

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
**Université Mouloud MAMMERI, Tizi-Ouzou**



**Faculté de Génie Electrique et d'Informatique**  
**Département Automatique**

## **Mémoire de Fin d'Etudes**

En vue de l'obtention du diplôme

**De Master professionnel en Automatique**  
**Option : Automatique et informatique industrielles**

# *Thème*

*Etude et Implémentation d'une Commande PID en  
Utilisant le PIC18F2550 Pour le Contrôle de Vitesse  
d'un MCC*

Proposé et dirigé par :

**M. ALLAD. M**

Présenté par :

**KAREB Malik**

**GADI Lysa**

Devant le jury composé de :

Président : **M. MOULA. B**

Promoteur : **M. ALLAD. M**

Examineur : **M. CHARIF. M**

Examineur : **M. HADDOUCHE. R**

Soutenu le : 26/06/2016

Promotion 2016

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
**Université Mouloud MAMMERI, Tizi-Ouzou**



**Faculté de Génie Electrique et d'Informatique**  
**Département Automatique**

## **Mémoire de Fin d'Etudes**

En vue de l'obtention du diplôme

**De Master professionnel en Automatique**  
**Option : Automatique et informatique industrielles**

# *Thème*

*Etude et Implémentation d'une Commande PID en  
Utilisant le PIC18F2550 Pour le Contrôle de Vitesse  
d'un MCC*

Proposé et dirigé par :

**M. ALLAD. M**

Présenté par :

**KAREB Malik**

**GADI Lysa**

Devant le jury composé de :

Président : **M. MOULA. B**

Promoteur : **M. ALLAD. M**

Examineur : **M. CHARIF. M**

Examineur : **M. HADDOUCHE. R**

Soutenu le : 26/06/2016

Promotion 2016

# Remerciements

*Au nom de DIEU le clément et le miséricordieux.*

*Tout d'abord, Nous tenons à remercier DIEU le miséricordieux de nos avoir donné la possibilité de réaliser notre projet, d'arriver à notre souhaits et d'atteindre notre objectifs.*

*Nos remerciements sont formulés à nos familles pour toutes leurs aides et conseils qui nous ont été très significatifs.*

*Nous tenons à remercier notre promoteur M. ALLAD, on a pu bénéficier à la fois de ses compétences scientifiques, et de sa grande disponibilité, tant pour résoudre les difficultés rencontrés lors de notre réalisation, de répondre à nos questions.*

*Nous ajoutons en particulier sa patience et ses encouragements, qui nous ont permis de travailler dans de très bonnes conditions.*

*Nous voudrions, à cette occasion, exprimer notre profonde reconnaissance à tous nos enseignants de département Automatique pour leur collaboration, leur disponibilité et leur soutien moral tout au long de notre étude.*

*Nos remerciements vont également aux membres du jury qui nous feront l'honneur de juger notre travail.*

# DEDICACE

Tout d'abord merci à *Dieu* de m'avoir indiqué le bon chemin et la voie du savoir.

Je dédie ce modeste travail à :

- *Mes très chers parents qui ont tant prié à ma réussite, et consenti beaucoup de sacrifices pour me permettre de réaliser mes objectifs.*
- *A ma sœur: Kamilia, et mon frère M<sup>ed</sup> Arezki, qui ont toujours été à mes côtés.*
- *A ma chère fiancée *Adidi* et à toute ma belle-famille.*
- *A tous mes amis en particulier Lyas, Moh et Youcef, et à toute la promotion 2016.*
- *A mon binôme LYSA.*
- *Et sans oublier mon promoteur Monsieur ALLAD.M pour son aide précieuse durant notre projet.*

*Malik*

# DEDICACE

*Tout d'abord merci à Dieu de m'avoir indiqué le bon chemin et la voie du savoir.*

*Je dédie ce modeste travail à :*

- *Mes très chers parents qui ont tant prié à ma réussite, et consenti beaucoup de sacrifices pour me permettre de réaliser mes objectifs.*
- *A mes sœurs : REZIKA, CELIA, TAOUS, qui ont toujours été à mes côtés.*
- *A mes grands parents et à toute ma famille.*
- *A mon très cher mari MOUHAMMED et toute ma belle famille.*
- *A tous mes amis, et à toute la promotion 2016.*
- *A mon binôme MALIK,*
- *Et sans oublier mon promoteur Monsieur ALLAD.M pour son aide précieuse durant notre projet.*

*Lysa*

---

## Liste d'indices.

$r$  : Rapport de réduction

$\alpha$  : Rapport cyclique

$G_s$  : Gain statique

$\Theta$  : Constante de temps

$\tau$  : Le retard.

$C(P)$  : Fonction de transfert du correcteur.

$Z(p)$  : Fonction de transfert d'une perturbation.

$W(P)$  : Consigne.

$X(P)$  : La mesure.

$\mathcal{E}(P)$  : Erreur.

$f_{ech}$  : Fréquence d'échantillonnage.

$G_r$  : Gain proportionnel.

$T_i$  : Constante de temps intégrale.

$T_e$  : Période d'échantillonnage.

$T_d$  : Constante de temps dérivée.

$\vec{F}$  : Force de Laplace.

$\vec{B}$  : Induction magnétique.

$\vec{I}$  : Courant électrique.

$l$  : Longueur du fil.

$P_a$  : Puissance absorbée.

$P_{em}$  : Puissance électromagnétique.

$P_u$  : Puissance utile.

$P_{je}$  : perte joule de l'inducteur.

$P_j$  : Perte joules de l'induit.

$P_c$  : Pertes collectives.

$\eta$  : Rendement.

$C_u$  : Couple utile.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$\Omega$  : Vitesse de rotation.

$I(t)$  : Courant de l'induit.

$\omega(t)$  : Vitesse de rotation du rotor.

$C_m$  : Couple moteur.

---

---

Cr : Couple résistant.  
K<sub>f</sub>: Coefficient de frottement visqueux.  
J : Moment d'inertie de l'axe du rotor.  
K<sub>m</sub>: Constante de couple.  
R : Résistance électrique du rotor.  
L : Inductance du rotor.  
C<sub>p</sub> : Couple de pertes.  
K<sub>e</sub> : Constante électromagnétique caractéristique du moteur.  
a : Nombre de pair de voies d'enroulements.  
P : Nombre de pair de pole.  
N : Nombre de conducteur actif.  
Φ : Flux par pole.  
N<sub>L</sub> : Nombre de dents de la grande roue.  
J<sub>m</sub> : Moment d'inertie a l'axe du moteur.  
N<sub>m</sub> : Nombre de dent de la petite poulie.  
ω<sub>m</sub> : Vitesse de rotation du moteur.  
C<sub>L</sub> : Couple de la charge.  
J<sub>L</sub> : Moment d'inertie a l'axe du réducteur.  
C<sub>m</sub> : Couple moteur.  
ω<sub>L</sub>: Vitesse de rotation de la charge.  
ω<sub>n</sub> : Pulsation propre

