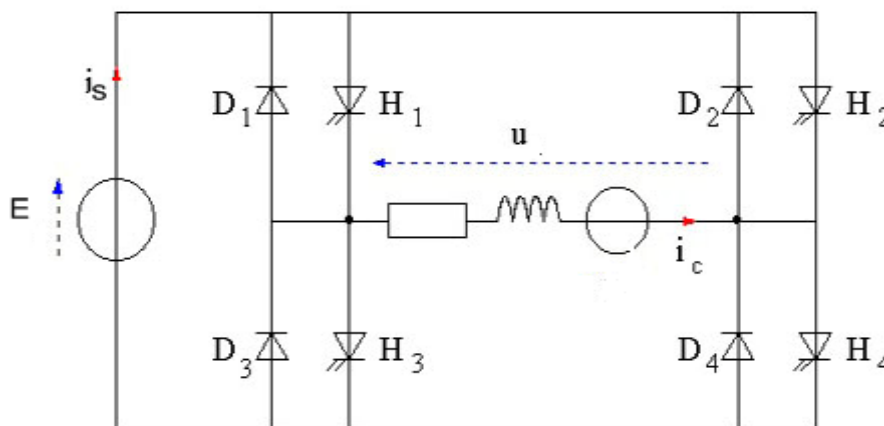


Fig.1 -28 Hacheur à 4 quadrants

Il peut alimenter un moteur à courant continu afin de le faire fonctionner dans les quatre quadrants du plan couple vitesse, c.à.d. le faire tourner dans deux sens de rotation et permettre la récupération de l'énergie pendant les phases de freinage.

Il est constitué de quatre cellules de commutation constituées chacune d'un thyristor et d'une diode dite de récupération dont le rôle est d'assurer le passage du courant lorsque son signe est opposé au sens de conduction du thyristor.

Les quatre modes de fonctionnement sont :

- 1) $U_{moy} > 0$ et $I_c moy > 0$
- 2) $U_{moy} > 0$ et $I_c moy < 0$
- 3) $U_{moy} < 0$ et $I_c moy > 0$
- 4) $U_{moy} < 0$ et $I_c moy < 0$

Pour avoir une loi de commande unique, on procède comme suit :

A chaque période en commande la fermeture de H1 et H4 pendant $\alpha_1 T$ et H2 et H3 ouverts puis on commande H3 et H2 pendant le reste de la période.

On dit alors que (H1, H4) et (H2, H3) ont une commande complémentaire.

- Pour $0 < t < \alpha_1 T$, on commande la fermeture du couple (H1, H4)

Si $i_c > 0$:

$$\{U = E \text{ et } i_s = i_{h4} = i_c$$

Si $i_c < 0$:

$$\{U = E \text{ et } -i_s = i_{d1} = i_{d4} = -i_c$$

- Pour $\alpha_1 T < t < T$, on commande la fermeture du couple (H2, H3)

- Si $i_c > 0$:

$$\{U = -E \text{ et } -i_s = i_{d2} = i_{d3} = i_c$$

- Si $i_c < 0$:

$$\{U = -E \text{ et } i_s = i_{h1} = i_{h3} = -i_c$$

La valeur moyenne de la tension U est : $U_{moy} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha_1 T} E dt + \int_{\alpha_1 T}^T -E dt \right)$

$$U_{\text{moy}} = E (2 \alpha - 1)$$

I-39

Quand α varie de 1 à 0 la valeur moyenne varie de E à -E, c'est cette propriété qu'on va utiliser pour varier la vitesse de notre machine.

Le schéma de la figure I-29 représente le modèle du hacheur a quatre quadrants sous MATLAB-SIMULINK qui permet de recréer le fonctionnement de celui-ci comme il à été décrit plus haut.

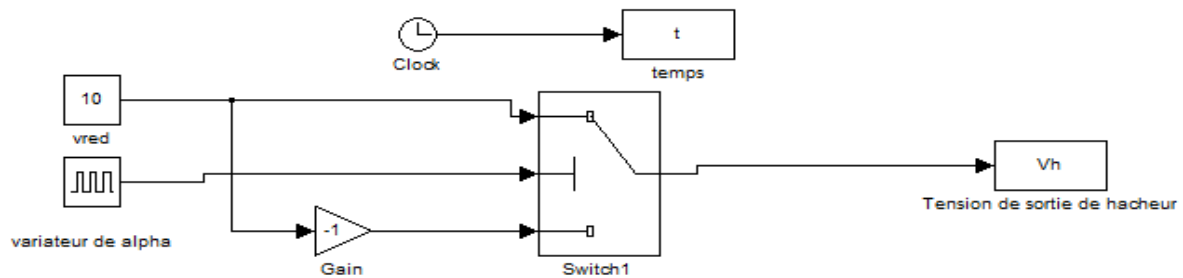


Fig. I-29 Schéma de simulation du hacheur quatre quadrants

- **Variateur d'alpha** : il représente le circuit de commande des thyristors. C'est un générateur de signal alternatif carré qui oscille entre +1 et 0 à une fréquence de 10000Hz.
- **Switch** : il se sature à une valeur haute qui correspond à la tension redressée Vred et une valeur basse qui correspond à -Vred. ainsi on obtient la forme et l'amplitude de la tension voulue au sorite du hacheur. [6]

Pour voir l'effet du rapport cyclique alpha, voici deux courbes pour deux valeurs d'alpha :

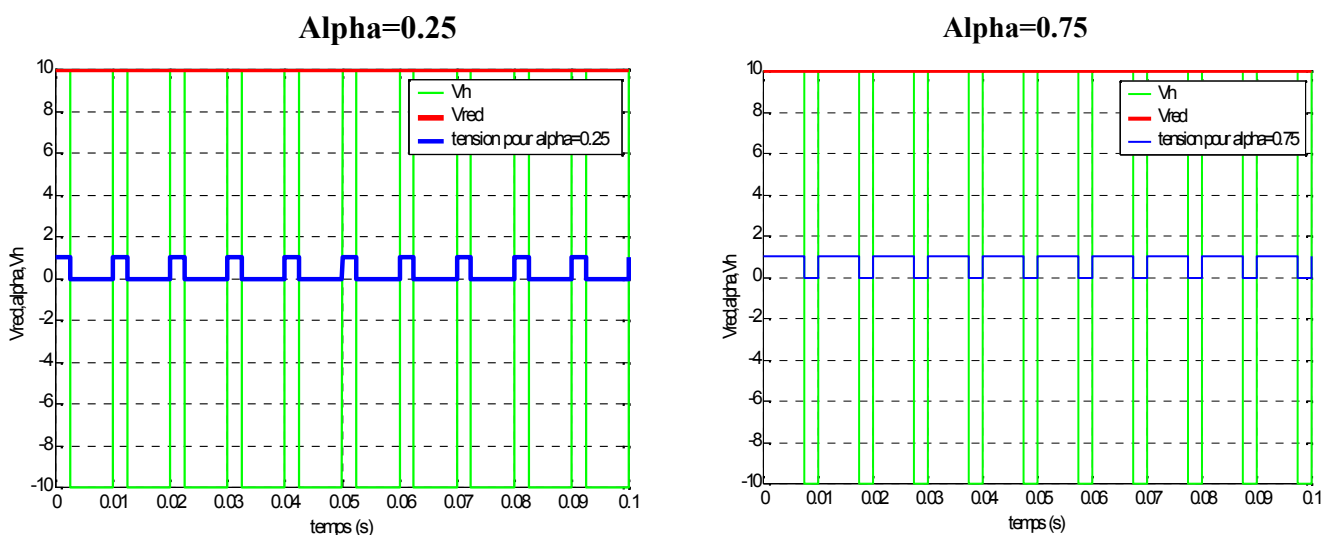


Fig. I-27 : Effet du rapport cyclique

I.4. Schéma fonctionnel global du système moteur-hacheur- génératrice

Après avoir illustré tous les différents schémas blocs constituant le système (moteur-hacheur-génératrice), on obtient le schéma fonctionnel global du système, celui-ci est donné par la figure I-28.

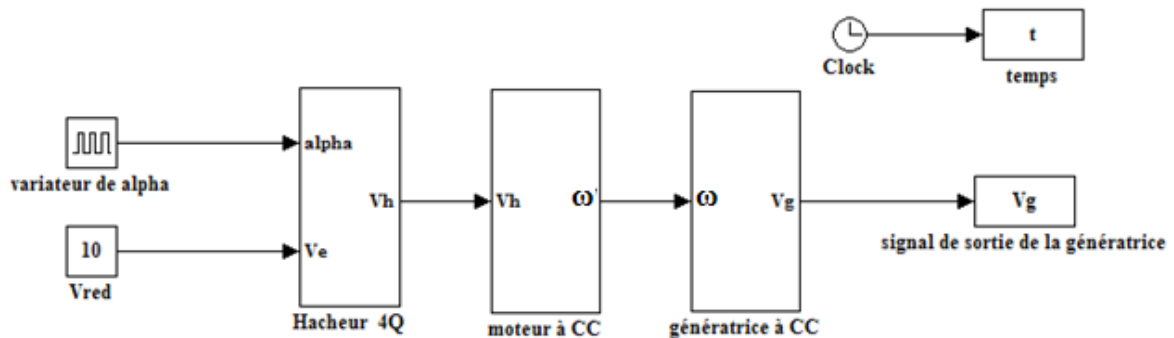


Fig. I-28 Schéma de simulation global du système moteur-hacheur-génératrice

I-5. Conclusion

Après avoir illustré les différentes généralités du système (hacheur, moteur, génératrice) et après avoir modélisé ce dernier, dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à l'identification des paramètres du système en utilisant les deux appareils (logiciel LUCAS NÜLLE et l'oscilloscope).

Chapitre 2

Identification du modèle de la machine à courant continu

Introduction

Un système linéaire a une fonction de transfert qui peut se calculer en établissant les équations différentielles qui relient l'entrée et la sortie. Ces équations théoriques sont parfois difficiles à écrire car on n'a pas forcément toute la connaissance du système nécessaire : valeurs numériques, processus mis en jeu, non linéarité... Souvent, un modèle dont le comportement ressemble à celui du système à étudier est suffisant pour élaborer une loi de commande adaptée.

Ce chapitre présente différentes méthodes permettant d'obtenir un modèle, sous forme d'une fonction de transfert, basé sur la réponse du système à un échelon d'entrée. Ces méthodes ne donnent pas donc la fonction de transfert exacte du système mais elles permettent au moins d'obtenir une dont la réponse ressemble à celle du système.

L'identification est basée sur un teste expérimental. Elle s'effectue en quatre phases distinctes :

- Envoi des signaux tests sur le processus et acquisition de la réponse
- Choix du modèle à identifier.
- Calcul des paramètres du modèle
- Comparaison des sorties du processus et du modèle pour la validation

Il existe plusieurs signaux. Dans notre cas, on a utilisé la méthode de la réponse indicielle basée sur le signal d'échelon.

II.1. Identification d'un modèle à deux constantes de temps

Le but ici est d'envoyer un échelon à l'entrée du système à identifier et d'exploiter sa réponse indicielle pour en extraire un modèle de la forme :

$$G(p) = \frac{G_0}{(1+T_1p)(1+T_2p)} \quad \text{II-1}$$

Où :

T_1 et T_2 sont deux constantes de temps suffisamment éloignées l'une de l'autre.

G_0 Est le gain statique du système.

La figure II-1 représente la réponse indicielle du modèle II-1.

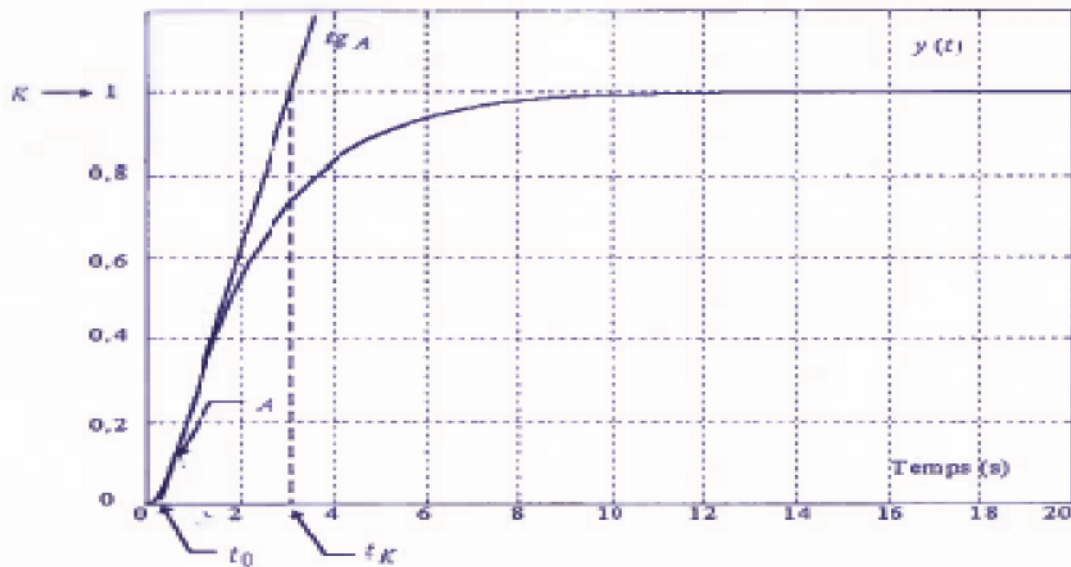


Figure II-1 : réponse indicielle du modèle à deux niveaux.

Cette méthode repose sur le tracé de la tangente au point d'inflexion.

Ayant repéré le point d'inflexion sur la réponse indicielle du système (point A), on trace la tangente à la courbe en A et on note t_0 et t_k successivement l'abscisse des points d'intersection de la tangente avec l'axe des temps et l'asymptote à la valeur finale $y(\infty)$.

On explique dans ce qui suit comment à partir de la mesure de t_0 et t_k on peut évaluer G_0 , T_1 et T_2 .

L'expression de la réponse indicielle $y(t)$ à partir de $G(p)$ peut être calculée par :

$$Y(p) = \frac{G_0}{(1+T_1p)(1+T_2p)} \frac{E_0}{p} = G_0 E_0 \left[\frac{A}{p} + \frac{B}{(p+p_1)} + \frac{C}{(p+p_2)} \right] \quad \text{II-2}$$

Avec : $p_1 = 1/T_1$

$p_2 = 1/T_2$

E_0 amplitude de l'échelon

A , B et C sont des constantes à déterminer.

Après décomposition en éléments simples, on obtient :

$$A = 1 \quad B = \frac{p_2}{(p_1 - p_2)} \quad C = -\frac{p_1}{(p_1 - p_2)}$$

La transformée inverse de LAPLACE de $Y(p)$ donne:

$$y(t) = G_0 E_0 \left[1 + \frac{p_2}{(p_1 - p_2)} e^{-t/T_1} - \frac{p_1}{(p_1 - p_2)} e^{-t/T_2} \right] \quad \text{II-3}$$

Exprimons maintenant la tangente au point d'inflexion A, il faut tout d'abord chercher ce point d'inflexion.

Par définition, on le trouve en annulant la dérivée seconde de la fonction.

$$\text{On a : } \dot{y}(t) = -G_0 E_0 \frac{p_1 p_2}{(p_1 - p_2)} [e^{-t/T_1} - e^{-t/T_2}] \quad \text{II-4}$$

$$\text{Donc : } \ddot{y}(t) = G_0 E_0 \frac{p_1 p_2}{(p_1 - p_2)} [p_1 \cdot e^{-t/T_1} - p_2 \cdot e^{-t/T_2}] \quad \text{II-5}$$

$$\text{Au point « A » : } \ddot{y}(t_A) = 0 \Leftrightarrow t_A = \frac{1}{(p_1 - p_2)} * \ln\left(\frac{p_1}{p_2}\right) \quad \text{II-6}$$

La tangente au point d'inflexion est une droite $\text{tg}_A(\mathbf{t}) = \mathbf{a}\mathbf{t} + \mathbf{b}$ avec $\mathbf{a} = \dot{y}(t_A)$ que l'on peut calculer. Ensuite, il reste à chercher \mathbf{b} , \mathbf{t}_0 et \mathbf{t}_k . Il nous faut donc trois relations pour déterminer ces trois inconnues. On peut utiliser les égalités suivantes :

$$\begin{cases} \text{tg}_A(t_A) = y(t_A) \\ \text{tg}_A(t_0) = 0 \\ \text{tg}_A(t_k) = G_0 E_0 \end{cases} \quad \text{II-7}$$

Cherchons : \mathbf{a}

$$\dot{y}(t_A) = -G_0 E_0 \frac{p_1 p_2}{(p_1 - p_2)} \left[e^{-\frac{p_1}{(p_1 - p_2)} * \ln\left(\frac{p_1}{p_2}\right)} - e^{-\frac{p_2}{(p_1 - p_2)} * \ln\left(\frac{p_1}{p_2}\right)} \right] \quad \text{II-8}$$

$$\dot{y}(t_A) = -G_0 E_0 \frac{p_1 p_2}{(p_1 - p_2)} \left[\left(e^{\ln\left(\frac{p_1}{p_2}\right)} \right)^{-\frac{p_1}{(p_1 - p_2)}} - \left(e^{\ln\left(\frac{p_1}{p_2}\right)} \right)^{-\frac{p_2}{(p_1 - p_2)}} \right] \quad \text{II-9}$$

$$\dot{y}(t_A) = -G_0 E_0 \frac{p_1 p_2}{(p_1 - p_2)} \left[\left(\frac{p_1}{p_2} \right)^{-\frac{p_1}{(p_1 - p_2)}} - \left(\frac{p_1}{p_2} \right)^{-\frac{p_2}{(p_1 - p_2)}} \right] \quad \text{II-10}$$

$$\text{On trouve : } \mathbf{a} = -G_0 E_0 * p_1 * \left(\frac{p_1}{p_2} \right)^{-\frac{p_2}{(p_1 - p_2)}} \quad \text{II-11}$$

Utilisons maintenant successivement les relations II-7 pour déterminer \mathbf{b} .

$$y(t_A) = G_0 E_0 \left[1 + \frac{p_2}{(p_1 - p_2)} e^{-\frac{p_1}{(p_1 - p_2)} * \ln\left(\frac{p_1}{p_2}\right)} - \frac{p_1}{(p_1 - p_2)} e^{-\frac{p_2}{(p_1 - p_2)} * \ln\left(\frac{p_1}{p_2}\right)} \right] \quad \text{II-12}$$

$$y(t_A) = G_0 E_0 \left[1 + \frac{p_2}{(p_1 - p_2)} * \left(\frac{p_1}{p_2} \right)^{-\frac{p_1}{(p_1 - p_2)}} - \frac{p_1}{(p_1 - p_2)} * \left(\frac{p_1}{p_2} \right)^{-\frac{p_2}{(p_1 - p_2)}} \right] \quad \text{II-13}$$

$$y(t_A) = G_0 E_0 \left[1 - \left(\frac{p_1 + p_2}{p_2} \right) * \left(\frac{p_1}{p_2} \right)^{-\frac{p_1}{(p_1 - p_2)}} \right] \quad \text{II-14}$$

$$\text{On a : } \text{tg}_A(t_A) = y(t_A) \Rightarrow a t_A + b = y(t_A) \Rightarrow b = y(t_A) - a t_A \quad \text{II-15}$$

$$b = \underbrace{G_0 E_0 - G_0 E_0 \left(\frac{p_1 + p_2}{p_2} \right) * \left(\frac{p_1}{p_2} \right)^{-\frac{p_1}{(p_1 - p_2)}}}_{\mathbf{y}(t_A)} - \underbrace{G_0 E_0 p_1 \left(\frac{p_1}{p_2} \right)^{-\frac{p_1}{(p_1 - p_2)}}}_{\mathbf{a}} * \underbrace{\frac{1}{(p_1 - p_2)} * \ln \left(\frac{p_1}{p_2} \right)}_{\mathbf{t}_A} \quad \text{II-16}$$

$$\mathbf{b} = G_0 E_0 - G_0 E_0 \left(\frac{p_1}{p_2} \right)^{-\frac{p_1}{(p_1 - p_2)}} * \frac{(p_1^2 - p_2^2 - p_1 \cdot p_2 * \ln \left(\frac{p_1}{p_2} \right))}{p_2 (p_1 - p_2)} \quad \text{II-17}$$

t_0 est déduite de la relation suivante: $\text{tg}_A(t_0) = 0 \Rightarrow at_0 + b = 0 \Rightarrow t_0 = -b/a$

$$\mathbf{t}_0 = \left(\frac{p_1 + p_2}{(p_1 p_2)} \right) - \left(\frac{1}{(p_1 - p_2)} \right) * \ln \left(\frac{p_1}{p_2} \right) - \frac{1}{p_1} * \left(\frac{p_1}{p_2} \right)^{-\frac{p_1}{(p_1 - p_2)}} \quad \text{II-18}$$

Comme : $\text{tg}_A(t_k) = k \Rightarrow at_k + b = k \Rightarrow t_k = (k - b)/a$.

$$\text{Alors: } \mathbf{t}_k = \left(\frac{p_1 + p_2}{(p_1 p_2)} \right) - \left(\frac{1}{(p_1 - p_2)} \right) * \ln \left(\frac{p_1}{p_2} \right) \quad \text{II-19}$$

A partir de toutes ces données, on peut maintenant déduire les constantes T_1 et T_2 en faisant quelques hypothèses.

$$\text{On a: } \mathbf{t}_k - \mathbf{t}_0 = \frac{1}{p_1} * \left(\frac{p_1}{p_2} \right)^{-\frac{p_1}{(p_1 - p_2)}} = T_1 \left(\frac{T_2}{T_1} \right)^{-\frac{T_2}{T_2 - T_1}} \quad \text{II-20}$$

Si T_1 et T_2 sont distinctes et telle que $T_2 \ll T_1$, on aura :

$$\left(\frac{T_2}{T_1} \right) \ll 1 \text{ et } T_2 - T_1 \cong -T_1 \text{ alors : } \left(\frac{T_2}{T_1} \right)^{-\frac{T_2}{T_2 - T_1}} \cong \left(\frac{T_2}{T_1} \right)^{-\frac{T_2}{T_1}} = x^x \quad \text{II-21}$$

Comme $\lim_{x \rightarrow 0} (x)^x = 1$, l'équation II-20 devient :

$$\mathbf{t}_k - \mathbf{t}_0 \cong T_1 \quad \text{II-22}$$

Si $T_2 \ll T_1$ par ailleurs, d'après II-18, on a :

$$\mathbf{t}_0 = T_2 + T_1 \cdot \left(\frac{T_1 T_2}{T_2 - T_1} \right) * \ln \left(\frac{T_2}{T_1} \right) - T_1 \left(\frac{T_2}{T_1} \right)^{-\frac{T_2}{T_2 - T_1}} \quad \text{II-23}$$

$$\mathbf{t}_0 = T_2 + T_1 + \left(\frac{T_1 T_2}{T_1} \right) * \ln \frac{T_2}{T_1} - T_1 \quad \text{II-24}$$

$$\mathbf{t}_0 = T_2 + x \ln x \quad \text{II-25}$$

Et comme $\lim_{x \rightarrow 0} x \ln x = 0$, l'équation II-25 devient :

$$\mathbf{t}_0 \cong T_2 \quad \text{II-26}$$

On a ainsi montré que : Si les deux constantes de temps sont distinctes et éloignées l'une de l'autre alors on peut obtenir T_1 et T_2 en mesurant t_0 et t_k les point d'intersection de tg_A avec les axes $y(t)=0$ $y(t)=k$.

On a en effet $T_1 \cong t_k - t_0$ et $T_2 \cong t_0$ un rapport supérieur à 10 entre T_1 et T_2 serait une condition raisonnable pour considérer $T_2 \ll T_1$ [5].

II.2. Identification d'un modèle à une constante de temps

Le système du premier ordre est représenté par la fonction de transfert:

$$G(p) = \frac{G_0}{1 + T p} \quad \text{II-27}$$

Avec : G_0 : gain statique.

T : constante de temps.

Les paramètres G_0 et T sont déterminés à partir de la réponse indicielle d'amplitude E_0 du système donnée par la figure II-2 :

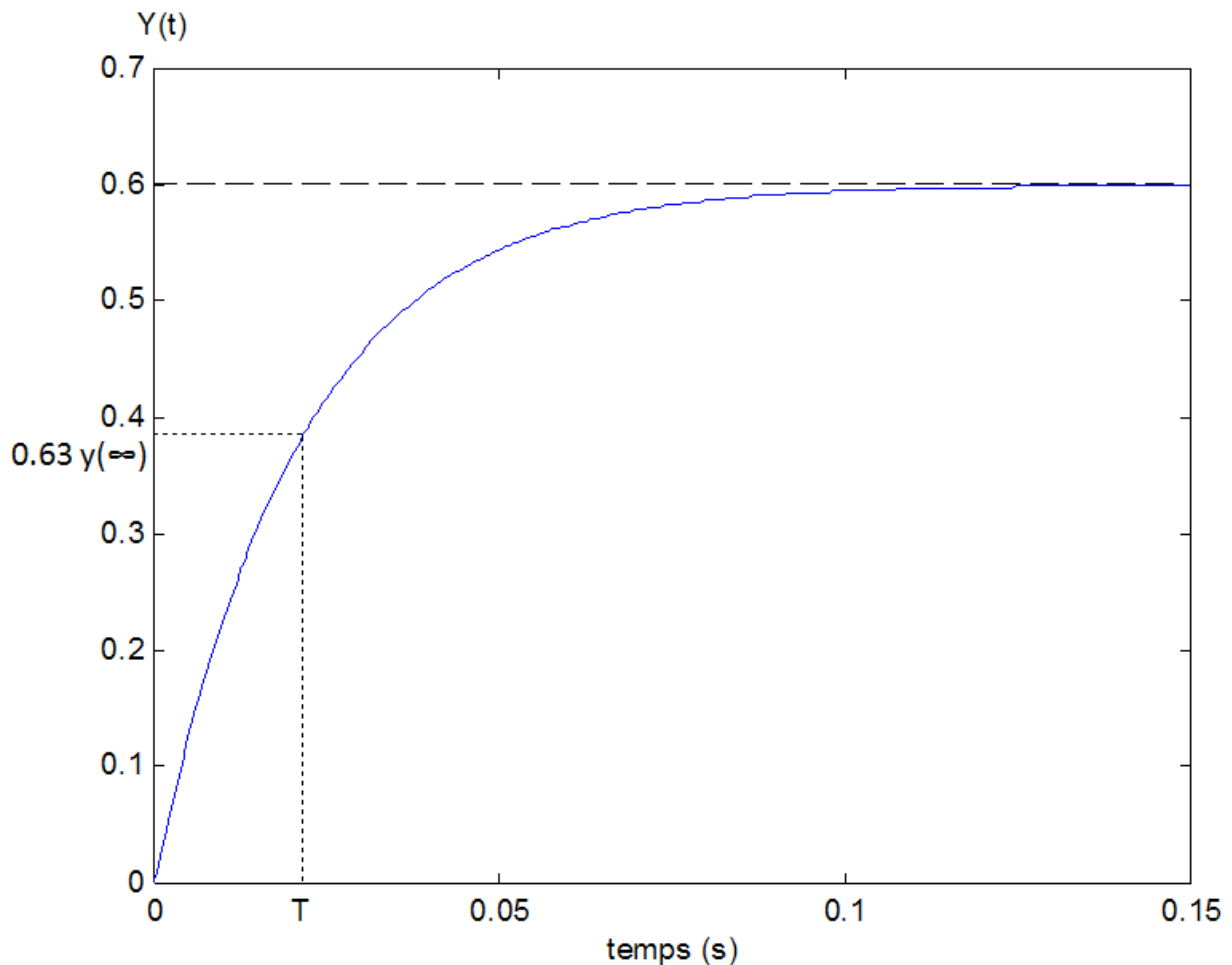


Fig. II-2 : réponse indicielle d'un système du premier ordre.

G_0 : $y(\infty)/E_0$: gain statique du système.

E_0 : Amplitude de l'échelon d'entrée.

$y(\infty)$: valeur finale du signal de sortie.

T : est la constante de temps déduite à 63% du régime permanent [6].

II.3 Identification du système à commander

Le modèle du système est déterminé à partir des essais expérimentaux, pour une entrée d'échelon 10 v en utilisant deux matériels différents (logiciel de régulation « **Lucas-Nülle**», Oscilloscope) d'une manière indépendante pour un but de visualiser le signal de sortie de la génératrice.

Avant d'identifier le modèle du système il faut d'abord vérifier sa linéarité.

II.3.1 Etude de la caractéristique E/S du système

Pour étudier la linéarité de l'ensemble (amplificateur – machine – hacheur - capteur), on relève la caractéristique E/S. Pour cela on fait varier la tension d'alimentation de (0 à $V_{\max} = 10v$), et on note pour chaque valeur, la valeur de la tension de sortie. Le tableau II-1 représente les valeurs de sortie pour différentes valeurs d'entrée :

$E_{\text{entrée}}(v)$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$E_{\text{sortie}}(v)$	0	0.7	1.4	2	2.6	3.3	4	4.6	5.3	5.9	6.6

Tab. II-1 : valeurs de sortie en fonction de l'entrée

La courbe $E_{\text{sortie}} = f(E_{\text{entrée}})$ est donnée par la figure II-3.

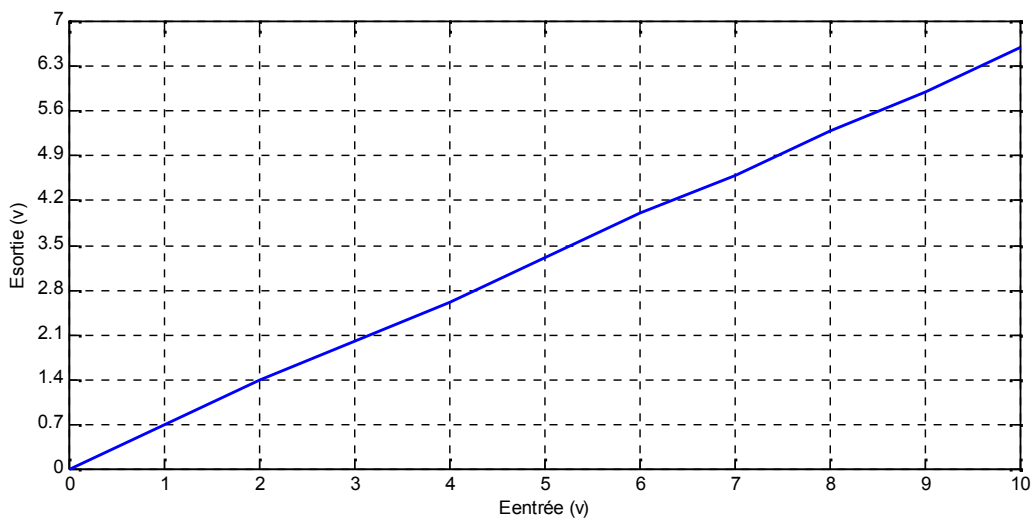


Fig. II-3 : caractéristique $E_{\text{sortie}} = f(E_{\text{entrée}})$ de la machine.

Comme la courbe obtenue est une droite qui passe par l'origine donc le système est linéaire et peut être représenté par une seule fonction de transfert, pour toutes les valeurs de la tension comprises entre 0 et 10v. La pente de cette droite étant le gain statique du modèle.

II.3.2 Identification du modèle à partir des données obtenues en utilisant le logiciel « Lucas-Nülle».

Le logiciel de régulation « Lucas-Nülle», est un logiciel qui permet d'utiliser le régulateur (SO3620-1A). Le logiciel disponible sur un PC peut être relié au régulateur à l'aide d'un simple câble série RS.232 [8].

Différents programmes élaborés pour le régulateur numérique universel permettent alors l'utilisation de toutes les fonctions disponibles sur le régulateur. On peut à l'aide de ce logiciel tracer les allures des grandeurs de réglage dans un diagramme temporel.

La figure II-4 représente le signal de sortie du système visualisé à travers le PC pour une entrée de 10v.

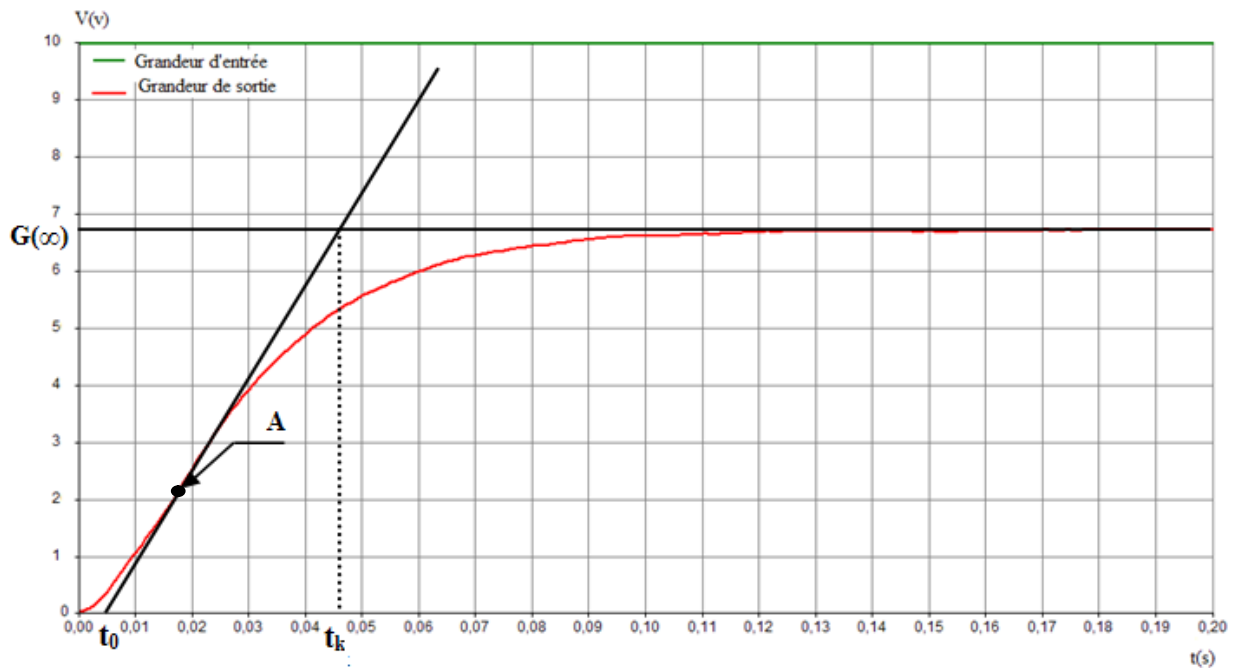


Fig. II-4 : courbe relevée par le logiciel.

On constate que cette réponse indicielle est celle d'un système de second ordre aperiodique. Le modèle du système est donc représenté par la fonction de transfert suivante à deux constantes de temps.

$$G(p) = \frac{G_0}{(1+T_1p)(1+T_2p)} \quad \text{II-28}$$

En appliquant la méthode d'identification décrite dans le paragraphe II.1 (méthode d'identification à deux constantes), on obtient :

$$G_0 = 0,66 \quad \text{II-29}$$

$$T_1 = 9 \cdot 10^{-3} \quad \text{II-30}$$

$$T_2 = 23,3 \cdot 10^{-3} \quad \text{II-31}$$

Finalement le modèle du système est donné par :

$$G(p) = \frac{0.66}{(1+9 \cdot 10^{-3}p)(1+23,3 \cdot 10^{-3}p)} \quad \text{II-32}$$

Pour vérifier la qualité de cette identification, on présente dans la figure II-5 les réponses indicielles du système obtenues par la simulation du modèle II-32 et celle visualisée à l'aide du logiciel.

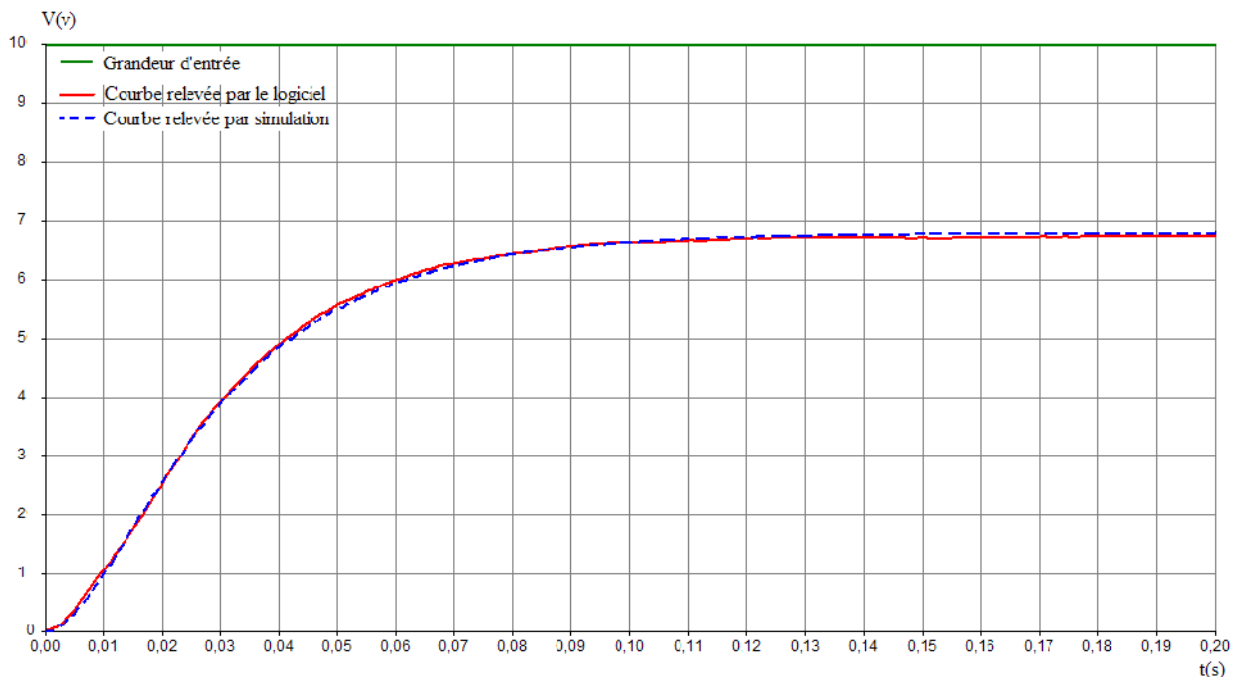


Fig. II-5 : superposition de la courbe obtenue par simulation et celle relevée par le logiciel

D'après cette figure on constate que les deux courbes se superposent, donc on peut conclure que les constantes de temps et le gain qu'on a déterminé par identification caractérisent correctement la courbe relevée par le logiciel.

II.3.3 Identification du système à partir des données relevé par oscilloscope

Après avoir visualisé la courbe sur l'oscilloscope, un logiciel disponible sur un PC peut être relié à l'oscilloscope à l'aide d'un simple câble série RS.232 qui nous a permet de lire la courbe sous forme d'un tableau (sortie en fonction du temps). Les points relevés sont exécutés dans un programme sous MATLAB pour obtenir la courbe visualisée.

La figure II-6 représente le signal de sortie du système visualisé par l'oscilloscope.