---

---

## SOMMAIRE

<b>Introduction générale.....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : Identification et Régulation des systèmes</b>	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Modélisation et identification .....	3
I.2.1. Modélisation .....	3
I.2.1.1. Modélisation pour la commande d'un procédé .....	3
I.2.1.2. Différents types de modèles.....	4
I.2.2. Identification .....	4
I.2.2.1. Modèle de premier ordre .....	4
I.2.2.2. Modèle du second ordre.....	5
I.2.2.3. Méthode de Broïda.....	6
I.2.2.4. Modèle d'ordre supérieur ‘‘ Méthode de Strejc ‘‘ .....	7
I.2.2.5. Méthode de réglage PID .....	8
I.2.2.6. Méthode basée sur un modèle de réponse à l'échelon .....	8
I.3. Régulation et asservissement .....	10
I.3.1. Asservissement .....	10
I.3.2. Régulation.....	10
I.3.2.1. Objectifs de la régulation .....	11
I.3.2.2. Principe général de la régulation.....	11
I.3.2.3. Formes fondamentales de régulation .....	13
I.3.2.4. Précision, Stabilité et rapidité des systèmes .....	16
I.3.2.5. Influence des perturbations .....	19
I.3.2.6. Régulation TOR (Tout Ou Rien) .....	20
I.4. Régulateurs industriels.....	20
I.4.1. Présentation.....	20
I.4.2. Caractéristiques du régulateur PID .....	21
I.4.3. Actions PID .....	21
I.4.4. Différentes structures du régulateur PID .....	25
I.5. Régulation numérique .....	25
I.5.1. Différence avec la régulation analogique.....	26
I.5.2. Choix du pas d'échantillonnage.....	26
I.5.3. Limites théoriques de Shannon, limites pratiques .....	27

---

---

I.5.4.Filtrage des signaux .....	27
I.5.5.Application aux boucles d'asservissement .....	27
I.5.6. Programme numérique d'un PID sous le microcontrôleur .....	28
I.6.Sélection du régulateur .....	28
I.7.Conclusion .....	28

## **Chapitre II : Modélisation du moteur à courant continu**

II.1. Introduction .....	29
II.2. Description d'un moteur à courant continu .....	29
II.3. Constitution du moteur à courant continu .....	30
II.4. Différents modes d'excitations .....	32
II.4.1. Moteur à excitation séparée .....	32
II.4.2. Moteur à excitation shunt (Dérivée) .....	32
II.4.3. Moteur à excitation série .....	33
II.4.4. Moteur à excitation Composée (mixte) .....	34
II.5. Bilan de puissances et rendement .....	34
II.6. Modélisation d'un moteur à courant continu.....	35
II.7. Réducteurs .....	37
II.7.1. Réducteurs rotatifs-rotatifs .....	37
II.7.2. Réducteurs rotatifs-linéaire .....	38
II.7.3. Réducteurs par courroie.....	39
II.8. Hacheurs .....	41
II.8.1. Hacheurs directs .....	41
II.8.2. Hacheurs à accumulation.....	44
II.8.3. Hacheurs réversibles 'multi quadrants' .....	46
II.9. Génératrice tachymétrique' .....	48
II.10. Fonctionnement du moteur dans les quatre quadrants' .....	48
II.11.Codeurs incrémentaux .....	49
II.12. Plaque signalétique du MCC .....	50
II.13. Conclusion .....	51

## **Chapitre III : Le PIC 18F2550**

III.1. Introduction .....	52
III.2. Définition des Pics .....	52
III.3. Pic 18F2550.....	53
III.3.1.Pins du 18F2550.....	53
III.3.2. Architecture interne.....	55

---

---

III.3.3. Mémoires du Pic .....	56
III.4. Timers.....	57
III.5. Unité centrale .....	63
III.6. Interruptions .....	63
III.7. CAN .....	64
III.8. Modules CCP1 et CCP2.....	67
III.9. Oscillateur .....	68
III.10. Conclusion.....	68

## **Chapitre VI : Réalisation et résultats expérimentaux**

IV.1. Introduction .....	69
IV.2. Partie matérielle .....	69
IV.2.1. Unité de traitement (Pic 18F2550) .....	69
IV.2.2. Afficheur LCD .....	69
IV.2.3. Pont en H .....	70
IV.2.4. Circuit intégré L293D .....	71
IV.2.5. Moteur à Courant Continu .....	71
IV.3. Partie logicielle .....	72
IV.3.1. Proteus .....	72
IV.3.2. Mikro C .....	73
IV.4. Partie Programmation .....	73
IV.4.1. Réalisation du programme .....	73
IV.4.2. Organigramme du programme .....	73
IV.5. Partie simulation .....	75
IV.5.1. Caractéristique statique du moteur.....	75
IV.5.2. Identification des paramètres du modèle du moteur .....	76
IV.5.3. Identification des paramètres du PID.....	78
IV.5.4. Simulation Matlab.....	78
IV.6. Résultats expérimentaux .....	81
IV.6.1. Régulation sans charge (moteur à vide) .....	81
IV.6.2. Régulation avec charge .....	81
IV.6.3. Réalisation d'une poursuite sans charge (moteur à vide) .....	82
IV.6.4. Réalisation d'une poursuite avec charge.....	84
VI.7. Conclusion .....	84
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>86</b>

## **Bibliographie**

---

A decorative border with a repeating geometric pattern of interlocking squares and lines, framing the entire page.

## ***INTRODUCTION GENERALE***

Toujours à la recherche de la performance, les industriels ne cessent pas de faire recours aux solutions automatisées de leurs équipements. La minimisation du coût de production qui s'obtient par l'économie d'énergie, le gain du temps, l'efficacité et l'optimisation de la main d'œuvre ; tout en garantissant la sécurité du personnel et des équipements sans faire préjudice à l'environnement : tels sont les défis du 21ème siècle.

En effet, le développement et l'accessibilité de l'outil informatique sont les facteurs qui ont facilité la conception des solutions programmées et automatisées, appliquées aux processus industriels.

L'automatique fait partie des sciences de l'ingénieur les plus développées de nos jours. Cette discipline traite de la modélisation, de l'analyse, de la commande et de la régulation des systèmes dynamiques.

L'automatique permet l'automatisation de différentes tâches de fonctionnement des machines et des chaînes industrielles. On parle alors de système asservi ou régulé, qui est le plus répandu dans notre vie quotidienne, en particulier dans le domaine industriel, car il permet d'effectuer plusieurs opérations sans l'intervention de l'être humain. En effet, la compétitivité exige de maintenir les systèmes le plus près possible de leurs optimum de fonctionnement prédéfini par un cahier des charges : conditions ou performances imposées telles que la qualité des produits fabriqués, la flexibilité de la production, la sécurité du personnel et des installations, l'économie de l'énergie et le respect de l'environnement.

Dans la plupart des processus industriels, en particulier les moteurs électriques, il est indispensable de maîtriser certains paramètres physiques (vitesse, position...etc.), donc il est très souvent nécessaire d'avoir recours à une commande. La commande PID (Proportionnelle-Intégrale-Dérivée) est une méthode qui a fait ses preuves et qui donne de bons résultats, grâce à l'action proportionnelle qui améliore la rapidité, l'intégrale pour la précision, et la dérivée pour la stabilité.

L'objectif de notre projet est l'étude, la réalisation d'une carte de commande et l'implémentation d'un régulateur PID à base du microcontrôleur 18F2550 pour le contrôle de vitesse d'un moteur à courant continu.

Pour mener à terme notre travail, nous avons organisé notre mémoire de la façon suivante :

Le premier chapitre consiste à faire des rappels sur l'identification et la régulation des systèmes.

Dans le deuxième chapitre on s'est intéressé au moteur à courant continu, à sa modélisation, sa constitution et à son principe de fonctionnement. Ainsi, on a donné des notions sur les hacheurs et les réducteurs de vitesse.

Dans le troisième chapitre on a présenté les microcontrôleurs, plus précisément le microcontrôleur que nous avons choisi pour concrétiser notre application.

En fin, dans le quatrième chapitre nous avons exposé les différents composants utilisés pour réaliser la carte de commande. Des simulations et des résultats expérimentaux ont été présentés.

Avant de clore ce mémoire par une conclusion générale et quelques perspectives des interprétations des différents résultats ont été faits.