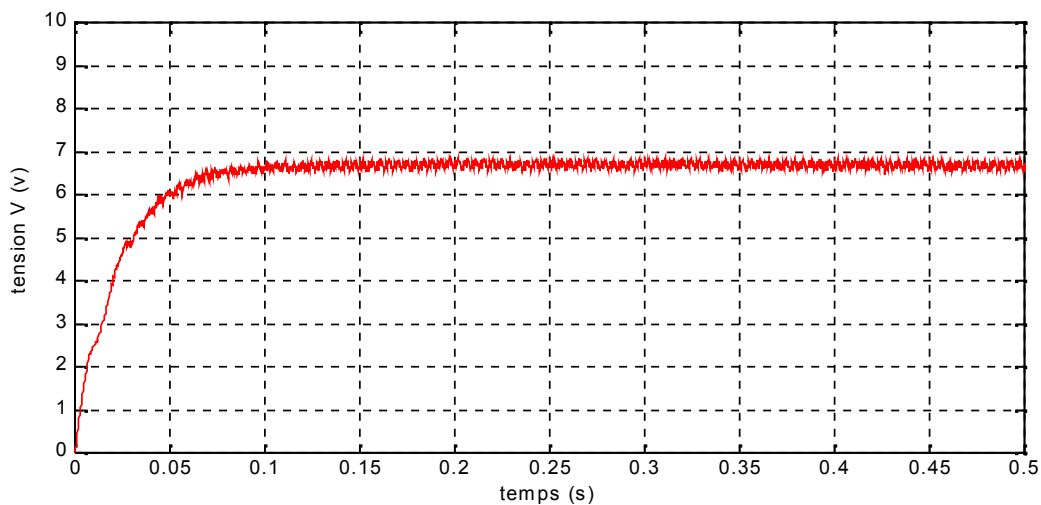


Fig. II-6 : courbe relevée par l'oscilloscope

On constate que cette courbe est plutôt la réponse indicielle d'un système de premier ordre (tangente en zéro) dont le modèle est donné par :

$$G(p) = \frac{G_0}{1 + Tp} \quad \text{II-33}$$

En appliquant la méthode d'identification décrite dans le paragraphe II-2 (modèle à une constante de temps), on obtient :

$$G_0 = 0.66 \quad \text{II-34}$$

$$T = 0.021 \quad \text{II-35}$$

Dans ce cas aussi, on présente dans la figure II-7 les réponses indicielles du système obtenues par la simulation du modèle II-33 et celle visualisée à l'aide de l'oscilloscope.

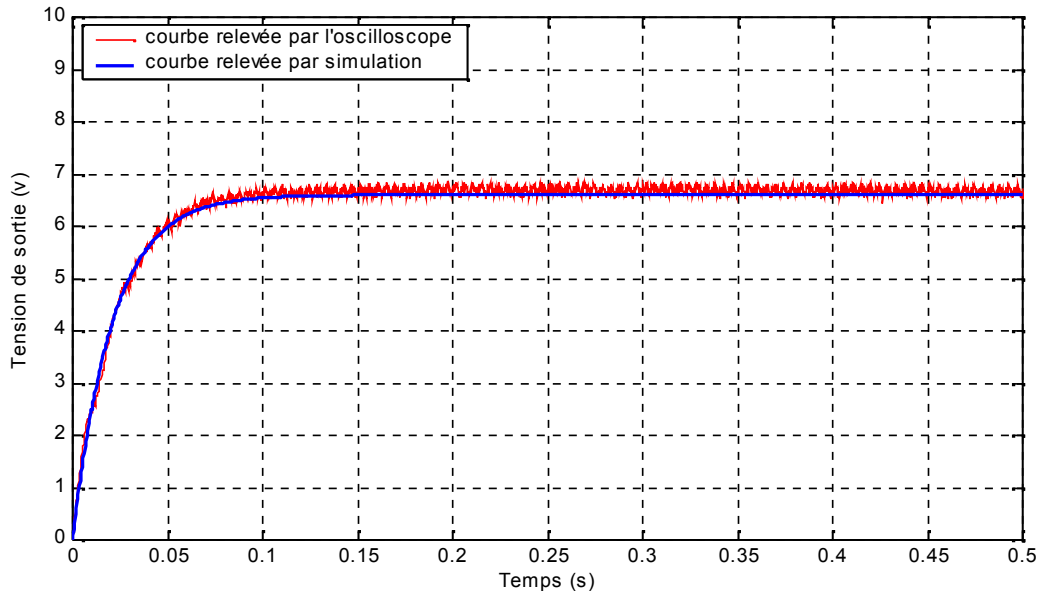


Fig. II-7 : superposition de la courbe obtenue par simulation et celle relevée par l'oscillo

D'après cette figure on constate que les deux courbes se superposent, donc on peut conclure que la constante de temps et le gain qu'on a déterminé par identification caractérisent vraiment la courbe relevée par l'oscilloscope.

II.4. Détermination des paramètres de la machine à courant continu et simulation du modèle complet (hacheur, moteur génératrice) sous MATLAB-SIMULINK

Pour déterminer les paramètres électriques et mécaniques de la machine, nous nous sommes basés sur le modèle obtenu par identification (chapitre I) et celui obtenu par des données expérimentales.

Les paramètres R_a et L_a ont été obtenus par des mesures en utilisant un RLC mètre. Les autres valeurs des paramètres sont obtenus par tâtonnement et pour cela, nous avons fait varier ces paramètres jusqu'à ce que le signal de sortie relevé par simulation du schéma bloc (moteur –génératrice) se superpose au signal du modèle de deux constantes identifié.

NB : Nous avons tenu compte uniquement du modèle de deux constantes pour déterminer les paramètres du système car la machine à courant continu présente une fonction de transfert du deuxième ordre.

Afin de vérifier les valeurs numériques des paramètres de la machine finalement obtenus, nous avons effectué une simulation de l'ensemble (hacheur – Mcc – Gcc) sous matlab simulink. La réponse indicielle ainsi obtenue est ensuite comparée à celle relevée expérimentalement à l'aide du logiciel « Lucas-Nülle ». La figure II-8 représente les réponses

indicielles du système obtenues par la simulation de l'ensemble (hacheur – Mcc – Gcc) et celle visualisée à l'aide du logiciel.

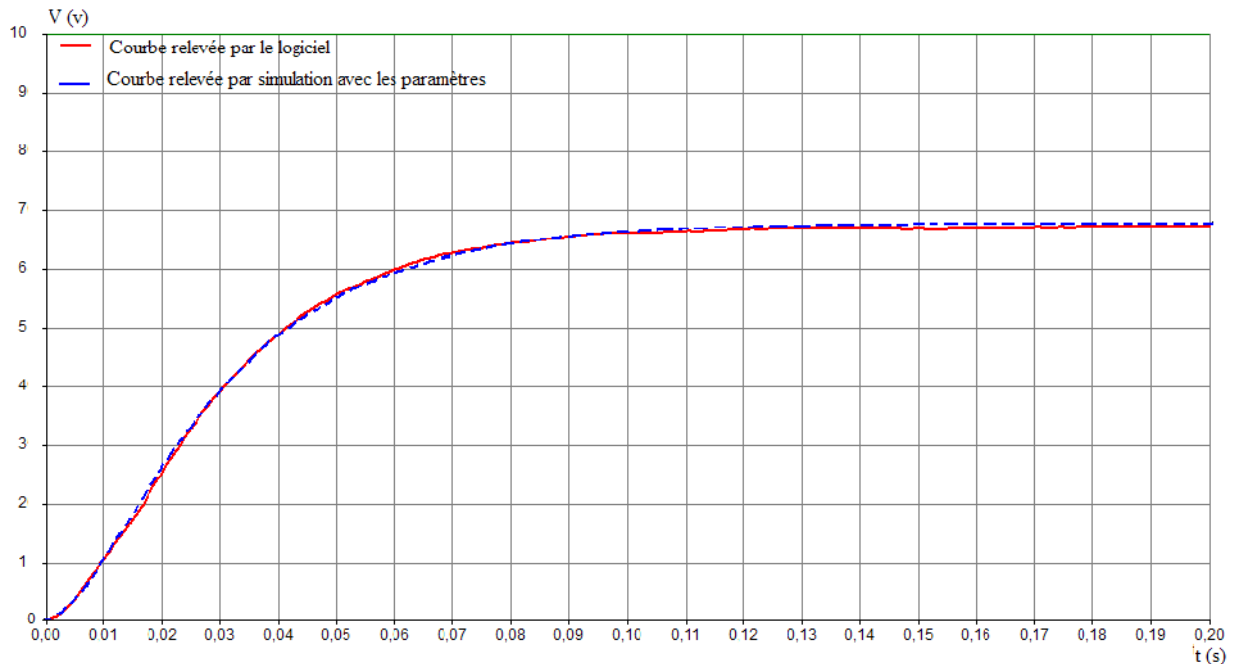


Fig. II-8 : superposition de la courbe obtenue par simulation et celle relevée par le logiciel

D'après cette figure on constate que les deux courbes se superposent, donc on peut conclure que les paramètres identifiés sont les vrais paramètres du système. Ces paramètres sont :

Moteur: $R_a = 10 \Omega$, $L_a = 68 * 10^{-3} \text{ H}$, $J = 7.3 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$, $f = 10^{-3} \text{ kg.m}^2/\text{s}$, $k_m = 1.5$

Génératrice: $k_g = 0.995$

Pour justifier la courbe obtenue à l'aide de l'oscilloscope, on considère souvent que l'inductance L_a du circuit d'alimentation est négligeable. En effet, à partir des équations I-21 à I-25 de la machine, la fonction de transfert s'écrit :

$$G(p) = \left(\frac{k_m \cdot k_g}{k_m^2 + R_a \cdot f} \right) / \left(\frac{R_a \cdot J}{k_m^2 + R_a \cdot f} p + 1 \right) \quad \text{II-36}$$

Qui est effectivement de premier ordre. Pour vérifier cette supposition, on présente dans la figure II-9 les réponses indicielles du modèle de l'ensemble hacheur-moteur-génératrice en négligeant L_a et la courbe relevée par l'oscilloscope.

La figure II-9 représente les deux modèles (oscilloscope et Matlab – Simulink)

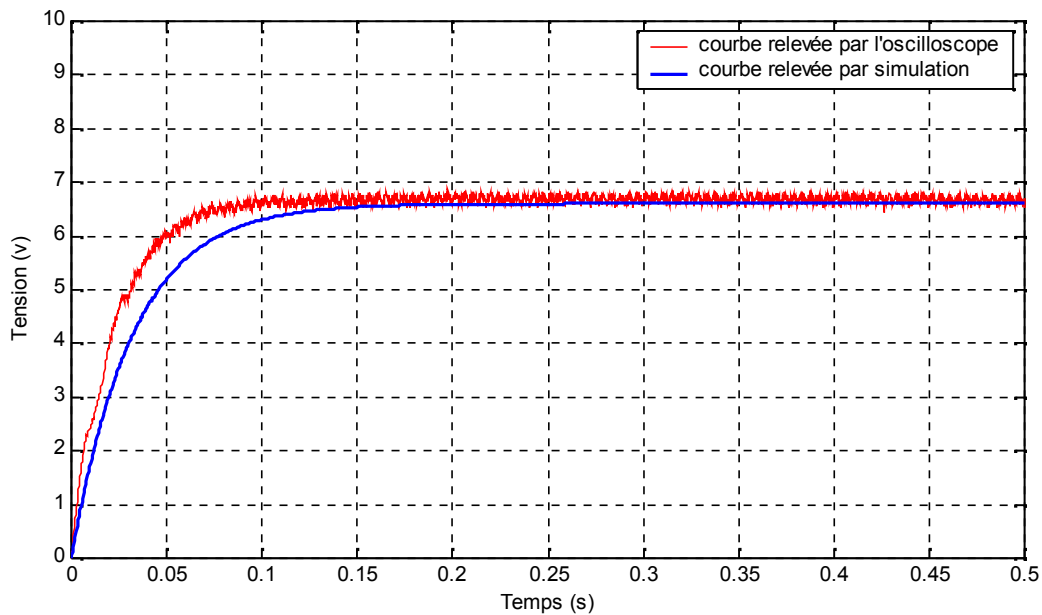


Fig. II-9 : comparaison entre la courbe relevée en négligeant L_a et celle relevée par l'oscillo

La figure II-9 montre que si on néglige l'inductance L_a , la réponse indicielle du système devient effectivement du premier ordre mais il ne se superpose pas à celle relevée par l'oscilloscope. Par conséquent, il ne suffit pas de négliger l'inductance L_a pour justifier la courbe obtenue par l'oscilloscope.

II.5.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté deux méthodes d'identification du système, en premier lieu on utilisait le logiciel « Lucas-Nülle » qui nous donne une réponse de deuxième ordre et en deuxième lieu on a exploité l'oscilloscope qui nous donne une réponse de premier ordre.

Enfin on a terminé par trouver les vrais paramètres de l'ensemble (hacheur – Mcc – Gcc) pour qu'on puisse étudier ces performances (stabilité, précision et rapidité) pour pouvoir enfin calculer les correcteurs nécessaires pour satisfaire le cahier des charges. C'est ce qui est fait l'objet du prochain chapitre.

Chapitre 3

Synthèse des correcteurs

Introduction

Nous avons vus que les systèmes asservis pouvaient présenter des défauts, une précision insuffisantes, une stabilité trop relative (voir une instabilité), un temps de réaction trop lents, un dépassement trop important, au regard d'un cahier de charges, il est donc souvent nécessaire de trouver un moyen d'améliorer les performances de cet asservissement c'est-à-dire :

- Comment rendre stable un système instable.
- Comment augmenter les marges (de gain et de phase) de stabilité.
- Comment diminuer ou annuler les écarts statiques.
- Comment augmenter la rapidité d'un système jugé trop lent.

Afin d'assurer un compromis entre les différentes performances, on introduit un correcteur dans la chaîne d'information qui permettra de générer le signal de commande. [6]

III.1.Généralité sur les correcteurs

III.1.1.définition d'un correcteur

Le correcteur permet d'améliorer les caractéristiques de précision, stabilité et la rapidité de système [6].

Soit un système défini par le schéma bloc suivant :

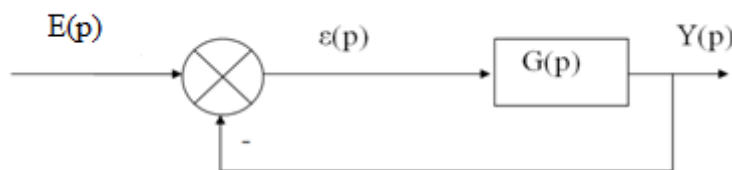


Fig. III-1 : système asservis

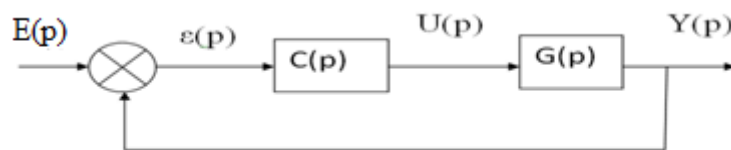


Fig.III -2 : correction cascade des systèmes asservis

$U(p)$: signal de commande.

La synthèse d'un asservissement consiste à concevoir, à calculer et à réaliser le correcteur pour satisfaire un cahier des charges contenant les performances désirées.

Les étapes de cette synthèse sont :

- Choix du type de correcteur.
- Calcul des éléments du correcteur (calcul de $C(p)$).
- Vérification (par simulation) des performances.
- Réalisation et insertion réelle du correcteur dans la chaîne d'asservissement [6].

III.1.2. Différents types de correcteurs

Il existe plusieurs types de correcteurs :

- **Correcteur P, action proportionnelle**

On dit qu'une correction est à action proportionnelle, lorsque le signal de commande $U(t)$ est proportionnel au signal d'écart $\varepsilon(t)$. Son expression mathématique s'écrit comme suit :

$$U(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) \quad \text{III-1}$$

La transformée de LAPLACE de l'expression III-1 est donnée par :

$$C(p) = \frac{U(p)}{\varepsilon(p)} = K_p \quad \text{III-2}$$

La correction par action proportionnelle augmente le gain en boucle ouverte, donc améliore la précision statique. En contrepartie la stabilité diminue si le gain augmente. Ceci est une illustration de la dualité stabilité-précision. Le temps de montée est réduit et le système plus oscillant. En revanche, une augmentation du proportionnel ne diminue pas nécessairement le temps de réponse du système.

- **Correcteur I, action intégrale**

On dit qu'une correction est à action intégrale, lorsque le signal de commande $U(t)$ est proportionnel à l'intégrale de signal d'écart $\varepsilon(t)$. Son expression est donnée par :

$$U(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad \text{III-3}$$

Dans le domaine de LAPLACE, le correcteur $C(p)$ s'écrit :

$$C(p) = \frac{U(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{1}{T_i p} \quad \text{III-4}$$

L'ajout d'un terme intégral dans la chaîne directe augmente sa classe. Par conséquent la précision est améliorée : Un système stable sans intégration (c'est-à-dire de classe 0), verra sans erreur statique annulée par une action intégrale. En contrepartie la marge de phase est diminuée de moins 90° par l'ajout d'une intégration pure .

Enfin, un correcteur intégral présente le défaut de saturer facilement si l'erreur ne devient pas nulle.

- **Correcteur D, action dérivée**

On dit qu'une correction est à action dérivée, lorsque le signal de commande $U(t)$ est proportionnel à la dérivée du signal d'écart $\varepsilon(t)$. Son expression est la suivante :

$$U(t) = K_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad \text{III-5}$$

La transformée de LAPLACE de l'expression III-5, nous a permis d'obtenir la fonction de transfert suivante :

$$C(p) = \frac{U(p)}{\varepsilon(p)} = K_d \cdot p \quad \text{III-6}$$

Dans le cas d'un système de classe supérieure ou égale à 1, cette action permet d'augmenter la bande passante du système ou de rendre celui-ci plus stable. Un correcteur de type dérivé n'est pas causal, donc pas physiquement réalisable. On lui substitue donc systématiquement un correcteur approché.

- **Correcteur proportionnel-intégrateur, PI**

Le signal de commande est réalisé à partir de l'association d'un terme d'action proportionnelle et d'un terme d'action intégrale, on emploie pour ces correcteurs l'expression du correcteur PI.

Un correcteur PI a une fonction de transfert qui s'écrit sous la forme générale suivante :

$$C(p) = K_P \left[1 + \frac{1}{T_i p} \right] = K_P \frac{1 + T_i p}{T_i p} \quad \text{III-7}$$

Ce correcteur possède une intégration. Il convient donc bien lorsque l'on souhaite annuler l'erreur statique d'un système de classe 0. Le PI est réalisable physiquement ; c'est d'ailleurs le correcteur le plus utilisé.

En régime permanent, il annule l'erreur statique par contre en régime dynamique, le temps de réponse augmente (système moins rapide) et la marge de phase diminue (introduction d'un déphasage supplémentaire de -90°).

III.2.Méthode de Calcul des correcteurs

III.2.1.Etude du correcteur proportionnel

Le correcteur proportionnel est la structure la plus simple des régulateurs. Sa fonction de transfert est tout simplement un gain K_p . Dans ce paragraphe on va étudier les objectifs qu'on peut atteindre lorsqu'on utilise un correcteur proportionnel pour commander un système du premier et du second ordre [9].

- **Utilisation du correcteur proportionnel pour commander un système du premier ordre**

Etant donné un système dont la fonction de transfert est donnée par :

$$G(p) = \frac{G_0}{1+Tp} \quad \text{III-8}$$

Lorsqu'on utilise le régulateur proportionnel K_p pour commander le système du premier ordre, les caractéristiques (stabilité, précision et rapidité) de la fonction de transfert sont obtenues en boucle fermée.

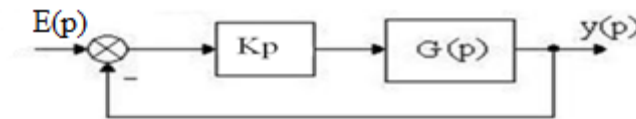


Fig. III-3 Structure de commande en utilisant un régulateur P

La fonction de transfert en boucle fermée est donné dans ce cas par:

$$G_{bf}(p) = \frac{K_p G(p)}{1 + K_p G(p)} = \frac{K_p G_0}{1 + K_p G_0 + T p} \quad \text{III-9}$$

Qui peut se mettre sous la forme :

$$G_{bf}(p) = \frac{G_{0bf}}{1 + T_{bf} p} \quad \text{III-10}$$

Avec:

$$G_{0bf} = \frac{K_p G_0}{1 + K_p G_0} : \text{Gain statique en boucle fermée.}$$

$$T_{bf} = \frac{T}{1 + K_p G_0} : \text{Constante de temps en boucle fermée.}$$

- Le modèle en boucle fermée est du premier ordre simple et toujours stable pour $K_p > 0$. La réponse indicielle est toujours apériodique.
- Le gain statique G_{obf} et la constante de temps T_{bf} de la fonction de transfert en boucle fermée dépendent du gain K_p du correcteur. De plus on ne peut pas annuler l'erreur statique en boucle fermée puisque le gain statique G_{obf} ne peut pas être égal à 1.