# Chapitre I

***IDENTIFICATION ET REGULATION DES SYSTEMES***

## **I.1.Introduction**

Le modèle parfait d'un processus industriel est pratiquement impossible à déterminer, car les processus industriels sont en général non linéaires sur toute leur plage de fonctionnement. C'est pourquoi on se limite parfois à de faibles variations autour d'un point de fonctionnement (et on considère que le processus est linéaire).

L'identification a pour objectif de rechercher la fonction de transfert du procédé à réguler, c'est-à-dire un modèle mathématique représentant le plus fidèlement possible le comportement de ce procédé autour de son point de fonctionnement. La recherche des paramètres de la fonction de transfert du modèle s'effectue à partir de l'enregistrement du signal d'entrée  $Y$  (échelon manuel) et du signal de sortie  $X$  (mesure de la réponse de la grandeur réglée).

Le but d'une régulation est d'être capable de contrôler avec précision une sortie comme la vitesse d'un moteur, qui est naturellement imprécise et instable. Par exemple dans le cas d'un robot, si l'on veut faire en sorte que le robot puisse aller droit, il faut pouvoir commander les deux roues exactement à la même vitesse. Un moteur à courant continu à une vitesse qui varie, il faut d'une part être capable de la mesurer et d'autre part, pouvoir faire varier la tension d'alimentation du moteur pour qu'il tourne correctement.

## **I.2. Modélisation et identification**

### **I.2.1. Modélisation**

L'automaticien a besoin d'un modèle pour concevoir un régulateur à mettre en œuvre afin de satisfaire le cahier des charges. Les modèles les plus utilisés en automatique sont les modèles de connaissance et les modèles de représentation. Ainsi, le modèle de connaissance est peu utilisé car les équations physiques régissant les processus ne sont pas toujours facile à obtenir, contrairement au modèle de représentation qu'est basé sur la connaissance expérimentale des entrées/sorties, pour élaborer ce modèle nous avons besoin d'utiliser des méthodes d'identification.

#### **I.2.1.1. Modélisation pour la commande d'un procédé**

Le développement d'un modèle pour un système physique peut être réalisé pour différentes raisons :

- Avoir une meilleure compréhension des phénomènes.
- Dimensionnement d'une installation.
- Formation des opérateurs.
- Conception de système de commande, cette dernière a pour objectif :
  - La mise au point de la stratégie de commande.
  - Conception de la loi de commande et son réglage.
  - Conception de capteurs logiciels ou estimateurs d'état du système.

### I.2.1.2. Différents type de modèles

En générale, il est important de savoir que les modèles dont nous avons besoin sont de type dynamique, permettant de représenter l'évolution d'un système dans le temps.

Dans la catégorie des systèmes dynamiques, il est important de distinguer différents types qui ont pour objectif de décrire le système avec plus au moins de détails.

On peut noter trois types de modèles :

#### A. Modèles de connaissances "boite blanche"

Ils sont élaborés à partir des lois de la physique ou de la chimie. Leur objectif principal est d'expliquer un phénomène par des relations mathématiques. Les équations physiques ne sont pas toujours données par le fournisseur, elles conduisent à des développements mathématiques trop complexes pour être exploitées au sens de l'automatique.

#### B. Modèles de comportements "boite noire"

Ce sont des modèles linéaires, dont la validité reste limitée à des petites variations autour du point de fonctionnement. Les petites variations de l'entrée autour d'un point de fonctionnement peuvent être reliées à des petites variations de la sortie par un modèle dynamique linéaire.

#### C. Modèles intermédiaires "boite grise"

Ils constituent un hybride entre les deux types précédents. On peut les considérer comme des modèles de connaissance simplifiés.

## I.2.2. Identification [1]

### I.2.2.1. Modèle de premier ordre

La réponse d'un système du premier ordre soumis à un échelon est donnée comme suit :

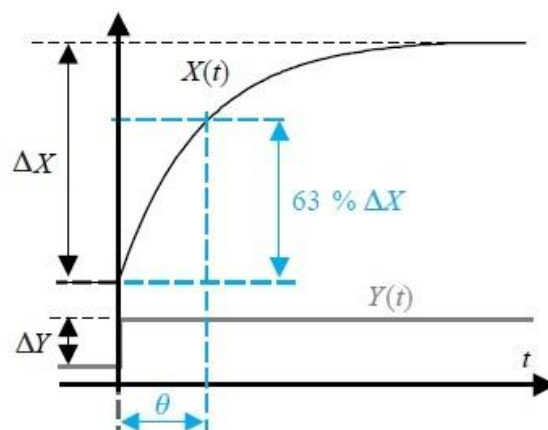


Figure I.1 : Réponse d'un système du premier ordre.

Le modèle du premier ordre est de la forme :

$$G(p) = \frac{G_s}{(1 + \Theta p)} \quad (I.1)$$

La détermination des paramètres du modèle se fait comme suit :

- Le gain statique est mesuré directement par :

$$G_s = \frac{\Delta X}{\Delta Y} \quad (I.2)$$

- La constante de temps  $\Theta$  : Comme la pente à l'origine peut être difficile à déterminer avec précision, on trace conjointement la droite d'ordonnée  $(0.63\Delta x)$  parallèle à l'axe des abscisses. cette construction permet de déterminer la constante de temps  $\Theta$ .

### I.2.2.2. Modèle du second ordre

La réponse d'un système du second ordre soumis à un échelon est donnée comme suit :

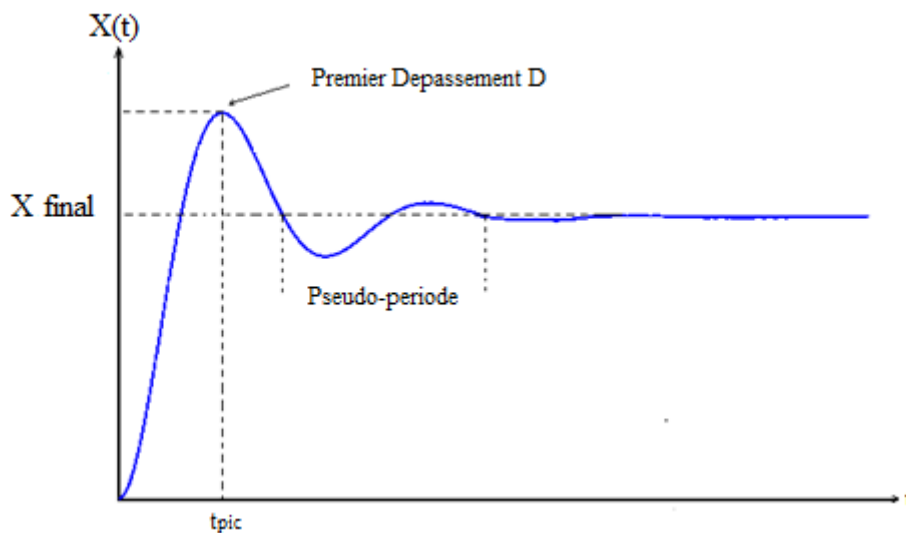


Figure I.2 : Réponse d'un système du second ordre.

Le modèle de second ordre est de la forme :

$$G(p) = \frac{G_s}{1 + \frac{2h}{\omega_n} p + \frac{p^2}{\omega_n^2}} \quad (I.3)$$

- Le facteur d'amortissement  $h$  se détermine à l'aide de la mesure du dépassement :

$$D\% = 100e^{\frac{-\pi h}{\sqrt{1-h^2}}} \quad (I.4)$$

- La pulsation propre  $\omega$  s'obtient via l'une des deux formules :

$$T_{pic} = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-h^2}} \quad (I.5)$$

$$T_{pseudo-période} = \frac{2\pi}{\omega_n \sqrt{1-h^2}} \quad (I.6)$$

### I.2.2.3. Méthode de Broïda [1]

Dans le domaine industriel, la méthode de Broïda est la plus utilisée par rapport aux autres.

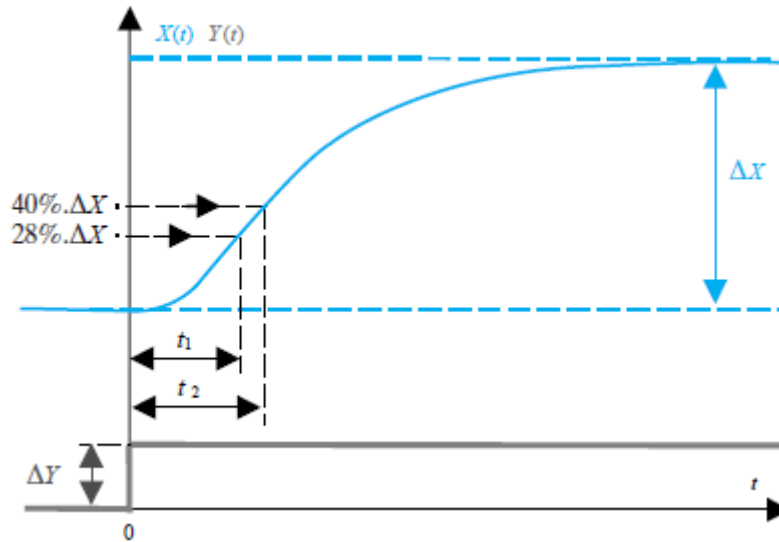


Figure I.3 : Système sans dépassement avec un point d'inflexion.

En passant d'un ordre  $n$  à un premier ordre, il a estimé que

- La tangente au point d'inflexion était une source d'erreur importante.
- La durée des essais pouvait être longue sur les systèmes lents avec les risques d'avoir une entrée qui varie pendant l'essai.

Le modèle proposé pour approcher le comportement du système est un premier ordre avec retard, sa fonction de transfert est:

$$G(P) = \frac{G_s \cdot e^{-\tau \cdot P}}{(1 + \theta P)} \quad (I.7)$$

Ses calculs montrent que pour obtenir les temps  $t_1$  et  $t_2$ , on prend respectivement pour  $X(t)$  les valeurs  $0.28\% \Delta x$  et  $0.40\% \Delta x$ .

- Le gain statique  $G_s$  est calculé comme suit:

$$G_s = \frac{\Delta x}{\Delta y} \quad (I.8)$$

- Le retard ( $\tau$ ) :

$$\tau = (2.8 t_1 - 1.8 t_2) \quad (I.9)$$

- La constante de temps ( $\theta$ ) :

$$\theta = 5.5(t_2 - t_1) \quad (I.10)$$

### I.2.2.4. Modèle d'ordre supérieur " Méthode de Strejc "

Cette méthode permet l'identification d'un processus dont la réponse à l'échelon ne présente pas de dépassement.

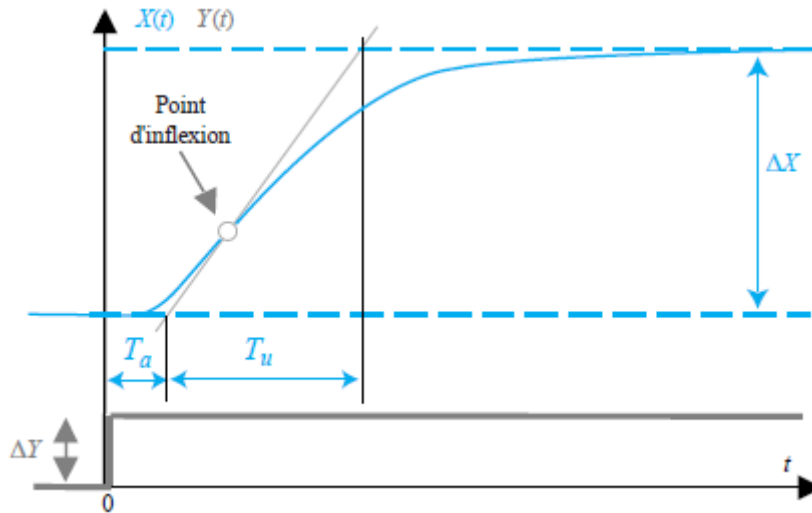


Figure I.4 : Réponse d'un système sans dépassement.

La méthode de Strejc consiste à caractériser le procédé par un modèle de la forme :

$$G(P) = \frac{G_s \cdot e^{-\tau \cdot P}}{(1 + \Theta P)^2} \quad (I.11)$$

#### ○ Principe de la méthode de Strejc

La méthode de Strejc est basée sur 4 éléments essentiels. Pour déterminer le modèle correspondant.

- Tracer la tangente au point d'inflexion, qui permet de définir les deux grandeurs ( $T_u$ ) et ( $T_a$ ), (Figure I.4).

- On calcule le rapport

$$\eta = \frac{T_u}{T_a} \quad (I.12)$$

- On cherche dans le tableau (I.1), le rapport ( $\frac{T_u}{T_a}$ ) immédiatement inférieur à la valeur calculée  $\eta$ . Cette ligne permet d'obtenir l'ordre ( $n$ ) du modèle. La constante de temps est calculée à partir de la troisième colonne (tableau I.1)

- Le retard est égal à :

$$\tau = T_{u,mesuré} - \frac{T_u}{T_a} /_{tableau, T_{a,mesuré}} \quad (I.13)$$

Le tableau suivant permet d'obtenir la constante de temps et l'ordre (n).

$\frac{T_u}{T_a}$	Ordre du modèle « n »	$\frac{\tau}{T_a}$
0	1	1
0.105	2	0.37
0.22	3	0.27
0.32	4	0.22
0.41	5	0.10
0.49	6	0.18
0.57	7	0.19
0.64	8	0.15
0.71	9	0.14
0.77	10	0.13

Tableau I.1 : Coefficient de la méthode de Strejc.

### I.2.2.5. Méthode de réglage PID

Pour un choix des paramètres bien adéquat, il est possible d'obtenir le comportement désiré en choisissant une boucle fermée, caractérisant les performances de la régulation.

Les critères à satisfaire sont les suivants

- La mesure doit être égale à la consigne.
- Les effets des perturbations doivent être minimisés.
- La sollicitation des actionneurs doit être raisonnable.
- Le réglage doit être maintenu, c'est-à-dire ne pas faire d'ajustement trop fréquents.

### I.2.2.6. Méthode basée sur un modèle de réponse à l'échelon [1]

#### ○ Méthode de Ziegler-Nichols en boucle ouverte

Cette méthode consiste à approximer la réponse de processus en boucle ouverte à un échelon, que l'on suppose apériodique, par un modèle de type :

$$G(P) = \frac{G_s \cdot e^{-\tau \cdot P}}{(1 + \theta P)} \quad (I.14)$$

Où :

$G_s$  : Gain statique.

$\theta$  : Constant de temps.

$\tau$  : Temps de retard.