Remarque

En utilisant le correcteur proportionnel pour commander un système du premier ordre on ne peut atteindre qu'un seul objectif de commande, soit améliorer la marge de phase, soit réduire l'erreur statique ou améliorer la durée du régime transitoire.

➤ Calcul du gain du correcteur pour améliorer la marge de phase.

En incorporant un correcteur proportionnel $C(p) = K_p$ dans la chaîne directe, la fonction de transfert du système compensée devient :

$$FTBO_{Cor}(p) = G_{cor}(p) = G(p) \cdot C(p) \quad \text{III-11}$$

Procédure

- 1- Tracer le diagramme de bode $G_{cor}(p)$ pour $K = 1$ ($K = K_p \cdot G_0$).
- 2- Noter la pulsation ω_n correspondant à la marge de phase $\Delta\varphi = 45^\circ$ sachant que $40^\circ \leq \Delta\varphi \leq 50^\circ$
- 3- Dédurre du diagramme du module, la valeur du gain $K_{\omega_n} = |G_{cor}(j\omega_n)|_{dB}$

$$\text{Correspondant à } \omega_n, \text{ calculé ensuite : } K_p = \frac{K_{\omega_n}}{G_0} \quad \text{III-12}$$

- 4- Faire une translation de la courbe du module de la quantité $K_{\omega_n} = |G_{cor}(j\omega_n)|_{dB}$ et vérifier que : $\Delta G_{G_{cor}} > 8 \text{ dB}$ [4].

➤ Calcul du gain du correcteur pour améliorer la durée du régime transitoire.

Pour que le régime transitoire de la boucle fermée soit «a» fois plus rapide que celui du système à commander, Il suffit que la constante de temps de la fonction de transfert en boucle fermée T_{bf} soit «a» fois plus petite que celle de $G(p)$, ($T_{bf} = T/a$), on doit donc vérifier que :

$$T_{bf} = \frac{T}{1 + K_p G_0} = \frac{T}{a} \quad \Rightarrow \quad K_p = \frac{a-1}{G_0} \quad \text{III-13}$$

Dans ce cas, lorsque l'entrée est un échelon unitaire, l'erreur statique est donnée par :

$$\varepsilon_{\infty} = 1 - \frac{K_p G_0}{1 + K_p G_0} = \frac{1}{1 + K_p G_0} = \frac{1}{a} \quad \text{III-14}$$

Pour réduire le régime transitoire de la réponse indicielle de moitié ($a = 2$) par exemple, ce qui est déjà considérable, l'erreur statique n'est que de 50% de la valeur finale.

➤ **Calcul du gain du correcteur pour améliorer l'erreur statique.**

L'erreur statique ne pouvant pas être annulée, on peut néanmoins déterminer le gain K_p du régulateur pour que cette erreur soit la plus petite possible. Si on veut que l'erreur soit inférieure à $e\%$ de la valeur finale de la sortie, on aura :

$$\varepsilon_{\infty} = 1 - \frac{K_p G_0}{1 + K_p G_0} = \frac{1}{1 + K_p G_0} < \frac{e}{100} \quad \Rightarrow \quad K_p > \frac{100 - e}{e G_0} \quad \text{III-15}$$

Dans ce cas, la constante de temps de la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par:

$$T_{bf} = \frac{T}{1 + K_p G_0} < \frac{e T}{100} \quad \text{III-16}$$

Par exemple pour que l'erreur soit inférieure à 5% de la valeur finale de l'entrée il faut que $K_p > 19/G_0$, dans ce cas la constante de temps de la boucle fermée est $T_{bf} < T/20$. Pour qu'elle soit inférieure à 2% il faut que $K_p > 49/G_0$, dans ce cas la constante de temps est $T_{bf} < T/50$. Ces valeurs de la constante de temps trop exagérées pour être prises en compte. [9]

• **Utilisation d'un régulateur proportionnel pour commander un système du second ordre**

Etudier les caractéristiques de la fonction de transfert en boucle fermée obtenues lorsqu'on utilise le régulateur proportionnel K_p pour commander un système dont la fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$G(p) = \frac{G_0 \omega_n^2}{p^2 + 2z \omega_n p + \omega_n^2} \quad \text{III-17}$$

ω_n : Pulsation propre du système.

z : Coefficient d'amortissement.

G_0 : Gain statique.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{bf}(p) = \frac{K_p G_0 \omega_n^2}{P^2 + 2z\omega_n P + \omega_n^2(1 + K_p G_0)} \quad \text{III-18}$$

Qui peut se mettre sous la forme standard :

$$G_{bf}(p) = \frac{G_{0bf} \omega_{nbf}^2}{p^2 + 2z_{bf} \omega_{nbf} p + \omega_{nbf}^2} \quad \text{III-19}$$

Avec :

$\omega_{nbf} = \omega_n \sqrt{1 + K_p G_0}$: Pulsation non amortie du système en boucle fermée.

$z_{bf} = \frac{z}{\sqrt{1 + K_p G_0}}$: Coefficient d'amortissement en boucle fermée.

$G_{0bf} = \frac{K_p G_0}{1 + K_p G_0}$: Gain statique en boucle fermée.

Dans ce cas aussi,

- Le modèle en boucle fermée est du même type que celui du système à commander et toujours stable $\forall K_p > 0$.
- L'erreur statique ne peut pas être annulée puisque le gain statique G_{0bf} de la boucle fermée ne peut pas être égal à 1.
- A l'aide du régulateur proportionnel K_p , on ne peut pas imposer la dynamique du système en boucle fermée. En effet, soit on impose la pulsation non amortie ω_{nbf} soit le coefficient d'amortissement z_{bf} de la fonction de transfert en boucle fermée.

Remarque

Dans ce cas aussi, en utilisant le correcteur proportionnel pour commander un système du second ordre on ne peut atteindre qu'un seul objectif de commande, soit réduire l'erreur statique, soit améliorer un des paramètres caractérisant le régime transitoire, z_{bf} ou ω_{nbf} .

➤ **Calcul du gain du régulateur pour améliorer l'erreur statique.**

Si on veut que l'erreur statique soit inférieure à $e\%$ de la valeur finale de la sortie, on aura :

$$\varepsilon_{\infty} = 1 - \frac{K_p G_0}{1 + K_p G_0} = \frac{1}{1 + K_p G_0} < \frac{e}{100} \quad \Rightarrow \quad K_p > \frac{100 - e}{e G_0} \quad \text{III-20}$$

Dans ce cas, les paramètres z_{bf} et ω_{nbf} de la fonction de transfert en boucle fermée sont donnés par:

$$\omega_{nbf} > \frac{10}{\sqrt{e}} \omega_n \quad \text{et} \quad z_{bf} < \frac{\sqrt{e}}{10} z \quad \text{III-21}$$

Par exemple, pour que l'erreur soit inférieure à 5% de la valeur finale de l'entrée il faut que $K_p > 19/G_0$, dans ce cas les paramètres z_{bf} et ω_{nbf} sont respectivement donnés par : $z_{bf} < 0.22 z$ et $\omega_{nbf} > 7 \omega_n$. Pour qu'elle soit inférieure à 2%, il faut que $K_p > 49/G_0$, dans ce cas $z_{bf} < 0.14 z$ et $\omega_{nbf} > 4.5 \omega_n$.

➤ **Calcul du gain du correcteur pour imposer la pulsation ω_{nbf} de la boucle fermée.**

Si on veut imposer la pulsation ω_{nbf} de la boucle fermée, on aura:

$$K_p = \frac{\omega_{nbf}^2 - \omega_n^2}{\omega_n^2 G_0} \quad \text{III-22}$$

Dans ce cas, l'erreur statique ε_{∞} et le coefficient d'amortissement z_{bf} ne peuvent plus être imposés, pour cette valeur du gain K_p du régulateur ils sont respectivement donnés par:

$$\varepsilon_{\infty} = \frac{\omega_n^2}{\omega_{nbf}^2} \quad \text{et} \quad z_{bf} = \frac{\omega_n}{\omega_{nbf}} z \quad \text{III-23}$$

➤ **Calcul du gain du correcteur pour imposer le coefficient d'amortissement z_{bf} de la boucle fermée.**

Si on veut imposer le coefficient d'amortissement z_{bf} de la boucle fermée, on aura:

$$K_p = \frac{z^2 - z_{bf}^2}{G_0 z_{bf}^2} \quad \text{III-24}$$

Dans ce cas, l'erreur statique ε_{∞} et la pulsation propre non amortie ω_{nbf} ne peuvent plus être imposées, pour cette valeur du gain K_p du correcteur, ils sont respectivement donnés :

$$\varepsilon_{\infty} = \frac{z_{bf}^2}{z^2} \quad \text{et} \quad \omega_{n_{bf}} = \frac{z}{z_{bf}} \omega_n \quad \text{III-25}$$

Conclusion

L'utilisation d'un correcteur proportionnel K_p :

- Ne modifie pas la complexité et ne déstabilise pas la fonction de transfert de la boucle fermée.
- Ne permet pas d'annuler l'erreur statique.
- Ne permet pas d'imposer en même temps tous les paramètres du régime transitoire de la boucle fermée.

III.2.2. Etude du correcteur proportionnel intégral PI

La fonction de transfert du correcteur PI est donnée par:

$$C(p) = K_1 + \frac{K_2}{p} = \frac{K_1 p + K_2}{p} = K_p \left(\frac{1 + T_i p}{T_i p} \right) \quad \text{III-26}$$

Avec : $T_i = K_1/K_2$ et $K_p = K_1$

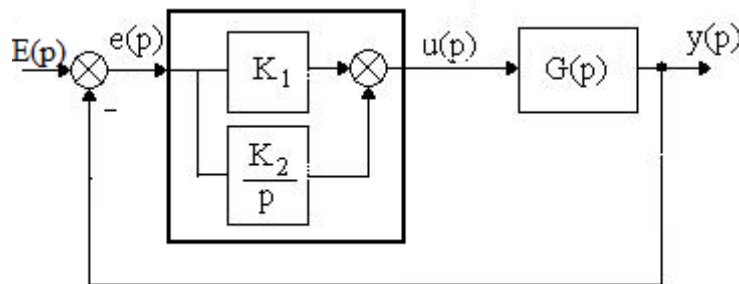


Fig.III -4 Structure de commande utilisant un régulateur P-I.

L'avantage principal d'un correcteur P-I est qu'il annule l'erreur statique grâce à la fonction intégrale. En effet, il calcule la commande $u(t)$ à injecter au système en intégrant la grandeur d'erreur $e(t)$. Ainsi, la commande $u(t)$ ne cesse de croître que lorsque l'erreur entre $y(t)$ et $E(t)$ est nulle. [9]

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{bf}(p) = \frac{K_1 \left(p + \frac{K_2}{K_1} \right) G(p)}{1 + K_1 \left(p + \frac{K_2}{K_1} \right) G(p)} \quad \text{III-27}$$

Qui montre que le régulateur P-I ajoute un zéro à la fonction de transfert en boucle fermée, celui-ci peut éventuellement être utilisé pour compenser un pôle de la fonction de transfert du système à commander simplifiant ainsi l'ordre du transfert en boucle fermée. La méthode la plus utilisée pour calculer les paramètres du correcteur PI est :

- **Méthode par compensation de pôle**

Cette méthode se déroule en deux étapes, dans la première étape, elle consiste à utiliser le zéro du régulateur $(-K_2/K_1)$ pour compenser un pôle du système à commander. Elle permet ainsi de simplifier l'ordre de la fonction de transfert en boucle ouverte. Cette compensation donne la première équation permettant de calculer le rapport de K_2 sur K_1 .

Dans la seconde étape, on calcule la fonction de transfert en boucle fermée, et on détermine une seconde équation permettant de calculer l'un des deux coefficients. [9]

• **Utilisation du régulateur P-I pour commander un système du premier ordre**

Etant donné un système dont la fonction de transfert est donnée par :

$$G(p) = \frac{G_0}{1+T p} \quad \text{III-28}$$

$$\text{Avec : } G_0 > 0 \text{ et } T > 0$$

On étudie les caractéristiques de la fonction de transfert en boucle fermée. On déterminera en particulier la stabilité et la rapidité du modèle de la fonction de transfert.

La fonction de transfert en boucle fermée est dans ce cas donnée par:

$$G_{bf}(p) = \frac{K_1 \left(p + \frac{K_2}{K_1} \right) \frac{G_0}{1+T p}}{1 + K_1 \left(p + \frac{K_2}{K_1} \right) \frac{G_0}{1+T p}} = \frac{K_1 \left(p + \frac{K_2}{K_1} \right) G_0}{T p^2 + (1 + G_0 K_1) p + K_2 G_0} \quad \text{III-29}$$

Pour que le système en boucle fermée soit stable, il suffit de prendre $K_1 > 0$ et $K_2 > 0$.

En boucle ouverte on a :

$$G_{bo}(p) = \frac{K_1}{p} \left(p + \frac{K_2}{K_1} \right) \frac{G_0}{T \left(p + \frac{1}{T} \right)} \quad \text{III-30}$$

Pour simplifier le polynôme $(p + I/T)$ du dénominateur de $G(p)$ par le polynôme $(p + K_2/K_1)$ du numérateur du régulateur, il faut imposer :

$$\frac{K_2}{K_1} = \frac{I}{T} \quad \text{III-31}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$G_{bo}(p) = \frac{K_1 G_0}{T p} \quad \text{III-32}$$

En boucle fermée, on aura :

$$G_{bf}(p) = \frac{\frac{K_1 G_0}{T}}{p + \frac{K_1 G_0}{T}} = \frac{I}{I + \frac{T}{K_1 G_0} p} = \frac{I}{I + T_{bf} p} \quad \text{III-33}$$

Avec: $T_{bf} = \frac{T}{K_1 G_0}$ Constante de temps de la boucle fermée.

- Le modèle en boucle fermée est du premier ordre et toujours stable pour $K_1 > 0$ et $K_2 > 0$. La réponse indicielle est toujours apériodique.
- La constante de temps T_{bf} de la fonction de transfert en boucle fermée dépend du gain K_1 du correcteur. On peut donc la modifier à l'aide du correcteur.

Si on impose $T_{bf} = \frac{T}{a}$ ($a > I$), alors :

$$T_{bf} = \frac{T}{K_1 G_0} = \frac{T}{a} \quad \Rightarrow \quad K_1 = \frac{a}{G_0} \quad \text{III-34}$$

De l'équation (III-31) , on déduit:

$$K_2 = \frac{a}{G_0 T} \quad \text{III-35}$$

Les paramètres du régulateurs sont dans ce cas donnés par :

$$K_1 = \frac{a}{G_0} \quad \text{et} \quad K_2 = \frac{a}{G_0 T} \quad \text{III-36}$$

En utilisant le correcteur P-I pour commander un système du premier ordre on peut atteindre tous les objectifs de commande stabilité, rapidité et précision.

- **Utilisation du correcteur P-I pour commander un système du second ordre :**

Etant donné un système dont la fonction de transfert est donnée par :

$$G(p) = \frac{G_0 \omega_n^2}{p^2 + 2z \omega_n p + \omega_n^2} \quad \text{III-37}$$

$$G_0 > 0, \quad z > 0 \quad \text{et} \quad \omega_n > 0$$

Pour utiliser la méthode de compensation de pôle, il faut que les deux pôles de $G(p)$ soient réels, il faut donc que le coefficient d'amortissement z soit supérieur à 1. Dans ce cas $G(p)$ peut se mettre sous la forme :

$$G(p) = \frac{G_0 \omega_n^2}{(p + p_1)(p + p_2)} \quad \text{III-38}$$

On suppose que $|p_1| < |p_2|$, le pôle le plus lent est donc le pôle p_1 . C'est donc celui-ci qui sera compensé si on veut améliorer la dynamique du système.

En ajoutant le régulateur P-I, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$G_{bo}(p) = \frac{K_1(p + K_2/K_1)}{p} \frac{G_0 \omega_n^2}{(p + p_1)(p + p_2)} \quad \text{III-39}$$

En compensant le pôle p_1 , on aura : $\frac{K_2}{K_1} = p_1$ III-40

La fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$G_{bo}(p) = \frac{K_1 G_0 \omega_n^2}{p(p + p_2)} \quad \text{III-41}$$

Qui en boucle fermée devient :

$$G_{bf}(p) = \frac{K_1 G_0 \omega_n^2}{p^2 + p_2 p + K_1 G_0 \omega_n^2} \quad \text{III-42}$$

Pour imposer au système en boucle fermée les caractéristiques dynamiques d'un système du second ordre sinusoïdal amorti (z_{bf} et ω_{nbf}) on doit avoir :

$$p_2 = 2z_{bf} \omega_{nbf} \quad \text{et} \quad K_1 G_0 \omega_n^2 = \omega_{nbf}^2 \quad \text{III-43}$$

Ces relations montrent qu'on ne peut pas imposer les deux paramètres z_{bf} et ω_{nbf} en même temps puisqu'on ne dispose que du paramètre K_1 . On ne peut donc imposer qu'un paramètre seul, dans ce cas l'autre est simplement déduit. [9]

➤ **Pour imposer ω_{nbf} , on aura :**

$$K_1 = \frac{\omega_{nbf}^2}{G_0 \omega_n^2} \quad \text{III-44}$$

Dans ce cas, le coefficient d'amortissement z_{bf} vaut :

$$z_{bf} = \frac{p_2}{2 \omega_{nbf}} \quad \text{III-45}$$

➤ **Si on veut imposer z_{bf} , on aura :**

$$\omega_{nbf} = \frac{p_2}{2 z_{bf}} \quad \text{III-46}$$

Donc :

$$K_1 = \frac{p_2^2}{4 z_{bf}^2 G_0 \omega_n^2} \quad \text{III-47}$$

III.3. Application des régulateurs (P, PI) sur les modèles identifiés

III.3.1. Application sur le modèle obtenu à l'aide du logiciel LUCAS-NÜLLE

- **Calcul du correcteur proportionnel**

Le système identifié est donné sous forme :

$$G(p) = \frac{0,66}{((9.10^{-3})p+1)((23,3.10^{-3})p+1)} = \frac{G_0}{(T_1p+1)(T_2p+1)} \quad \text{III-48}$$

La fonction de transfert du correcteur est : $C(p) = K_p$

Donc : $G_{Cor}(p) = G(p) C(p) = \frac{K_p G_0}{(T_1p+1)(T_2p+1)} = \frac{K}{(T_1p+1)(T_2p+1)} \quad \text{III-49}$

Avec : $K = K_p \cdot G_0 \quad \text{III-50}$

$\text{Arg}[G_{Cor}(j\omega_n)] = -\text{arc tg}(T_1\omega_n) - \text{arc tg}(T_2\omega_n) \quad \text{III-51}$

En imposant une marge de phase donnée qui nous permet de garder le système stable, on peut déterminer la valeur de la pulsation de coupure ω_n , cette dernière est utilisée pour calculer la valeur du gain K pour pouvoir enfin déduire la valeur du correcteur proportionnel K_p de l'expression III-50.