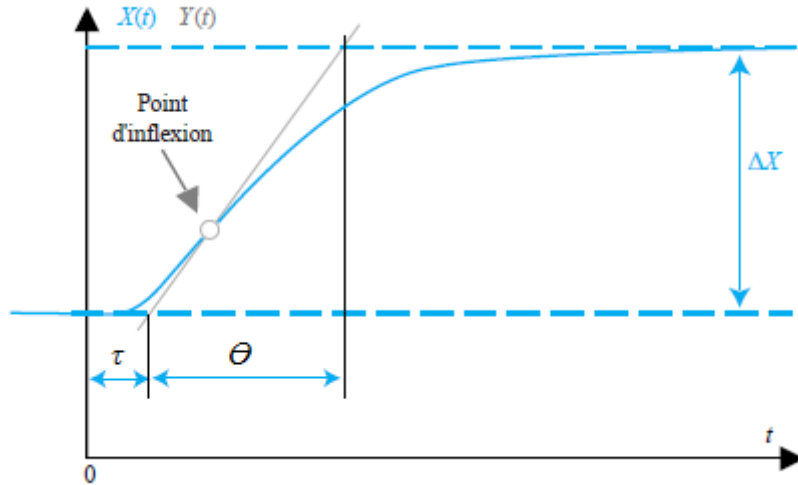


Figure I.5 : Réponse d'un système stable et apériodique à une entrée échelon.

Le coefficient de pente R est défini comme étant :

$$R = \frac{G_s}{\theta} \tag{I.15}$$

Pour obtenir les paramètres des régulateurs P, PI, PID, il suffit d'appliquer les paramètres du tableau (I.2).

Ces relations ont été développées empiriquement pour donner une réponse en boucle fermée oscillante, avec dépassement initial de l'ordre 30 à 40% et avec un rapport d'amplitude d'oscillations de  $\frac{1}{4}$  (rapport entre le dépassement de deux pics de même signe).

Type de régulateur	$G_s$	Ti	Td
P	$\frac{1}{\tau \cdot R}$	-----	-----
PI	$\frac{0.9}{\tau \cdot R}$	$\tau * 3.33$	-----
PID	$\frac{1.2}{\tau \cdot R}$	$2\tau$	$0.5 \tau$

Tableau I.2 : Réglage de Ziegler-Nichols à partir d'une réponse indicielle.

o **Méthode de modèle de référence**

En imposant un modèle du premier ordre en boucle fermée  $F(p) = \frac{1}{1+\theta_d p}$ , la fonction de transfert du correcteur devient :  $C(p) = \frac{1}{\theta_d P \cdot G(p)}$  soit  $C(p) = \frac{1+\theta P}{G_s \cdot \theta_d P}$

La fonction C(p) correspond à un régulateur PI dont les valeurs des coefficients dépendront de la structure du régulateur réel disponible.

	$G_r$	$T_i$
PI parallèle	$\frac{1}{G_s} \frac{\theta}{\theta_d}$	$G_s \theta_d$
PI série	$\frac{1}{G_s} \frac{\theta}{\theta_d}$	$\theta$
P	$\frac{1}{G_s} \frac{\theta}{\theta_d}$	----

Tableau I.3 : Paramètres du régulateur.

$\theta_d$  : Constante de temps désirée en boucle fermée.

$G(p)$  : fonction de transfert du système.

$F(p)$  : fonction de transfert en boucle fermée.

### Exemple

Soit la fonction de transfert du procédé :  $F(p) = \frac{2}{1+30p}$ ,  $\theta_d = 10$  sec (en boucle fermée)

La fonction de transfert correspondant est  $C(p) = \frac{1+30P}{2.\theta_d P}$

Pour un PI série, on écrit :  $C(p) = G_r \frac{1+T_i P}{T_i P} = \frac{30}{20} \cdot \frac{1+30P}{30P}$

Le régulateur donc doit être configuré avec :  $G_r=1.5$ ,  $T_i=30$  sec.

## I.3. Régulation et asservissement [1]

Lorsqu'il y a un retour d'information de la grandeur observée sur le régulateur, on parle d'un asservissement du système ou d'une régulation du système.

### I.3.1. Asservissement

La consigne, traduisant l'objectif désiré du procédé, n'est pas constantes et les grandeurs perturbatrices n'existent pas ou sont très peu influentes sur la grandeur à maîtriser.

Exemples :

- Asservissement de température : obtention d'un profil de température en fonction du temps dans un four de traitement thermique.
- Asservissement d'un débit d'air par rapport à un débit de gaz afin d'obtenir une combustion idéale.

### I.3.2. Régulation

La consigne, traduisant l'objectif désiré du procédé, est constante et les grandeurs perturbatrices influencent fortement sur la grandeur à maîtriser.

Exemples :

- Régulation de température dans un local subissant les variations climatiques.
- Régulation de niveau dans un réservoir dépendant de plusieurs débits d'alimentation et de soutirage.

- Régulation de pH de rejets d'eau destinés à être déversés dans une rivière.

### **I.3.2.1. Objectifs de la régulation**

Réguler une grandeur, c'est obtenir d'elle un comportement désiré, dans un environnement susceptible de présenter des variations.

On ne peut pas parler de principe de régulation sans parler de lois de commandes.

En fait, les grandeurs physiques commandées varient continuellement dans le temps.

Pour celles qui ne présentent que 2 états (système binaire ou « tout ou rien », tels les feux de signalisation, les commandes d'ascenseurs, de transfert de pièces par convoyeurs, etc.). On utilise une autre approche différente à la structure de boucle utilisée dans la plupart des systèmes.

Les systèmes automatiques assurent en fait 2 types de fonctions :

- Maintenir la grandeur commandée, ou grandeur réglée, à une valeur de référence malgré les variations de conditions extérieures (perturbations). On parle de la régulation en sens strict.
- Répondre à des changements d'objectif, ou à un objectif variable tel que la poursuite de cible. On parle d'un asservissement.

### **I.3.2.2. Principe général de la régulation**

Dans la plupart des appareils des installations industrielles et domestiques, il est nécessaire de maintenir des grandeurs physiques à des valeurs déterminées, en dépit des variations externes ou internes influant sur ces grandeurs. Par exemple, le niveau d'eau dans un réservoir, la température d'une étuve, la vitesse et la position des moteurs, étant par nature variables, doivent donc être réglés par des actions convenables sur le processus considéré. Si les perturbations influant sur la grandeur à contrôler sont lentes ou négligeables, un simple réglage dit en boucle ouverte, permet d'obtenir et de maintenir la valeur demandée (par exemple : action sur un robinet d'eau). Dans la majorité des cas, ce type de réglage n'est pas suffisant, parce que trop grossier ou instable. Il faut alors comparer, en permanence, la valeur mesurée de la grandeur réglée à celle que l'on souhaite obtenir et agir en conséquence sur la grandeur d'action, dite grandeur réglante.

Dans ce cas, nous avons constitué une boucle de régulation et plus généralement une boucle d'asservissement.

Toute chaîne de régulation (ou d'asservissement) comprend trois maillons indispensables : l'organe de mesure, l'organe de réglage et l'organe de contrôle.

Il faut donc commencer par mesurer les principales grandeurs servant à contrôler le processus. L'organe de régulation récupère ces mesures et les compare aux valeurs souhaitées, plus communément appelées valeurs de consigne. En cas de non concordance des valeurs de mesure et des valeurs de consigne, l'organe de régulation envoie un signal de commande à l'organe de contrôle (vanne, moteur, etc.), afin que celui-ci agit sur le processus. Les paramètres qui régissent le processus sont ainsi stabilisés en permanence à des niveaux souhaités.

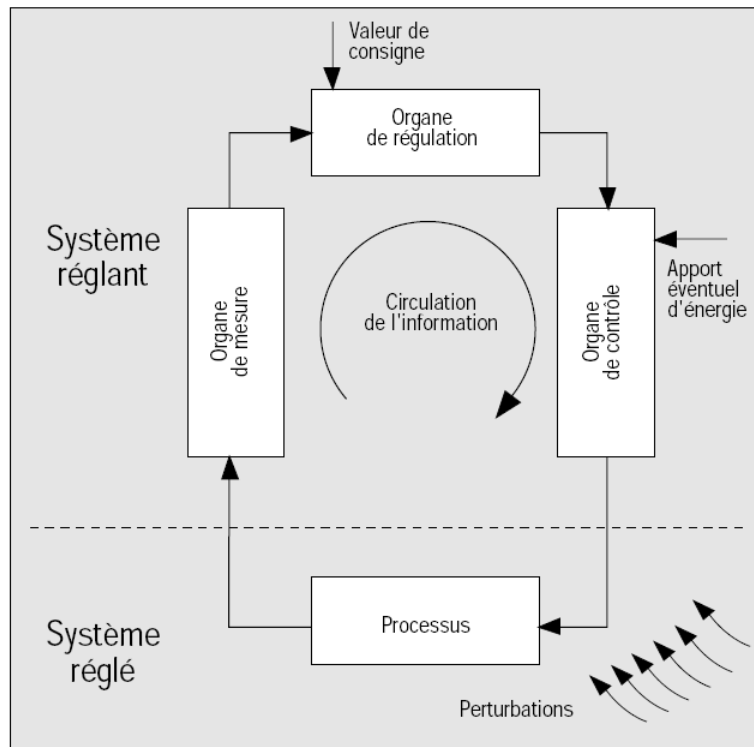


Figure I.6:Schéma de principe d'une chaîne de régulation.

o **Comportement en régulation**

La consigne est maintenue constante et il se produit sur le procédé une modification(ou une variation) d'une des entrées perturbatrices.

L'aspect régulation est considéré comme le plus important dans le milieu industriel, car les valeurs des consignes sont souvent fixes. Néanmoins, pour tester les performances et la qualité d'une boucle de régulation, on s'intéresse à l'aspect asservissement.

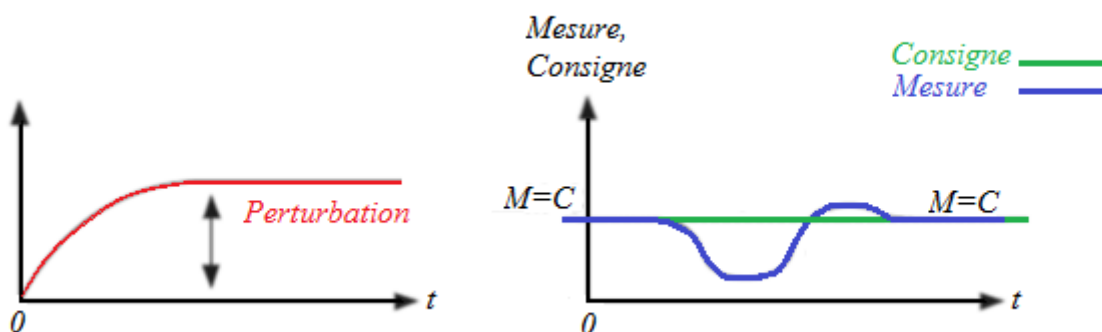


Figure I.7 : Comportement en régulation.

o **Comportement en asservissement**

L'opérateur effectue un changement de la valeur de la consigne, ce qui correspond à une modification du point de fonctionnement du processus.

Si le comportement en asservissement est correct, on démontre que la boucle de régulation réagit bien, même lorsqu'une perturbation se produit.

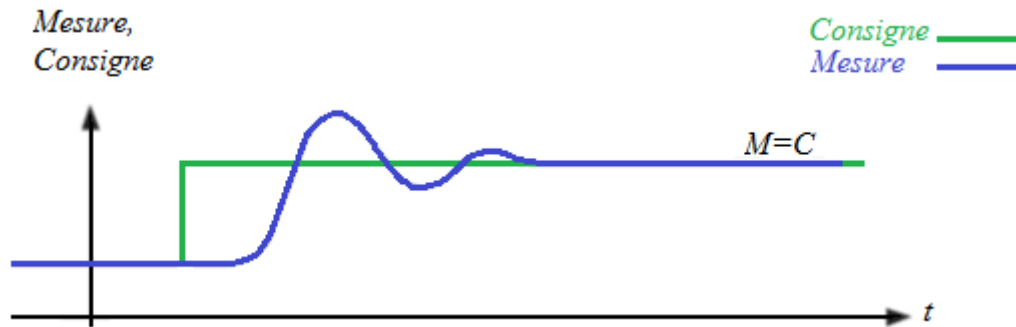


Figure I.8 : Comportement en asservissement.

### I.3.2.3. Formes fondamentales de régulation [2]

#### a- Régulation en boucle ouverte

Dans un asservissement en boucle ouverte, l'organe de contrôle ne réagit pas à travers le processus sur la grandeur mesurée (celle-ci n'est pas contrôlée). Une régulation en boucle ouverte ne peut être mise en œuvre que si l'on connaît la loi régissant le fonctionnement du processus (autrement dit, il faut connaître la corrélation entre la valeur mesurée et la grandeur réglante).

Contrairement à un asservissement en boucle fermée, un asservissement en boucle ouverte permet d'anticiper les phénomènes et d'obtenir des temps de réponse très courts. De plus, il n'y a pas d'oscillation à craindre (car il s'agit d'un système dynamiquement stable). Enfin, l'asservissement en boucle ouverte est la seule solution envisageable lorsqu'il n'y a pas de contrôle final possible.

Au niveau des inconvénients, la régulation en boucle ouverte impose de connaître la loi régissant le fonctionnement du processus, et il est très fréquent que l'on ne connaisse pas la loi en question. Autre inconvénient sérieux, il n'y a aucun moyen de contrôler, à plus forte raison de compenser, les erreurs, les dérives, les accidents qui peuvent intervenir à l'intérieur de la boucle ; autrement dit, il n'y a pas de précision ni surtout de fidélité qui dépendent de la qualité intrinsèque des composants. Enfin, la régulation en boucle ouverte ne compense pas les facteurs perturbateurs.

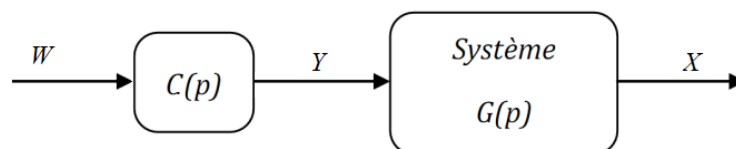


Figure I.9 : Schéma fonctionnel en boucle ouverte.

#### b- Régulation en boucle fermée

Dans ce qui vient d'être dit, la variable de sortie (de la chaîne de régulation), ou grandeur réglante (Y), exerce une influence sur la valeur de la variable d'entrée (de la chaîne de

régulation) ou variable contrôlée, pour la maintenir dans des limites définies : il s'agit d'une régulation ou d'un asservissement en boucle fermée.

L'action de la grandeur réglante sur la variable contrôlée s'opère à travers le "processus" qui boucle la chaîne.

Dans une régulation en boucle fermée, une bonne partie des facteurs perturbateurs sont automatiquement compensés par la contre-réaction à travers le procédé. Autre avantage, il n'est pas nécessaire de connaître avec précision les lois, le comportement des différents composants de la boucle, et notamment du processus, bien que la connaissance des allures statistiques et dynamiques des divers phénomènes rencontrés soit utile pour le choix des composants.

Parmi les inconvénients d'une régulation en boucle fermée, il faut citer le fait que la précision et la fidélité de la régulation dépendent de la fidélité et de la précision sur les valeurs mesurées et sur la consigne.