On désire avoir une marge de phase : $\Delta\phi = 45^\circ$

Donc : $\Delta\phi = \text{Arg}[G_{\text{cor}}(j\omega)] - (-180) \Rightarrow 45^\circ = -\text{arc tg}(T_1\omega_n) - \text{arc tg}(T_2\omega_n) + 180$

$$\Rightarrow \text{arc tg}(T_1\omega_n) - \text{arc tg}(T_2\omega_n) = 135^\circ$$

$$\Rightarrow \omega_n = 181 \text{ rad/s.} \quad \text{III-52}$$

Déterminons maintenant K

$$|G(j\omega)|_{\text{db}} = 0 \Rightarrow 20 \log k - 20 \log \sqrt{[(T_1\omega_n)^2 + 1][(T_2\omega_n)^2 + 1]} = 20 \log 1$$

$$20 \log \left(\frac{K}{\sqrt{[(T_1\omega_n)^2 + 1][(T_2\omega_n)^2 + 1]}} \right) = 20 \log 1 \Rightarrow \frac{K}{\sqrt{[(T_1\omega_n)^2 + 1][(T_2\omega_n)^2 + 1]}} = 1$$

$$\text{Donc :} \quad K = \sqrt{[(T_1\omega_n)^2 + 1][(T_2\omega_n)^2 + 1]} \quad \text{III-53}$$

$$K = 8.25 \quad \text{III-54}$$

On déduit K_p

$$K = K_p \cdot G_0 \Rightarrow K_p = \frac{K}{G_0} = 8.25 / 0.66 = 12.50$$

$$\text{D'où:} \quad C(p) = 12.50 \quad \text{III-55}$$

- Vérification par le tracé de bode :

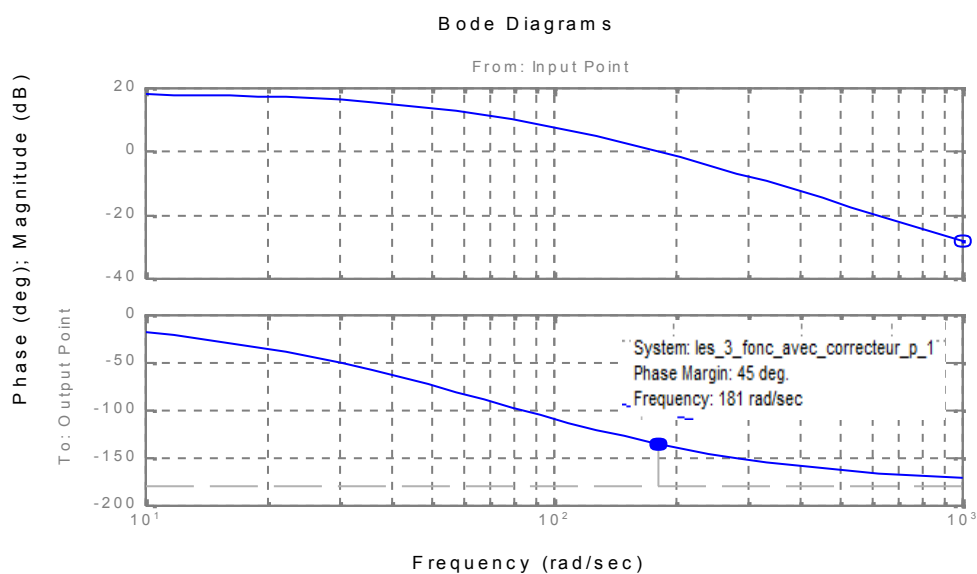


Fig. III-5 : tracé de bode du système corrigé

- Vérification par la simulation : la tension de référence est de 6v

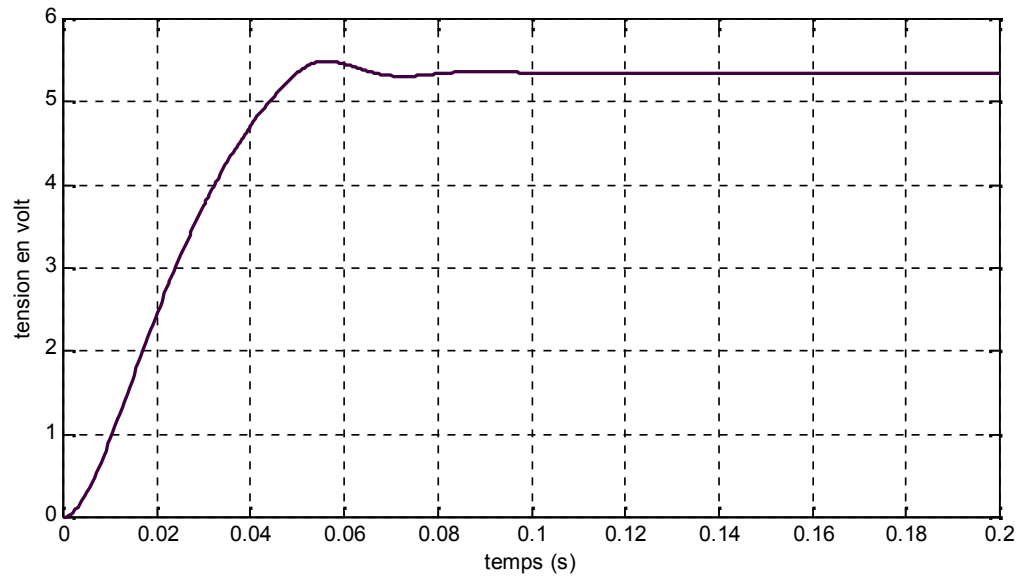


Fig. III-6 : Réponse indicielle du système corrigé à l'aide du correcteur P.

- **Tableau de comparaison des performances**

Performances	Avant	Après
Erreur Statique	/	0.65 v
Temps de réponse	0.08 s	0.044s
Stabilité	Stable	Toujours stable
Dépassement	Pas de dépassement	Dépassement faible (2.8%)

Tableau III-1 : comparaison des performances avant et après l'introduction du correcteur

Avant l'introduction du correcteur, ce système était stable mais moins rapide. Le but d'introduire ce correcteur est de rendre le système précis et rapide sans perdre de la stabilité (Présence d'un dépassement de faible valeur « inférieur à 30% ») et satisfaire le cahier de charges, c'est pour cette raison que nous avons imposé une marge de phase de 45° qui va nous garantir toujours la stabilité. Le correcteur proportionnel n'annule pas l'erreur.

- **Calcul du correcteur Proportionnel - Intégrateur**

Le système est donné sous forme :

$$G(p) = \frac{0,66}{((9,10^{-3})p+1)((23,310^{-3})p+1)} = \frac{G_0}{(T_1p+1)(T_2p+1)} \quad \text{III-56}$$

$$C(p) = K_p \frac{1+T_i p}{T_i p} \Rightarrow G_{\text{cor}}(p) = G(p) \cdot C(p) \quad \text{III-57}$$

Donc:
$$G_{\text{cor}}(p) = \frac{K_p}{T_i} \frac{1+T_i p}{p} \frac{G_0}{(T_1p+1)(T_2p+1)} \quad \text{III-58}$$

$$T_2 > T_1$$

Avec : $T_i = T_2$ pour compenser la constante de temps la plus grande

$$G_{\text{cor}}(p) = \frac{K_p}{T_2} \frac{1+T_2 p}{p} \frac{G_0}{(T_1p+1)(\cancel{T_2p+1})} = \frac{K}{p(T_1p+1)} \quad \text{III-59}$$

Avec :
$$K = \frac{G_0 \cdot K_p}{T_2} \quad \text{III-60}$$

On veut imposer une marge de phase $\Delta\phi = 45^\circ$ pour déterminer w_n

On a: $\text{Arg}[G(jw)] = -90 - \text{arc tg}(T_1 w_n)$

Donc: $\Delta\phi = \text{Arg}[G(jw)] - (-180) \Rightarrow 45^\circ = -90 - \text{arc tg}(T_1 w_n) + 180$

$\text{arc tg}(T_1 w_n) = 45^\circ \Rightarrow T_1 w_n = \text{tg } 45^\circ \Rightarrow T_1 w_n = 1 \Rightarrow$

$$w_n = 1/T_1 = 111 \text{ rd/s} \quad \text{III-61}$$

Déterminons maintenant K

$|G_{\text{cor}}(jw)|_{\text{db}} = 0 \Rightarrow |G_{\text{cor}}(jw)| = 1$

Donc
$$\frac{K}{w_n \sqrt{(T_1 w_n)^2 + 1}} = 1 \Rightarrow \frac{K}{w_n \sqrt{(T_1 \frac{1}{T_1})^2 + 1}} = 1 \quad \text{III-62}$$

$$K = w_n \sqrt{2} \Rightarrow K = \frac{\sqrt{2}}{T_1} \quad \text{III-63}$$

Enfin, on peut déduire K_p

$$K = \frac{K_p G_0}{T_2} \Rightarrow K_p = \frac{K T_2}{G_0} \Rightarrow K_p = \frac{\sqrt{2} T_2}{T_1 G_0}$$

$$K_p = 5,547 \quad \text{III-64}$$

Finalement:
$$C(p) = 5.547 \cdot \frac{1 + (23,3 \cdot 10^{-3})p}{(23,3 \cdot 10^{-3})p}$$

III-65

- Vérification par le tracé de Bode

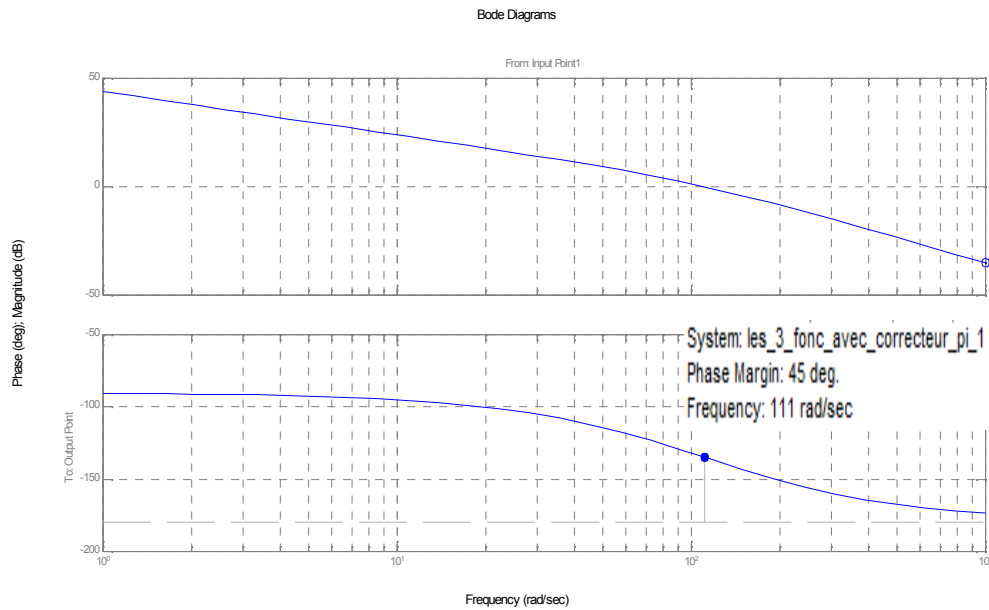


Fig.III -7 : le tracé de bode du système corrigé

- Vérification du système corrigé: l'entrée de référence est de 5v

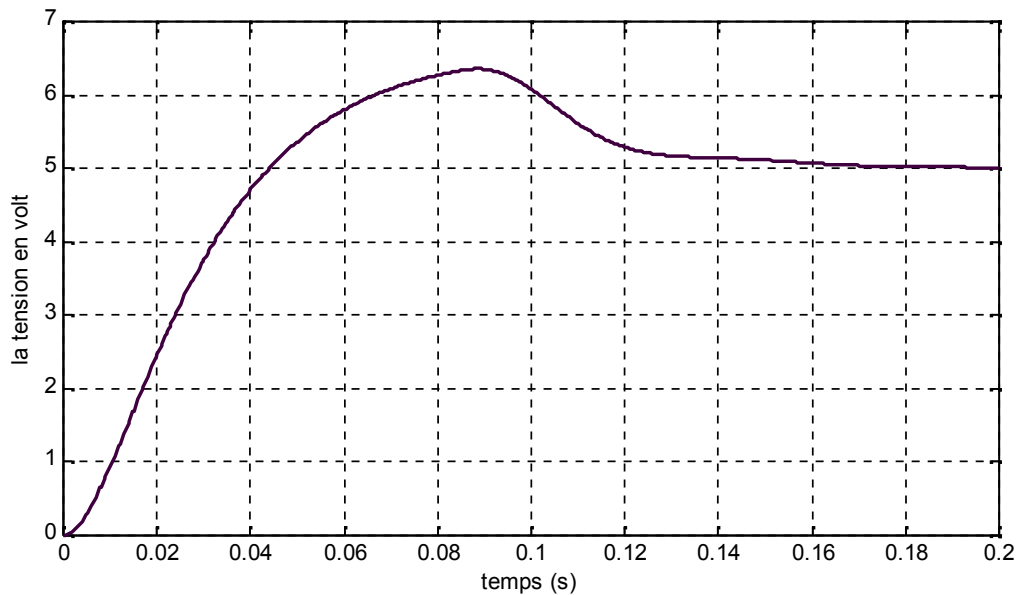


Fig. III-8 : Réponse indicielle du système corrigé à l'aide d'un PI.

Le tableau III-2 montre la comparaison des résultats avant et après correction.

Performances	Avant	Après
Erreur Statique	/	0 v
Temps de réponse	0.08 s	0.122s
Stabilité	Stable	Toujours stable
Dépassement	Pas de dépassement	Dépassement de 27% < 30%)

Tableau III-2 : comparaison des performances avant et après l'introduction du correcteur

Ce correcteur nous a permis d'annuler l'erreur statique en gardant le système stable, mais il présente quelques inconvénients qui sont relativement acceptables ; le système est devenu lent à cause de l'élément de saturation.

III.3.2 Application sur le modèle obtenu à l'aide de l'oscilloscope (système de premier ordre)

- Le correcteur proportionnel « P », $C(p) = K_p$

$$G(p) = G_0 / (1 + T p) \quad \text{III-66}$$

$$G_{\text{cor Bo}}(p) = K_p G_0 / (1 + T p) \quad \text{III-67}$$

On veut imposer une erreur de (e%) :

Du schéma bloc du correcteur « P » on a :

$$Y(p) = \varepsilon(p) \cdot G_{\text{cor Bo}}(p) \Rightarrow Y(p) = \varepsilon(p) \cdot K_p G_0 / (1 + T p) \quad \text{III-68}$$

$$\varepsilon(p) = E(p) - Y(p) \Rightarrow Y(p) = E(p) - \varepsilon(p) \quad \text{III-69}$$

On remplace l'équation III-69 dans l'équation III-68, on trouve:

$$E(p) = \varepsilon(p) [1 + K_p G_0 / (1 + T p)] \quad \text{III-70}$$

Donc :
$$\varepsilon(p) = E(p) / [1 + K_p G_0 / (1 + T p)] \quad \text{III-71}$$

$E(p)$: est un échelon d'amplitude E .

$$\varepsilon(p) = \frac{E}{p[1 + \frac{K_P G_0}{1+T p}]} \quad \text{III-72}$$

On sait que :

$$\varepsilon(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \left[\frac{E}{1 + \frac{K_P G_0}{1+T p}} \right] = e\% \Rightarrow \frac{E}{1 + K_P G_0} = e\% = \frac{e}{100} \Rightarrow 100E = e(K_P G_0 + 1)$$

Donc :

$$K_P = \frac{100E - e}{G_0 e} \quad \text{III-73}$$

Par l'identification précédente du paragraphe III-2-1 on aura :

$$G(p) = \frac{0.66}{1 + 0.021p} \quad \text{III-74}$$

$E = 5 \text{ v}$ et $G_0 = 0.66$

On va imposer une erreur de 5%, soit $e = 5$, on trouve :

$$K_P = 150 \quad \text{III-75}$$

- Vérification du système corrigé par simulation : la tension de référence est de 5v

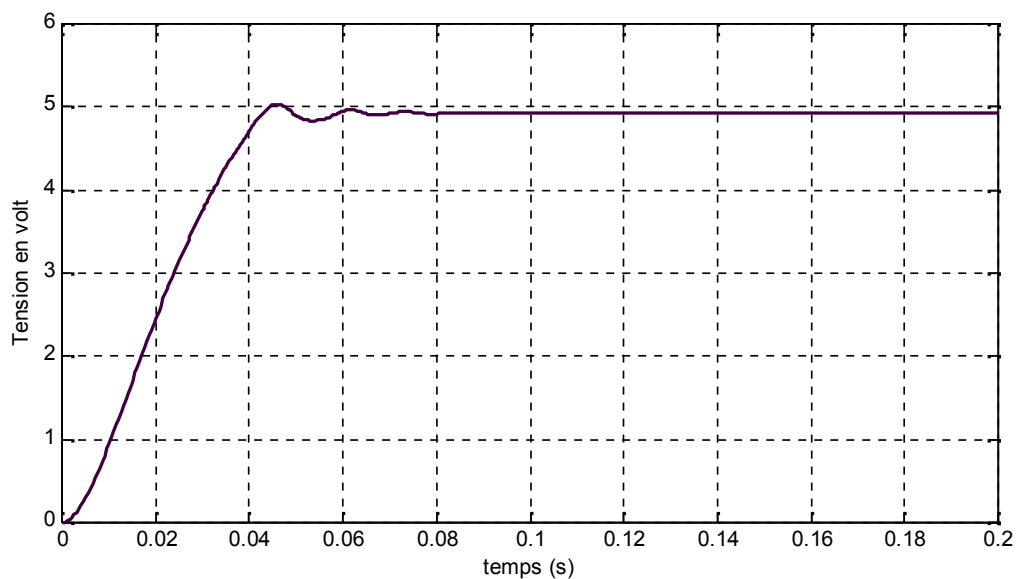


Fig.III -9 : Réponse indicielle du système corrigé à l'aide du correcteur P.

- **Tableau de comparaison des performances**

Performances	Avant	Après
Erreur Statique	/	0.05v (imposée)
Temps de réponse	0.08 s	0.04s
Stabilité	Stable	Toujours stable
Dépassement	Pas de dépassement	Dépassements très faibles

Tableau III-3 : comparaison des performances avant et après l'introduction du correcteur

Dans cette partie, le but du correcteur est de réduire l'erreur statique imposée par le cahier de charges vu que le système présente une robuste stabilité. Il nous a aussi permis d'améliorer le temps de réponse (rapidité) qui est dû à la compatibilité entre la rapidité et la précision.

- **Le correcteur PI, $C(p) = K_p \frac{1+T_i p}{T_i p}$**

On a:
$$G(p) = \frac{G_0}{1+Tp} \quad \text{III-76}$$

On aura:
$$G_{\text{cor Bo}}(p) = \frac{K_p G_0}{T_i} \frac{1+T_i p}{p(1+Tp)} \quad \text{III-77}$$

En appliquant la méthode de compensation de pôles pour un système de premier ordre étudiée précédemment, on aura :

$T_i = T$ pour compenser la constante de temps.

Donc :
$$G_{\text{cor Bo}}(p) = \frac{K_p G_0}{T_i p} = \frac{K_p G_0}{Tp} \quad \text{III-78}$$

En boucle fermée on aura :
$$G_{\text{cor BF}}(p) = \frac{1}{(1+T_{bf}p)} \quad \text{avec } T_{bf} = \frac{T}{K_p G_0} \quad \text{III-79}$$

On impose une rapidité de a fois rapide $a > 0$

$$\text{Donc } T_{bf} = \frac{T}{a} = \frac{T}{K_p G_0} \Rightarrow a = K_p G_0$$

$$K_p = \frac{a}{G_0} \quad \text{III-80}$$

Etant donné le système suivant : $G(p) = \frac{0.66}{1 + 0.021p}$ III-81

On veut que le système soit 10 fois plus rapide

Donc $a=10$ et $G_0 = 0.66$

$T_i = T$ et $K_p = 10/0.66$, donc on aura : $T_i = 0.021$ et $K_p = 15.15$

Finalement: $C(p) = 15.15 \frac{1 + 0.021p}{0.021p}$ III-82

Verrification du système corrigé par simulation : la tension de référence est de 3v

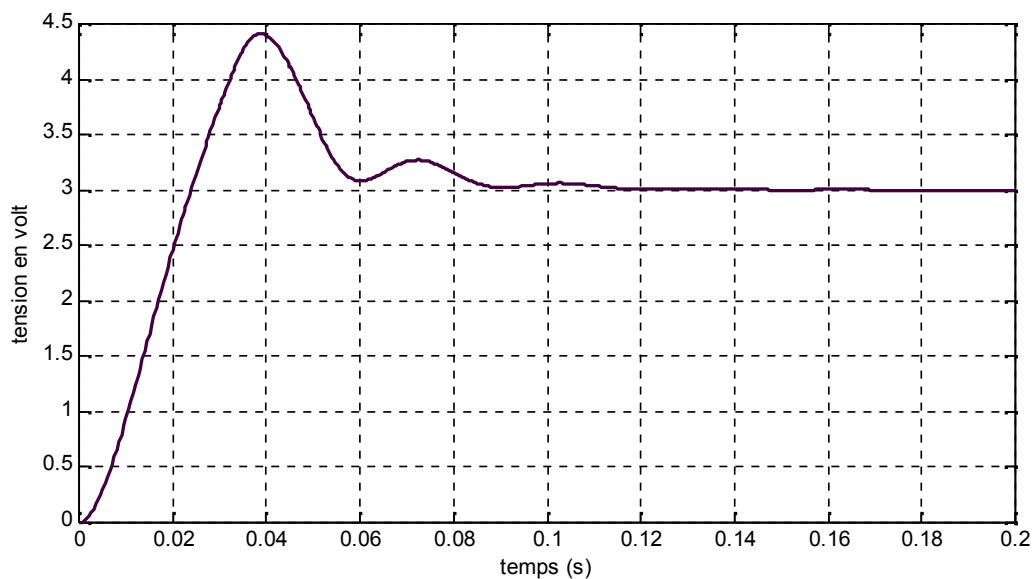


Fig.III -10 : réponse indicielle du système corrigé.