Autre inconvénient, sans doute plus important, le comportement dynamique de la boucle dépend des caractéristiques des différents composants de la boucle, et notamment du processus, en fait un mauvais choix de certains composants peut amener la boucle à entrer en oscillation.

Enfin, la régulation en boucle fermée n'anticipe pas. Pour que la régulation envoie une commande à l'organe de contrôle, il faut que les perturbations ou les éventuelles variations de la valeur de consigne se manifestent sur la sortie du processus : ceci peut exiger un délai parfois gênant.

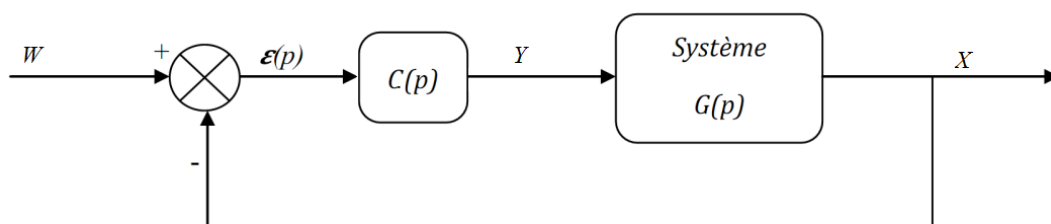


Figure I.10 : Schéma fonctionnel en boucle fermée.

### c- Autres formes de régulation

Le but d'une chaîne de régulation est de contrôler un processus. Au niveau des organes de mesure et de contrôle, il n'a pas une très grande marge de manœuvre, car ces organes, dans une certaine mesure, s'imposent souvent d'eux-mêmes.

Il reste un domaine où son savoir-faire va s'exercer pleinement : c'est au niveau de l'organe de régulation. Bien entendu, les caractéristiques de cet organe vont dépendre du processus à contrôler, des perturbations à prendre en compte, des caractéristiques des organes de mesure et de contrôle.

Bien souvent, les systèmes de régulation comportent, au lieu des chaînes linéaires ouvertes ou fermées, des ensembles de boucles imbriquées dont tout ou partie peut induire des contre-réactions à travers le processus.

### ○ Régulation en cascade

L'objectif d'une régulation en cascade est de minimiser les effets d'une ou de plusieurs grandeurs perturbatrices qui agissent soit sur la variable réglante, soit sur une grandeur intermédiaire se trouvant en amont de la variable à réguler. Ce type de régulation est intéressant lorsque l'on a affaire à des processus à longs temps de réponse. En effet, quand une perturbation se manifeste, il est nécessaire d'attendre que son influence se ressente au niveau de l'organe de mesure placé en sortie de la chaîne. Si les temps de réponse sont longs, la correction n'intervient donc que tardivement, parfois avec la cause qui l'a produite et dont le sens s'est inversé, provoquant oscillations, instabilité, etc.

Bien évidemment, la régulation en cascade n'apporte aucune amélioration si la grandeur perturbatrice se produit en aval de la mesure intermédiaire. Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit beaucoup plus rapide que la boucle externe.

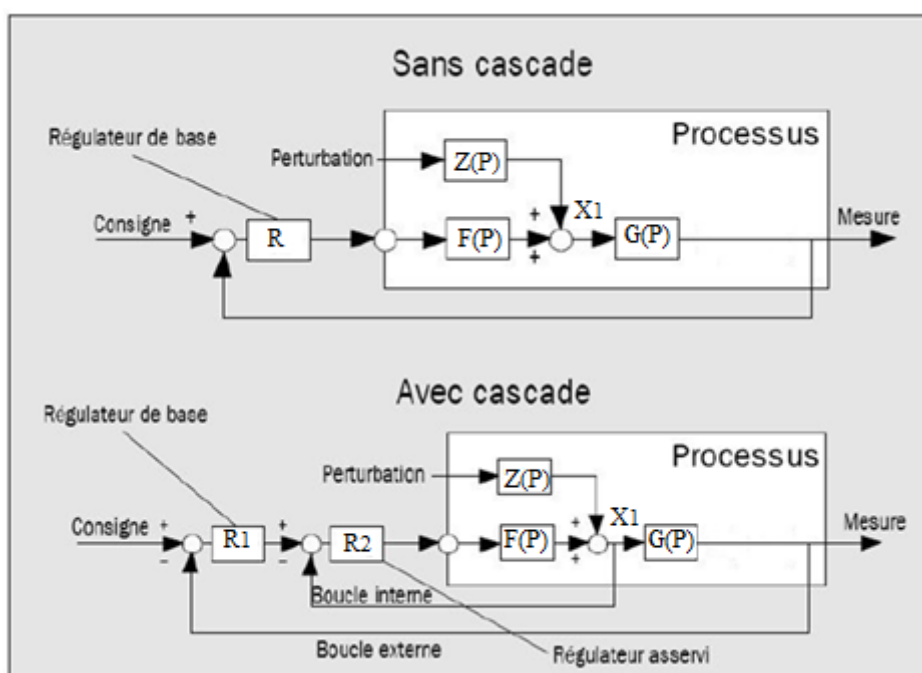


Figure I.11 : Régulation en cascade et sans cascade.

$Z(P)$  : Fonction de transfert d'une perturbation.

$F(P)$ : Fonction de transfert système1.

$G(P)$ : Fonction de transfert système2.

$X1$  : Mesure intermédiaire.

$R1$  : Régulateur de base (maître).

$R2$  : Régulateur asservi (esclave).

### ○ Régulation mixte

Ce type de régulation est l'association d'une régulation en boucle fermée et d'une régulation en boucle ouverte. Les deux boucles sont complémentaires et elles associent leurs actions pour améliorer la stabilité globale. Ce type de régulation est à mettre en œuvre lorsqu'une perturbation affecte directement la grandeur à réguler.

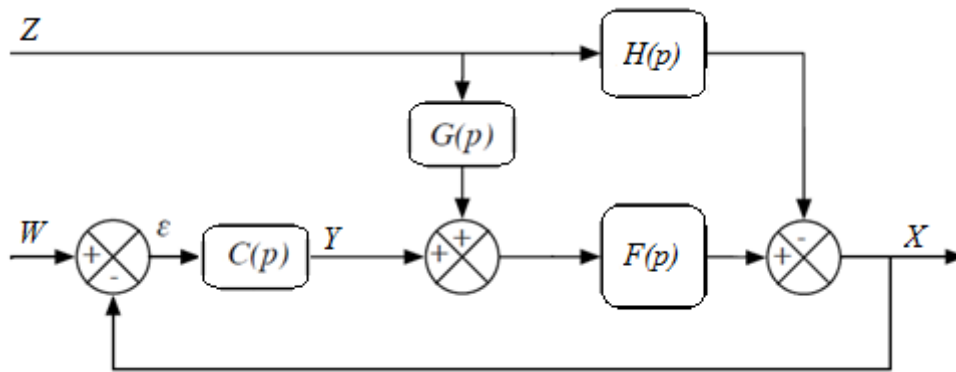


Figure I.12 : Régulation mixte.

Le correcteur  $G(p)$  peut être un simple gain, un module avance/retard ou un opérateur plus complexe, le régulateur utilise deux mesures ( $W$  et  $Z$ ), deux correcteurs  $C(p)$  et  $G(p)$ .

#### o Régulation de rapport

Ce type de régulation a par exemple pour objectif d'asservir un débit  $Q_a$  à un autre débit libre  $Q_1$  en imposant entre ces deux débits un facteur de proportionnalité  $K$ , fixé manuellement ou automatiquement.