- **Tableau de comparaison des performances**

Performances	Avant	Après
Erreur Statique	/	0v
Temps de réponse	0.08 s	0.08 s
Stabilité	Stable	Toujours stable
Dépassement	Pas de dépassement	1 ^{er} dépassement 46.66%

Tableau III-1 : comparaison des performances avant et après l'introduction du correcteur

Comme le système présente une robuste stabilité et l'erreur sera nulle par l'ajout d'intégrateur, cela nous a amené à imposer uniquement au système d'être **a** fois rapide. Mais cette imposition a provoqué un dépassement important supérieur à 30% (inacceptable) sans que la rapidité soit améliorée ; ce phénomène explique l'antagonisme entre l'amortissement et la rapidité

III.4.Conclusion

Ce chapitre nous a permis de conclure que :

Chaque système asservi se voit imposé pour chacune de ses caractéristiques des performances définies par le cahier des charges. Mais les composants mis en œuvre par la chaîne d'énergie et la chaîne d'information ne permettent pas de les atteindre toutes. De plus, ces quatre caractéristiques sont en générale incompatible ou antagoniste. Un système asservi doit donc satisfaire simultanément plusieurs propriétés : une bonne stabilité, une bonne précision, une bonne rapidité et être insensible aux perturbations.

Pour vérifier la simulation des correcteurs calculés, on procède à la mise en pratique dans le chapitre qui suit.

Chapitre 4

Validation des résultats

Introduction

Après avoir déterminé les paramètres du système et étudié ses performances en boucle fermée, en introduisant les correcteurs (P et PI), ce chapitre nous permet de mettre en pratique et de vérifier à l'aide du logiciel **LUCAS NÜLLE** et l'**oscilloscope** les résultats obtenus dans le chapitre précédent.

IV.1 Généralité sur le logiciel LUCAS - NÜLLE

Le programme **Régulateur PID** permet d'étudier le comportement d'un régulateur PID avec le régulateur universel numérique (SO3620-1A). Les composantes proportionnel, intégral et dérivée sont prises en charge ainsi que toutes les combinaisons possibles de ces composantes [8].

Le régulateur universel numérique (SO3620-1A) est relié à un PC à l'aide d'un port RS 232. Le PC n'assure que le réglage des paramètres du régulateur ainsi que la représentation graphique des différentes grandeurs réglées. Tous les programmes peuvent alors être introduits à travers le PC.

Ce logiciel peut également restituer toutes les grandeurs de la boucle de commande.

IV.1.1 Affichage des différentes fonctions du logiciel LUCAS – NÜLLE

La première page qui s'affiche en activant le logiciel est représentée par la figure IV-1

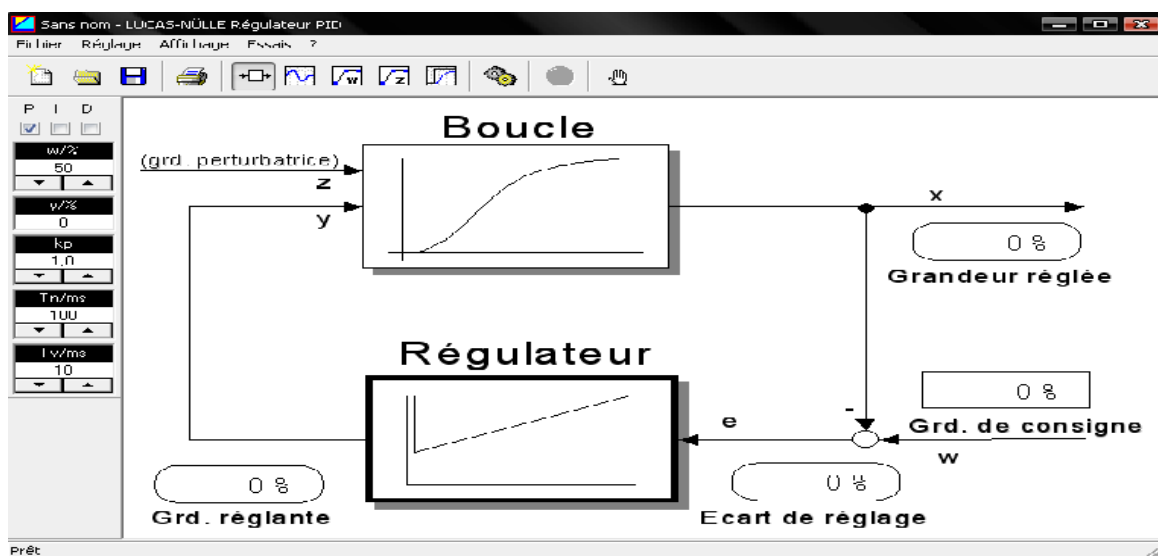
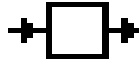


Fig. IV-1 : Fonctions principales du logiciel LUCAS - NÜLLE

Dans la figure IV-1, nous pouvons trouver plusieurs options dans lesquelles on peut citer :

1. Le schéma fonctionnel

Raccourci



En cliquant sur le raccourci la figure IV.2 apparaît :

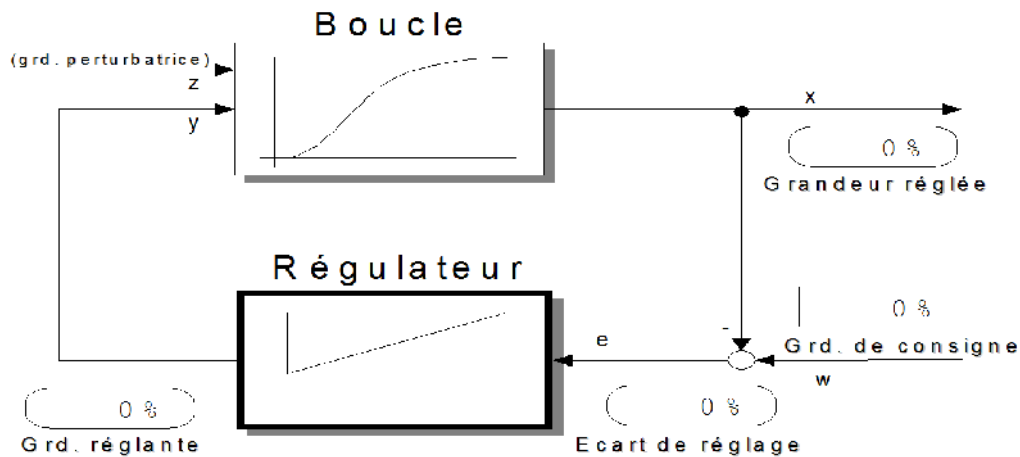


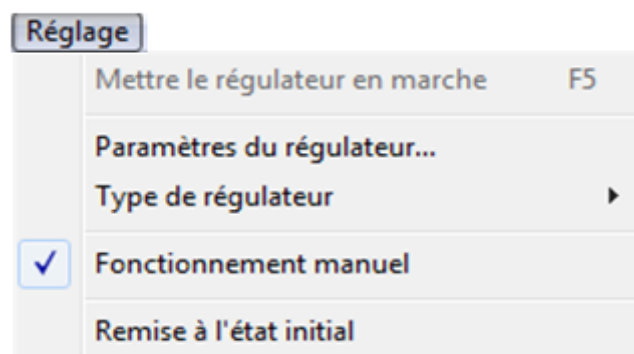
Fig. IV-2 : Schéma fonctionnel

A l'affichage du circuit de régulation dans le schéma fonctionnel, des valeurs de régulation sont affichées sous forme numérique dans les champs de texte correspondants.

Nous pouvons aussi voir :

- **Le menu réglage**

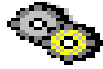
Le menu **Réglage** comprend toutes les commandes permettant de définir les paramètres de régulation, pour démarrer cette dernière et pour commuter la sortie des grandeurs réglantes en mode manuel.



Les commandes du menu réglage sont :

❖ **Paramètre du régulateur**

Raccourci



L'option **Paramètres du régulateur** ouvre une boîte de dialogue dans laquelle on peut spécifier les paramètres de régulation.

En cliquant sur son raccourci, la figure IV-3 apparaît :



Fig. IV-3 : Onglets principales de paramètre du régulateur

La boîte de dialogue contient :

➤ **L'onglet régulateur**

Avec cette option, on définit les paramètres du régulateur.

Il faut tout d'abord déterminer le type de régulateur qu'on veut utiliser et repérer en conséquence ses options. Si on désire utiliser le régulateur PID, il faudra cocher les trois cases.

➤ **L'onglet grandeur de consigne**

A la page Grandeur de consigne (grandeur de référence), on peut choisir le type et la valeur de la grandeur de d'entrée (référence).

➤ **L'onglet grandeur réglée**

Dans cet onglet, on détermine le type de grandeur réglée (valeur souhaitée à la sortie).

➤ **L'onglet grandeur réglante**

Cet onglet permet d'adapter le signal de commande au système asservi [8].

➤ **L'onglet option**

Sur cette page, on peut définir d'autres options pour le régulateur.

❖ **Mettre le régulateur en marche /Arrêt**

Démarrer ou stopper le régulateur.

❖ **Remise à l'état initial**

Réinitialiser le régulateur.

❖ **Fonctionnement manuel**

Commute entre la sortie interne et manuelle de la grandeur réglante.

❖ **Type de régulateur**

Sélectionner dans ce menu si on veut utiliser un seul régulateur PID ou deux régulateurs montés en cascade [8].

2. Diagramme temporel

Raccourci



Avec cette représentation, les valeurs de régulation sont affichées en fonction du temps.

En cliquant sur le raccourci, la figure IV-4 apparaît :

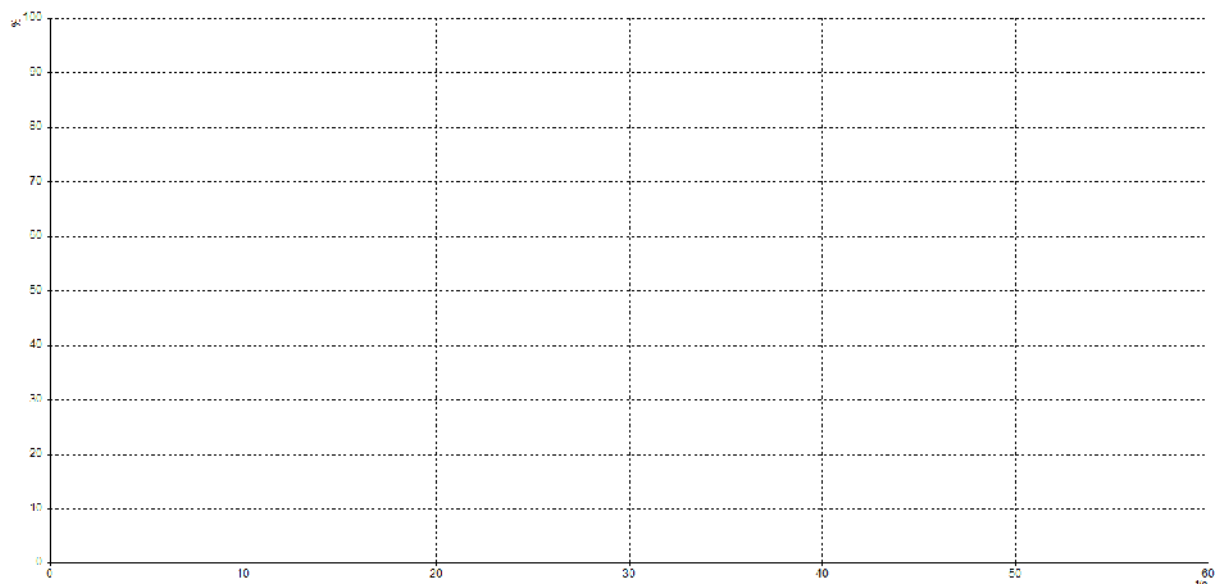


Fig. IV-4 : Diagramme temporel

Double cliquer sur la souris dans ce diagramme, nous pouvons voir la figure IV-5

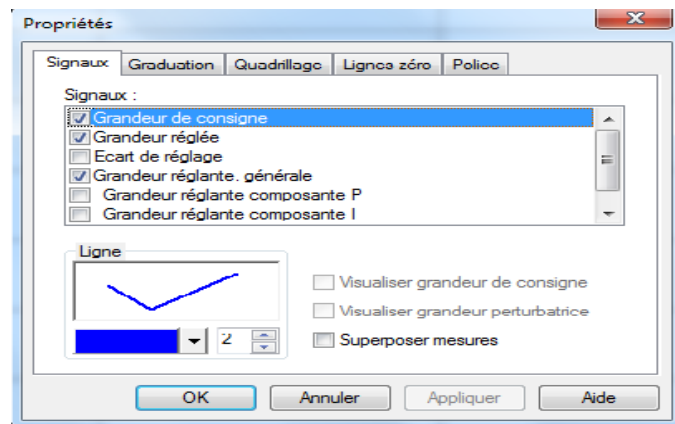


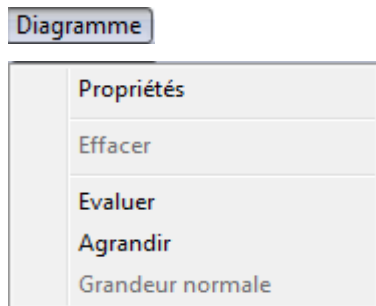
Fig. IV-5 : propriétés du diagramme

L'affichage du diagramme permet d'accéder à des options propres à lui :

- **Le menu évaluation**

Le menu évaluation contient la commande pour évaluer la qualité de la régulation.

- **Le menu diagramme**



Dans ce menu, elles sont réunies les commandes qui influent sur l'aspect et le contenu du diagramme.

3. Fonctions grandeur de consigne et grandeur perturbatrice

Raccourci



Dans cette partie, on verra comment une fonction de grandeur de consigne ou de grandeur perturbatrice peut être définie. Dans les deux cas, la méthode est la même.

A l'aide de la fonction grandeur de consigne, on peut par exemple analyser la réaction du circuit de régulation en cas de modifications soudaines de la grandeur de consigne. On peut en outre prédéfinir une modification linéaire de la grandeur de consigne, ce qui, avec certains circuits à action intégrale, peut entraîner une nette amélioration de l'action de réglage.

La fonction grandeur de consigne est utilisée lorsque on sélectionne l'option "Source/Fonction" sous l'onglet "Grandeur de consigne" dans la boîte de dialogue pour les paramètres de régulateur (Menu Réglage/Paramètres du régulateur), voir la figure IV-6.

La fonction grandeur perturbatrice est tout simplement un signal délivré à la sortie analogique y du régulateur. Ce signal est utilisé pour influencer sur le circuit de réglage.

Pour utiliser la fonction grandeur perturbatrice, on doit sélectionner l'option "Sortie de la grandeur perturbatrice" sous l'onglet "Options" dans la boîte de dialogue pour les paramètres de régulateur.

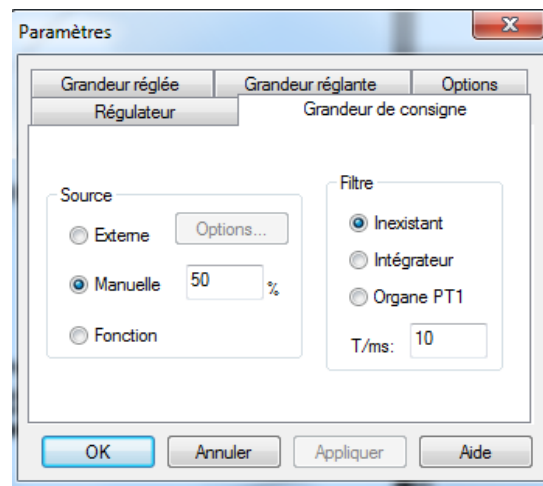


Fig. IV-6 paramètres de grandeur de consigne

En cliquant sur le raccourci, la figure IV-7 apparaît

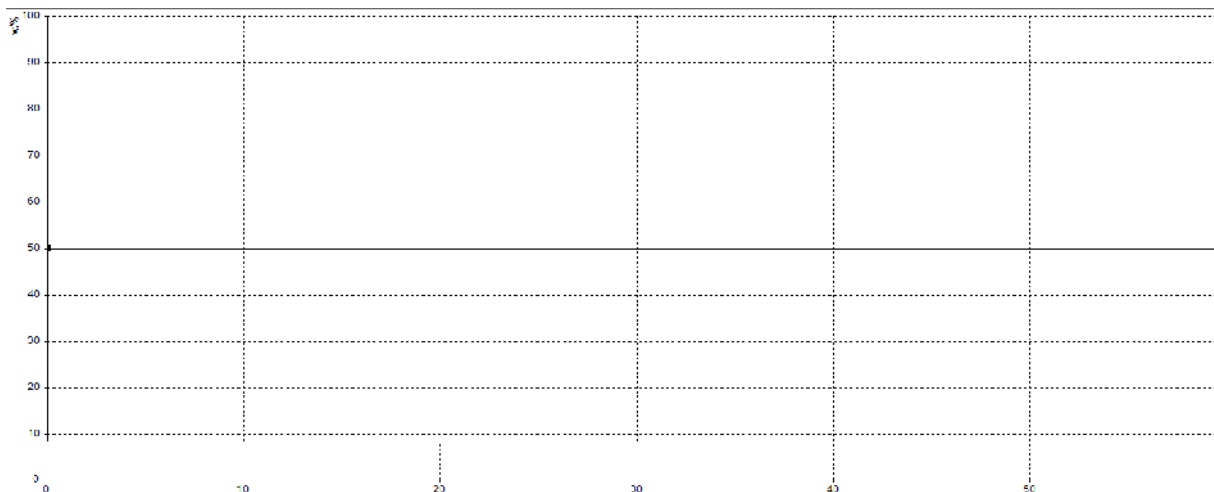


Fig. IV-7 : Fonctions grandeur de consigne et grandeur perturbatrice

Double cliquer sur la souris, nous pouvons voir la figure IV-8

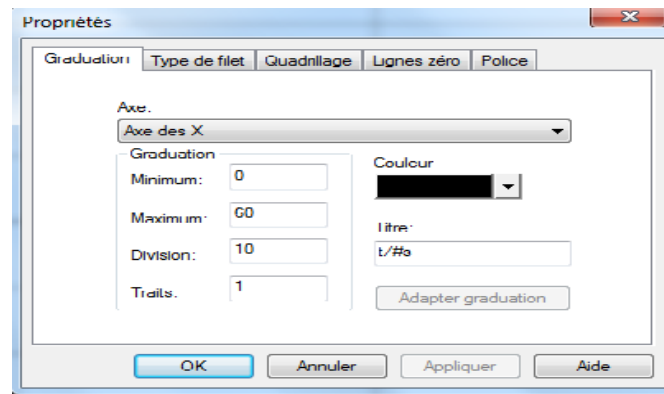
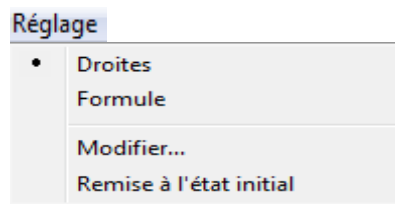


Fig. IV-8 Propriétés de la grandeur de consigne

Nous pouvons aussi voir :

- **Menu réglage**



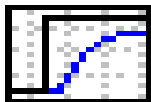
Cette commande ouvre une boîte de dialogue dans laquelle on peut modifier les valeurs par défaut pour la grandeur de consigne et la grandeur perturbatrice. L'effet de cette commande dépend du choix "Droites" ou "Formule" effectuée.

Si on a choisi "Droites" comme valeur par défaut, on voit apparaître une boîte de dialogue dans laquelle on peut modifier les valeurs des points d'appui. Ceci est utile en particulier quand on travaille uniquement avec le clavier ou quand on souhaite entrer des valeurs bien précises très difficiles à spécifier avec la souris.

Si on veut choisir par défaut "Formule", on voit apparaître une boîte de dialogue dans laquelle on peut de manière confortable entrer la formule souhaitée.

4. La réponse de système

Raccourci :



En sélectionnant la commande Réponse du système dans le menu Vue, on peut enregistrer la réponse indiciaire du système asservi connecté au régulateur. A partir de cette réponse du système, on peut déterminer ensuite les réglages du régulateur optimaux suivant divers procédés. En cliquant sur son raccourci la figure IV-9 apparaît.

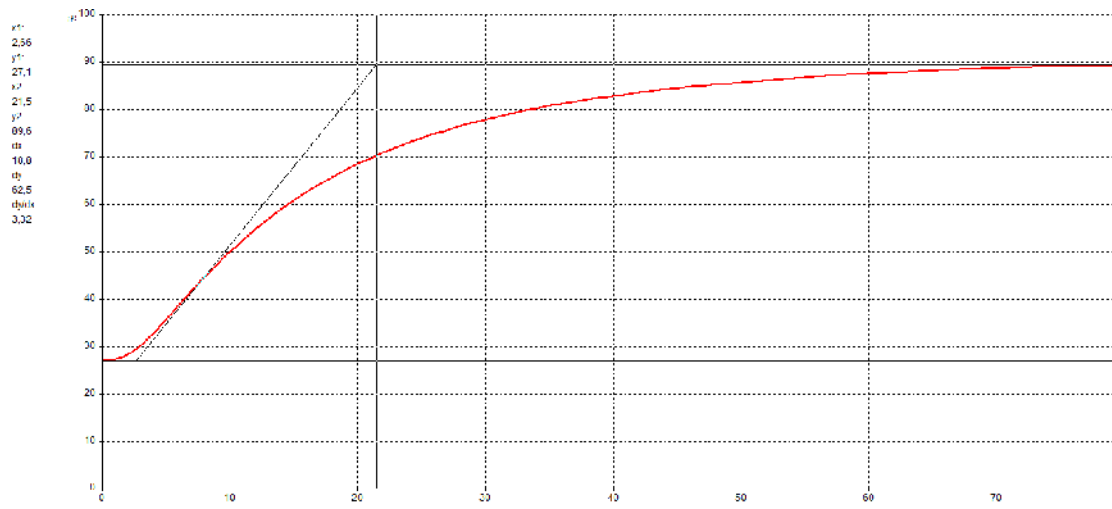
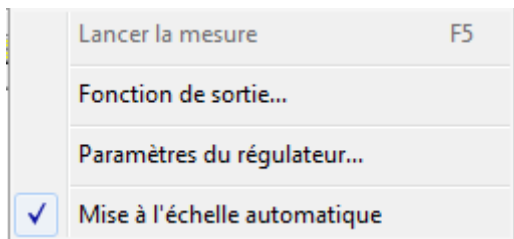


Fig. IV-9 : Réponse de système

On peut aussi voir :

- **Menu réglage**

Le menu Réglage contient les commandes permettant de définir la fonction indicielle et de démarrer l'enregistrement des valeurs de mesure.



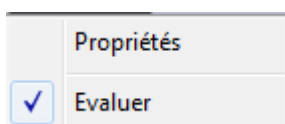
Les commandes sont :

Lancer la mesure : Démarrer ou achever l'enregistrement de la réponse du système

Fonction de sortie : Définit les consignes pour la fonction de sortie.

- **Menu diagramme**

Dans ce menu, elles sont réunies les commandes permettant d'influer sur l'aspect du diagramme.



IV.2. validation des résultats

Cette partie consiste à introduire les correcteurs calculés dans le logiciel et dans le régulateur universel numérique, ensuite visualiser les réponses indicielles du système par le logiciel et par l'oscilloscope et de les comparer à celles obtenues par simulation.

IV.2.1 utilisation du logiciel Lucas -nulle

L'utilisation et l'application du régulateur PID sont expliquées dans le paragraphe IV-1, à l'appui d'une régulation de la vitesse du moteur à courant continu. Pour ce faire, il nous faut :

- un amplificateur de puissance (SO3536-7Q)
- une alimentation CC +15V (SO3538-8D)
- un système asservi de vitesse
- le régulateur numérique (SO3620-1A)

Il faut avant tout procéder au câblage de la structure d'essai, c'est-à-dire relier la sortie analogique y_1 du régulateur à l'entrée du système (dans notre cas, il s'agit de l'entrée de l'amplificateur de puissance) et l'entrée analogique x_1 du régulateur à la sortie du système (il s'agit ici de la sortie de la vitesse de la machine)[11].

La figure IV-10 représente le montage à réaliser pour visualiser à travers le PC la réponse du système après introduction du correcteur.

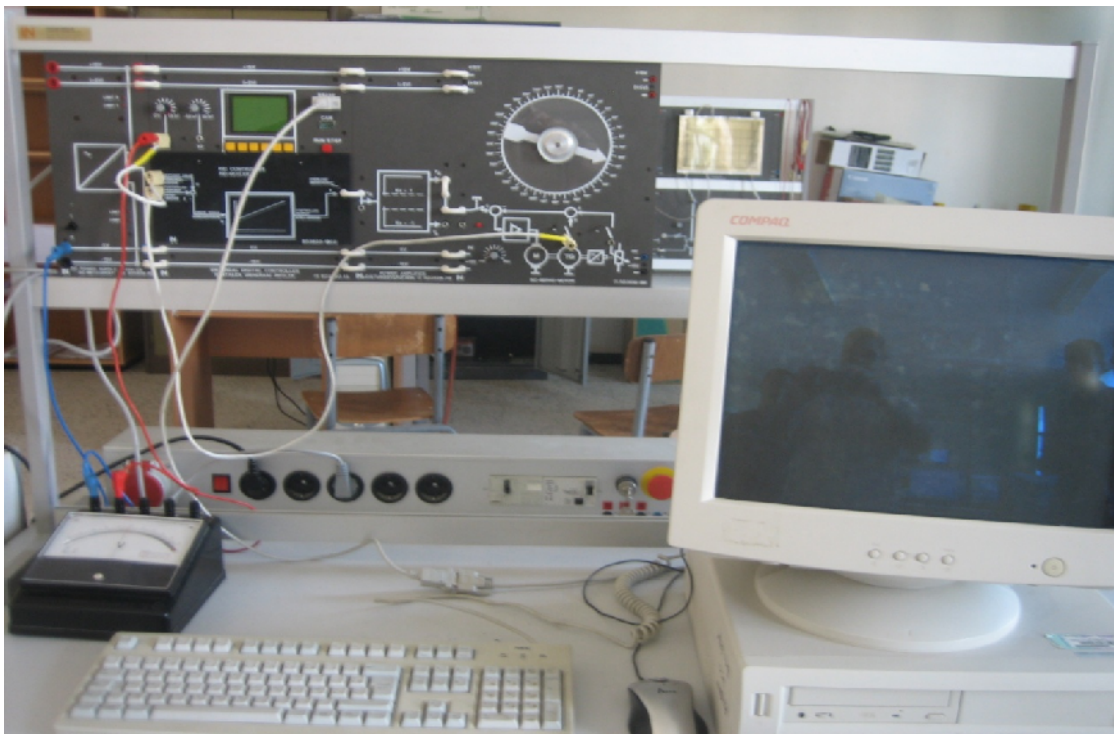


Fig. IV-10 : Montage de vérification par PC des correcteurs.

- Introduction du correcteur « P »

Une fois que le montage est fait on peut démarrer le programme du régulateur PID. La fenêtre ci-après apparaît :

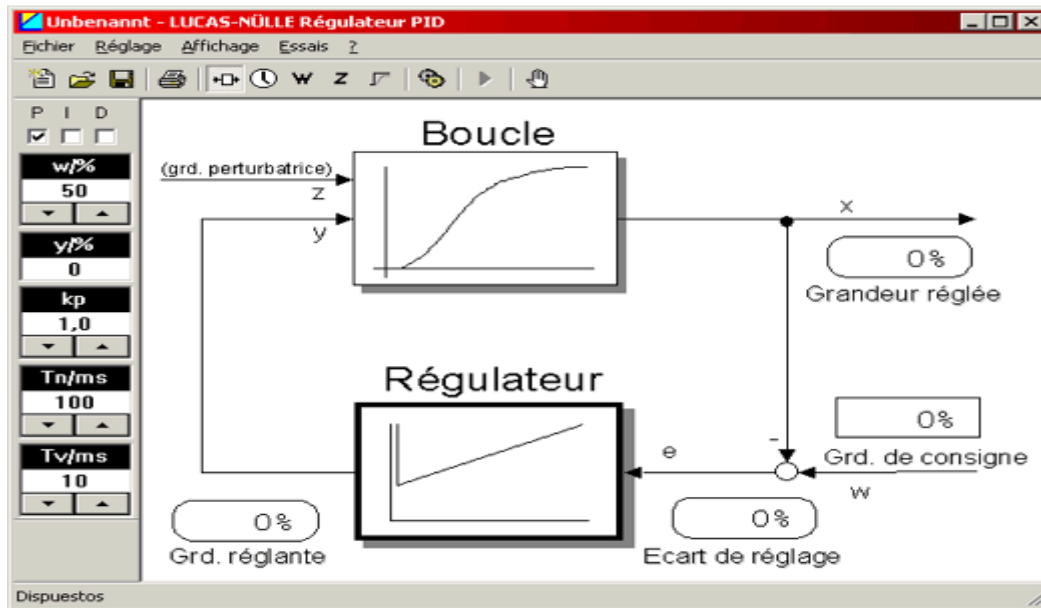


Fig. IV-11 : Schéma fonctionnel

Pour adapter le régulateur à la structure d'essai, il faut sélectionner le point du menu Paramètres du régulateur dans le menu Réglage. La boîte de dialogue pour la configuration du régulateur apparaît.

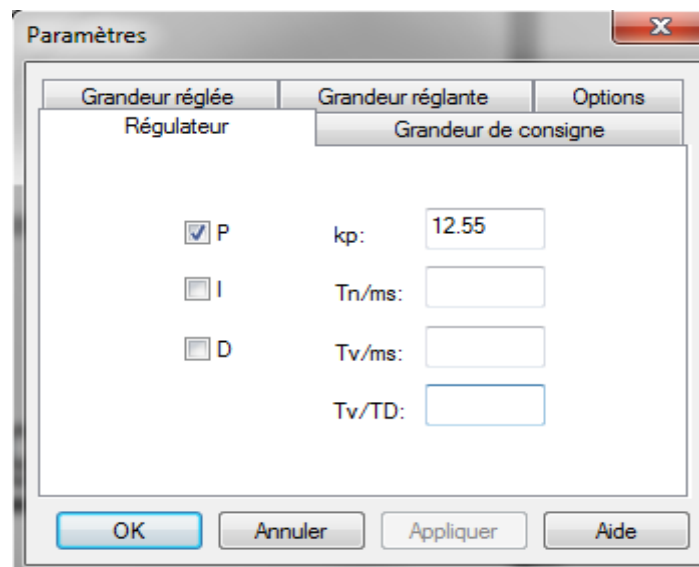


Fig. IV-12 : Réglage des paramètres du régulateur « P »

On coche le champ d'options "P" pour que le régulateur fonctionne en régulateur P, et on choisit **12.55** pour le gain.

L'opération suivante consiste à régler la valeur souhaitée pour la grandeur de consigne. On sélectionne la page "Grandeur de consigne" dans la boîte de dialogue voir la figure IV-13.

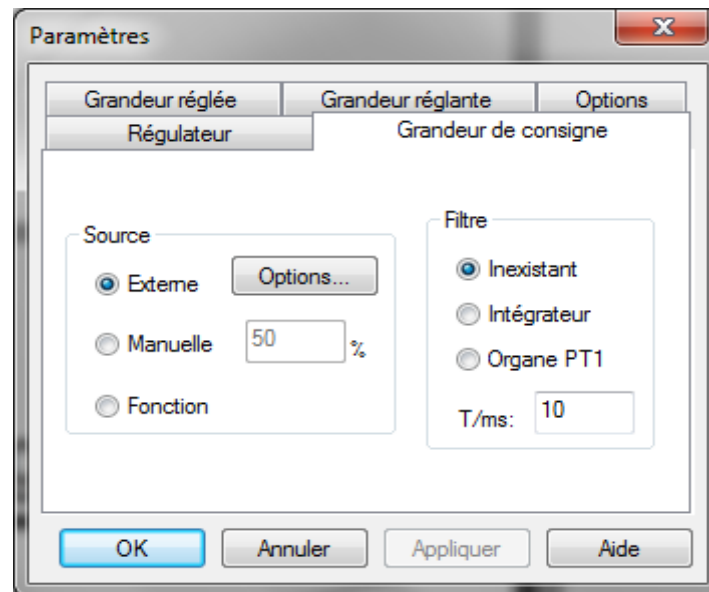


Fig. IV-13 : Réglage de l'onglet grandeur de consigne

On choisit le mode « Externe » pour qu'il tienne compte des valeurs du signal de référence, introduit manuellement à l'aide du potentiomètre.

Pour voir l'évolution temporelle des valeurs, on sélectionne maintenant le point du menu Diagramme temporel dans le menu Vue.

Pour finir, on doit encore modifier la graduation du diagramme pour voir tous les régimes transitoire et permanent. Double-clique sur l'axe des X et, dans la boîte de dialogue affichée, on fixe le maximum de l'axe du temps sur 0.1 et la graduation sur 0.01, voir la figure IV-14 :

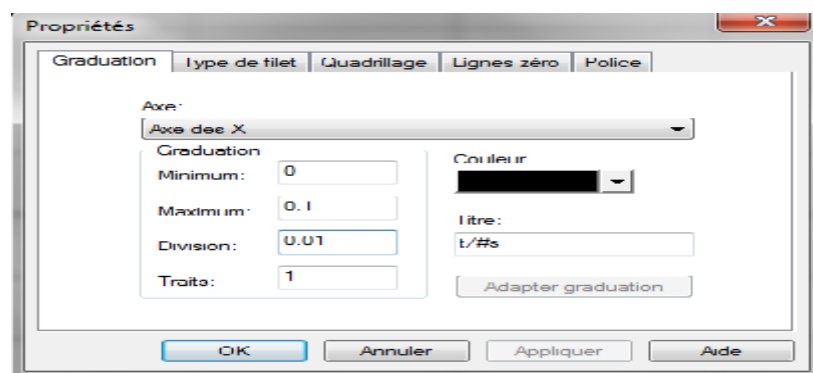


Fig. IV-14 : Réglage de l'axe des X

Maintenant, il convient encore de définir ce qui doit être visualisé dans le diagramme temporel. Pour cela, on clique dans la boîte de dialogue sur la rubrique "Affichage des signaux" voir la figure IV-15:

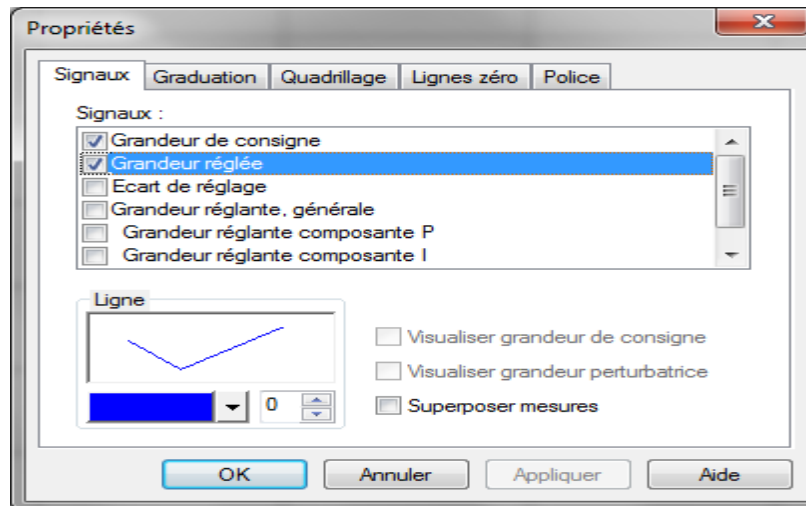



Fig. IV-15 : Réglage du diagramme temporel

On choisit en supplément dans la zone de sélection le point "Grandeur réglante, générale". Si on veut, on peut régler ici différentes couleurs pour les signaux sélectionnés. Tous les réglages nécessaires sont ainsi effectués et on peut démarrer la régulation. Pour ce faire, on active le point du menu « Mettre le régulateur » en marche dans le menu « Réglage » ou on appui sur le bouton  de la barre des symboles. On peut alors observer l'évolution temporelle de chacune des grandeurs dans le diagramme, voir la figure IV-16

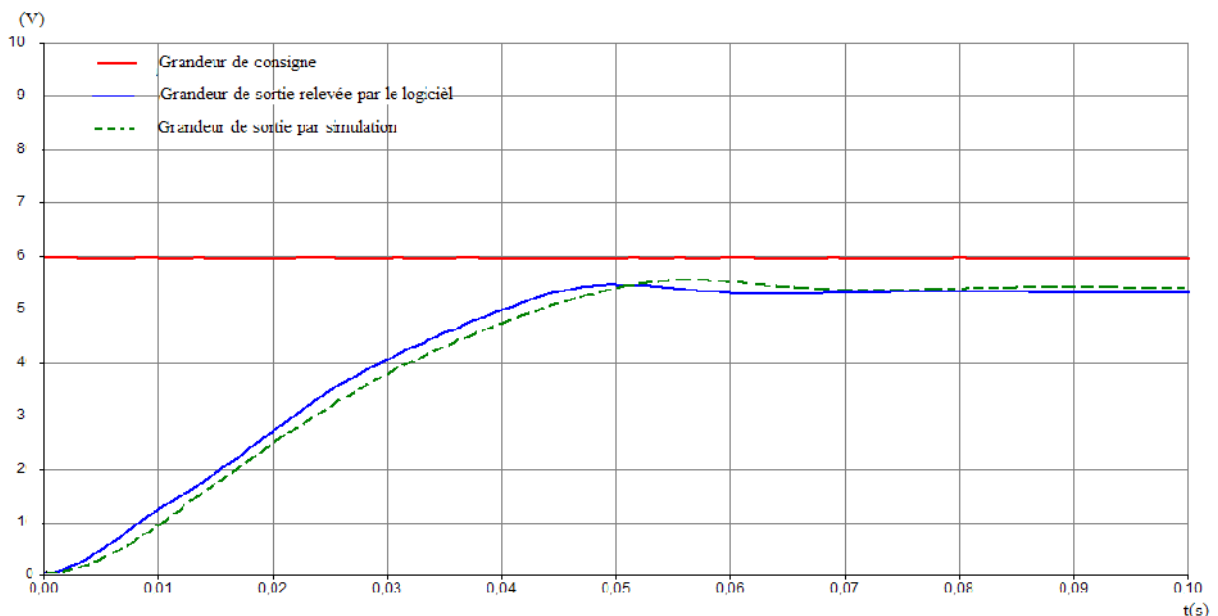


Fig. IV-16 : Signaux de sortie visualisé par le logiciel et par simulation après l'introduction du régulateur P

- **Tableau de comparaison entre les résultats pratiques et ceux de simulations**

Performances	Par le logiciel	Par simulation
Erreur Statique	0.7 v	0.65 v
Temps de réponse	0.04s	0.044s
Stabilité	Stable	stable
Dépassement	Dépassement faible (3.7%)	Dépassement faible (2.8%)

Tab .IV-1 : Comparaison entre les résultats pratiques et ceux de simulations

D’après le tableau IV-1, on constate que les résultats obtenus par simulation et par le logiciel présentent des différences négligeables.

- **Régulateur « PI »**

L’application de ce régulateur par le logiciel (programme régulateur PID) est presque pareil que celle du régulateur P, la seule différence se situe dans le choix du régulateur et le schéma fonctionnel qu’on va préciser dans les figures suivantes :

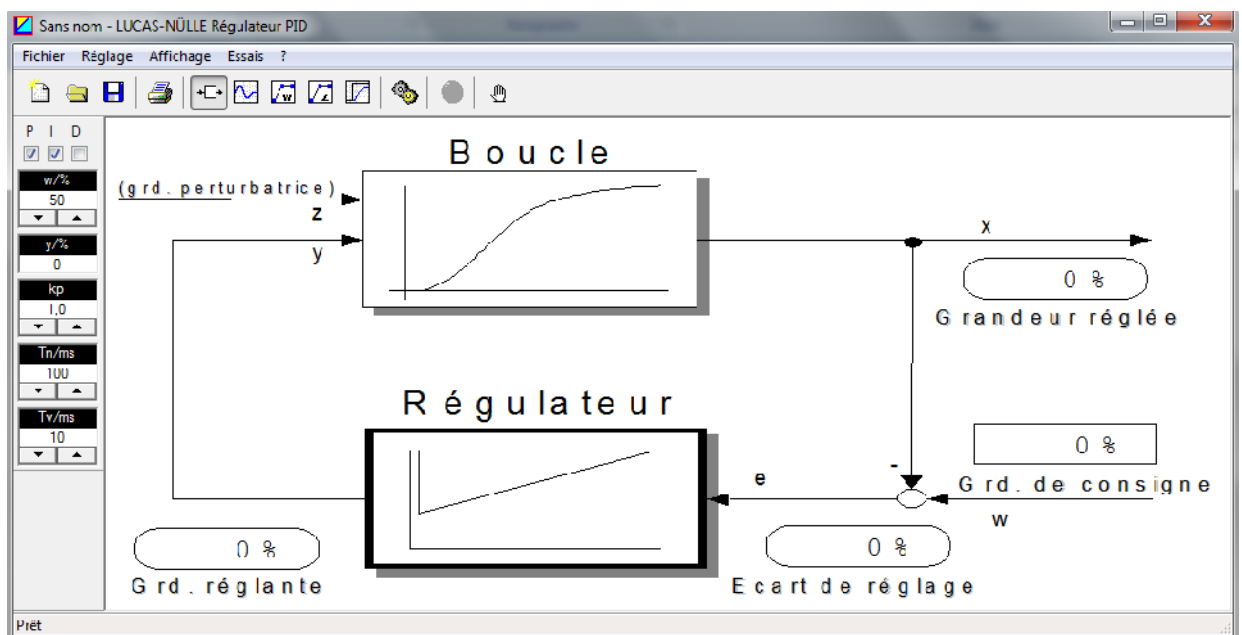


Fig. IV-17 : Schéma fonctionnel

Pour adapter le régulateur à la structure d'essai, on sélectionne tout d'abord le point du menu « Paramètres du régulateur » dans le menu « Réglage ». La boîte de dialogue pour la configuration du régulateur apparaît, voir la figure IV-18.

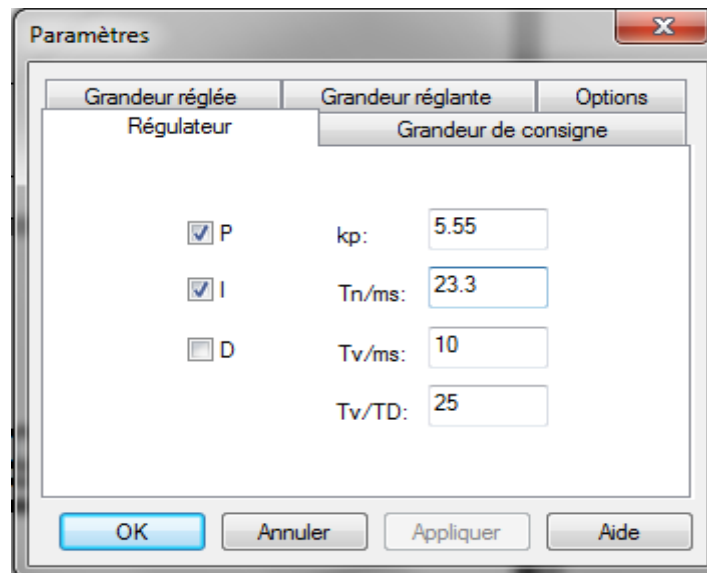



Fig. IV-18 : Réglage des paramètres du régulateur « PI »

On coche les champs d'options "P" et "I" pour que le régulateur fonctionne en régulateur PI. Et choisir **5.55** pour le gain et **23.3** pour le temps de poursuite.

Mettre le régulateur en marche dans le « menu Réglage » ou appuyez sur le bouton  de la barre des symboles. On peut alors observer l'évolution temporelle de chacune des grandeurs dans le diagramme, voir la figure IV-19.

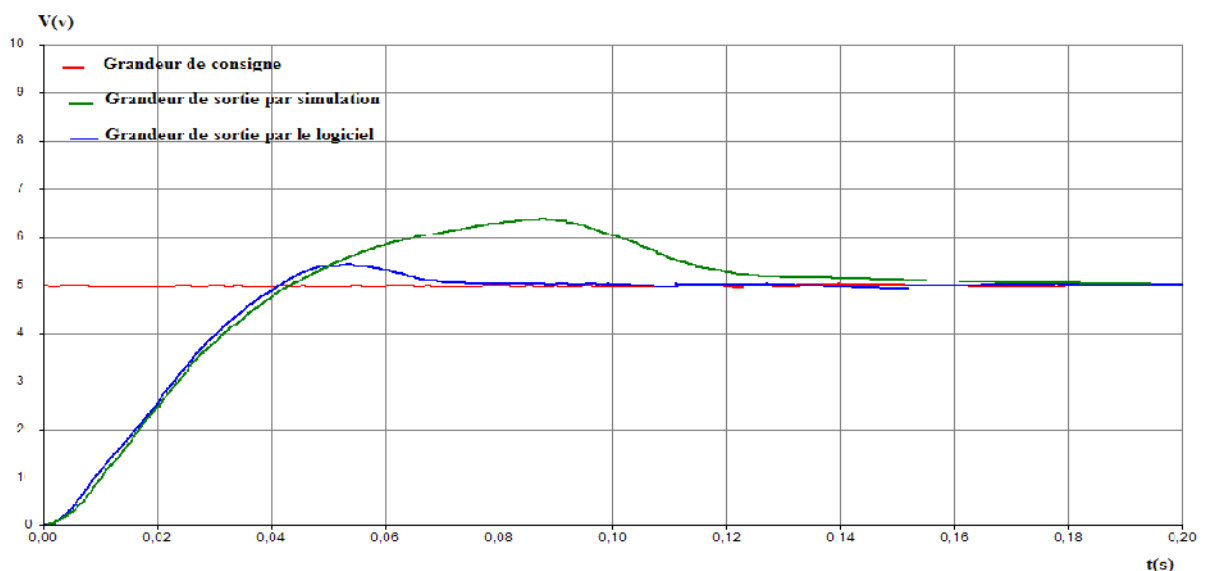


Fig. IV-19 : Signaux de sortie visualisé par le logiciel et par simulation après l'introduction du régulateur PI

- **Tableau de comparaison entre les résultats pratiques et ceux de simulations**

Performances	logiciel	Simulation
Erreur Statique	0 v	0 v
Temps de réponse	0.06s	0.122 s
Stabilité	Stable	stable
Dépassement	Dépassement de 10%	Dépassement de 27% < 30%)

Tab. IV-2 : Comparaison entre les résultats pratiques et ceux de simulations

D'après le tableau IV-2, on constate que l'objectif recherché est atteint par simulation et par le logiciel (garder le système toujours stable) mais les conséquences ne sont pas les mêmes, à savoir un dépassement de 10% et un temps de réponse de 0.06s relevés par le logiciel contrairement à la simulation qui donne un dépassement de 27% et un temps de réponse de 0.122s qui sont dus à l'élément de saturation.

IV .2.2 .Utilisation de l'oscilloscope

Après introductions des régulateurs (P, PI) dans le régulateur universel numérique, on met l'oscilloscope en marche pour voir l'évolution de la réponse du système et de la comparer à la réponse obtenue par simulation.

La figure IV-20 montre le montage à réaliser pour cette manipulation.

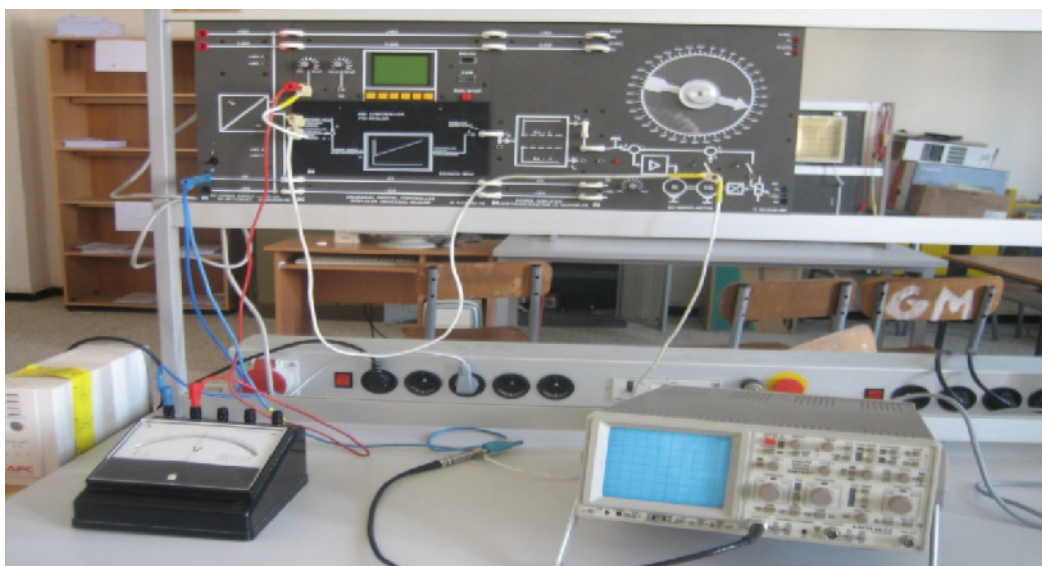


Fig. IV-20 : Montage de vérification par l'oscilloscope des correcteur.

- **Régulateur P**

La valeur du correcteur proportionnel calculée est : $K_p = 150$, comme la valeur maximale que peut accepter le régulateur numérique universel est de 100, alors nous avons introduit 100. La figure IV.21 représente le signal de sortie (grandeur réglée) visualisé par l'oscilloscope, après l'introduction du régulateur « P » lorsqu'on impose l'erreur.

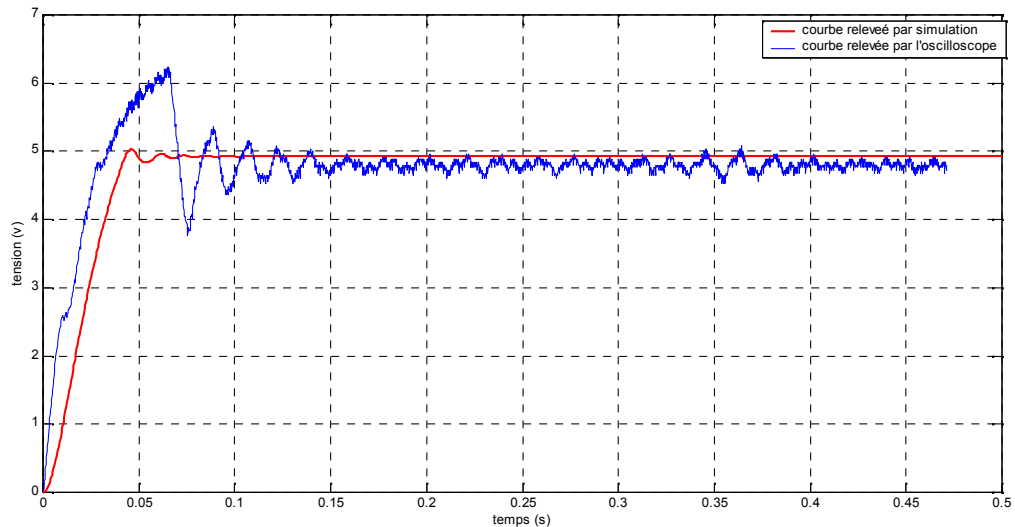


Fig. IV-21 : Signaux de sortie visualisé par l'oscilloscope et par simulation après l'introduction du régulateur P

Le Tableau IV-3 nous donne la comparaison entre les résultats pratiques et ceux de simulations.

Performances	Oscilloscope	simulation
Erreur Statique	0.05 v	0.05v (imposée)
Temps de réponse	0.17s	0.04s
Stabilité	Stable	stable
Dépassement	1 ^{er} dépassement de 28%	Dépassements très faibles

Tab. IV-3 : Comparaison entre les résultats pratiques et ceux de simulations

Lorsqu'on a imposé une erreur de 5%, le résultat est obtenu par simulation et par l'oscilloscope, mais le temps de réponse et le dépassement relevés par l'oscilloscope sont important que ceux relevés après simulation.

- **Régulateur PI**

La fonction de transfert du correcteur PI est la suivante : $C(p) = 15.15 \frac{1+0.021p}{0.021p}$

La figure IV-22 représente le signal de sortie (grandeur réglée) visualisé par l'oscilloscope et per simulation, après l'introduction du régulateur PI.

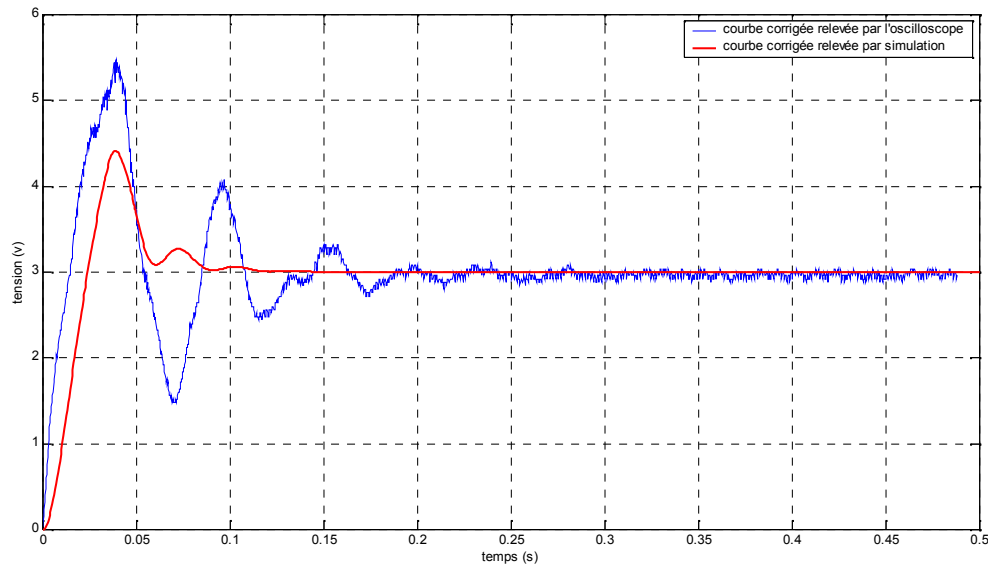


Fig. IV-20 : Signaux de sortie visualisé par l'oscilloscope et par simulation après l'introduction du régulateur PI

Le Tableau IV-4 nous donne la comparaison entre les résultats pratiques et ceux de simulations.

Performances	Oscilloscope	simulation
Erreur Statique	0 v	0v
Temps de réponse	0.18s	0.08s (imposé)
Stabilité	Stable	stable
Dépassement	1 ^{er} dépassement de 82.6%	1 ^{er} dépassement 46.66%

Tab. IV-4 : Comparaison entre les résultats pratiques et ceux de simulations

Lorsqu'on a imposé au système à être plus rapide, le résultat n'est obtenu ni par simulation et ni par l'oscilloscope et les conséquences ne sont pas acceptables (dépassement très important), parce que le correcteur a été calculé à base d'un système de première ordre et son application a été faite sur le système de deuxième ordre.

IV.3.Conclusion

D'après les résultats obtenus précédemment, nous constatons que le modèle idéal pour identifier et étudier les performances de la machine à courant continu est le modèle de LUCAS- NÜLLE) par rapport à l'oscilloscope utilisé, car ce logiciel tient compte du système tel qu'il est, et il présente aussi des avantages comme :

- Visualisation correcte du signal de sortie de la machine à courant continu.
- temps de visualisations réglable.
- signal de sortie moins bruité.

Par contre l'oscilloscope a capté une réponse de premier ordre alors que le système est du deuxième ordre à cause de la base de temps ; la base de temps de l'oscilloscope utilisée ne permet pas de capter la constante de temps la plus petite du système.

Conclusion générale

Ce présent travail est consacré à l'étude comparative sur l'application de deux appareils différents (oscilloscope, et PC « logiciel LUCAS-NÛLLE ») pour la visualisation de signal de sortie de la machine à courant continu.

Dans le premier chapitre, nous avons étudié le fonctionnement et la modélisation de chaque bloc du système de commande de la machine à courant continu. Celui-ci étant constitué d'un hacheur, du moteur et d'une génératrice. Cela nous a permis d'élaborer le schéma de simulation de cet ensemble.

L'application des deux appareils et les notions d'identification des systèmes de premier ordre et de deuxième ordre nous ont permis d'identifier deux modèles du système. Un modèle de second ordre basé sur les signaux obtenus en utilisant le logiciel LUCAS-NÛLLE et un autre modèle du premier ordre basé sur les signaux obtenus à l'aide d'un oscilloscope à mémoire.

Afin de commander la machine à courant continu, nous avons utilisé la méthode de compensation de pôle pour calculer les paramètres des correcteurs (P, PI), pour les deux modèles et après nous avons abouti aux résultats de simulation par MATLAB-SIMULINK.

Une étude comparative a été élaborée entre les résultats obtenus par simulation et les résultats pratiques, cette étude nous a permis d'affirmer que l'application de logiciel LUCAS-NÛLLE pour la visualisation du signal de sortie de la machine à courant continu offre des avantages multiples par rapport à l'application du l'oscilloscope.

Enfin, nous espérons que ce modeste travail va être une clé pour les prochaines études concernant la commande des systèmes, en développant les autres options du logiciel LUCAS-NÛLLE à savoir :

- Réponse de système.
- L'échelle du logiciel.

Bibliographie

Bibliographie

[1] FRANÇOIS MILSANT « Machine à courant continu, asservissements linéaire » (Tom 2), BERTI EDITION ,1993 .

[2] [www.sciencephysiques .fr/moteur à courant continu/](http://www.sciencephysiques.fr/moteur%20%C3%A0%20courant%20continu/)

[3] GL.TOUSAIN/ M. LAVABRE « **machine courant continu** » BERTI EDITION ,1993 .

[4] PROUVOST PATRICK« **Automatique : ’contrôle et régulation’** »Edition marketing .S.A.1996

[5] SANDRINE LE BALOIS/ PASCAL CODRON « **Automatique : système linéaire et continu** » C Dunod, Paris, 2006

[6] MORICE RIVOIRE/JEAN LOUIS FERRIER «**asservissement, régulation, commande analogique** » (TOM 2) Editions Nathan, Paris ,1994

[7] Mr GAY SEGUIER <**électronique de puissance. Les fonctions de base et leur principe application**> septième Edition 2000.

[8] L’aide du logiciel LUCAS NÜLLE

[9] R.MANSOURI « **Cours d’asservissement, Calcul des régulateurs** » Département d’électrotechnique. UMMTO ; Faculté de Génie Electrique et Informatique.