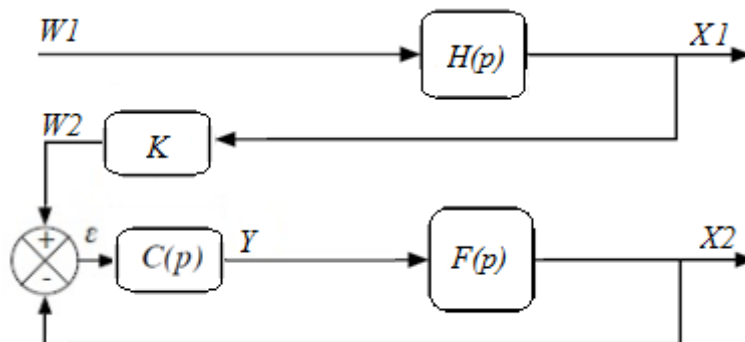


Figure I.13 : Régulation de rapport.

#### I.3.2.4. Précision, stabilité et rapidité des systèmes [3]

Pour définir l'objectif global d'une régulation, les critères qualitatifs du cahier des charges sont traduits par des critères quantitatifs. Les qualités exigées les plus rencontrées industriellement sont la stabilité, la précision et la rapidité.

##### A- Stabilité

La qualité essentielle pour un système régulé, et donc exigée à tous prix, est la stabilité. En effet un système instable se caractérise soit par des oscillations d'amplitude de plus en plus grande (courbe 1- figure I.14), soit par une croissance irréversible négative ou positive de la grandeur observée (courbe 2 – figure I.14). Dans les deux cas, l'objectif de la régulation n'est bien entendu pas atteint, mais surtout il y a risque de détérioration physique du procédé et donc d'insécurité.

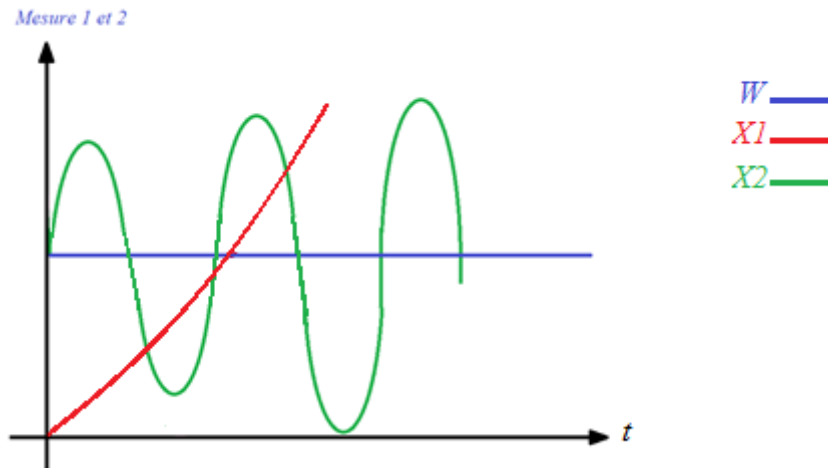


Figure I.14 : Evolution de deux systèmes régulés instables.

Dans une approche simplifiée, un système est considéré comme stable si, pour une variation d'amplitude ou d'une perturbation, la mesure de la grandeur à maîtriser se stabilise à une valeur finie. Plus le régime transitoire d'un système soumis à une telle variation est amorti plus il est stable. Le degré de stabilité est alors caractérisé par l'amortissement de ce régime transitoire.

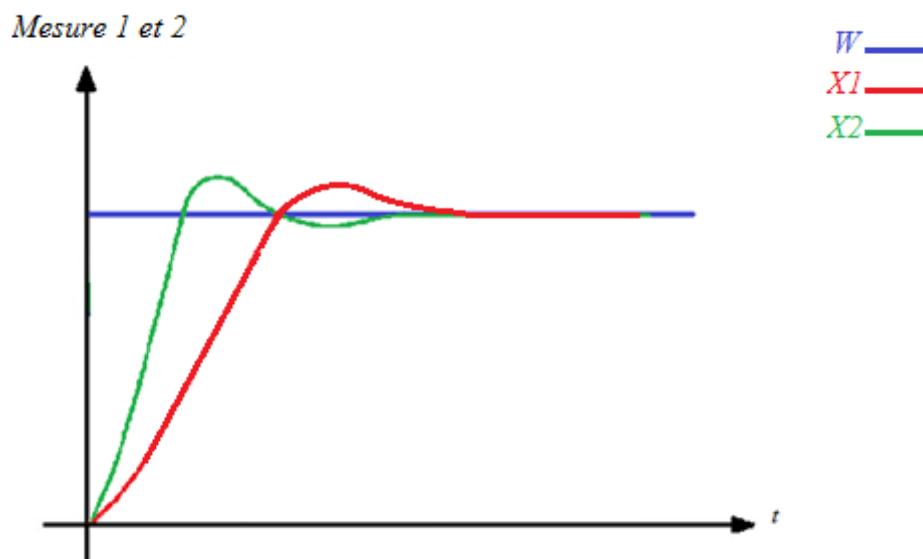


Figure I.15 : Evolution de deux systèmes régulés stables.

### B- Précision

Il est naturel d'évaluer la précision d'un système régulé en comparant l'objectif atteint par rapport à celui exigé. La précision d'un système régulé se mesure donc à l'écart entre la consigne demandée et la mesure en régime permanent, on parle alors de la précision statique. Plus l'écart statique est petit, plus le système est précis. L'évolution de la précision statique s'effectue en réalisant une variation rapide de la consigne en amplitude et en mesurant la variation d'amplitude finalement obtenue de la mesure.

La précision statique est une qualité importante à respecter pour bien des systèmes régulés. Cependant il ne faut pas oublier qu'un écart trop important en régime transitoire peut s'avérer

néfaste au produit ou à l'installation. Dans l'industrie alimentaire, une température montée trop haut détruira les qualités gustatives d'une confiture et une pression instantanée trop élevée peut détruire un réservoir sous pression.

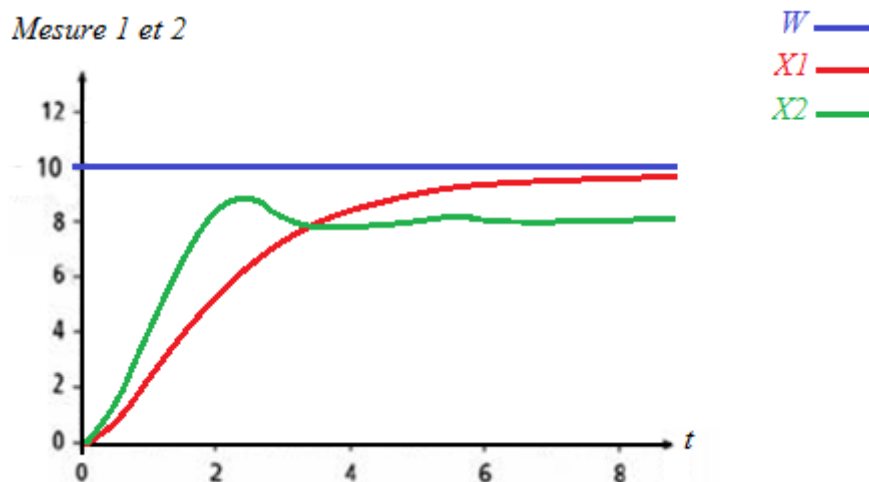


Figure I.16: Précision statique.

On peut trouver aussi la précision dynamique qui est à prendre en compte lors des réglages des régulateurs. Elle s'évalue généralement par le dépassement maximal  $D1$  que peut prendre la mesure par rapport à la consigne.

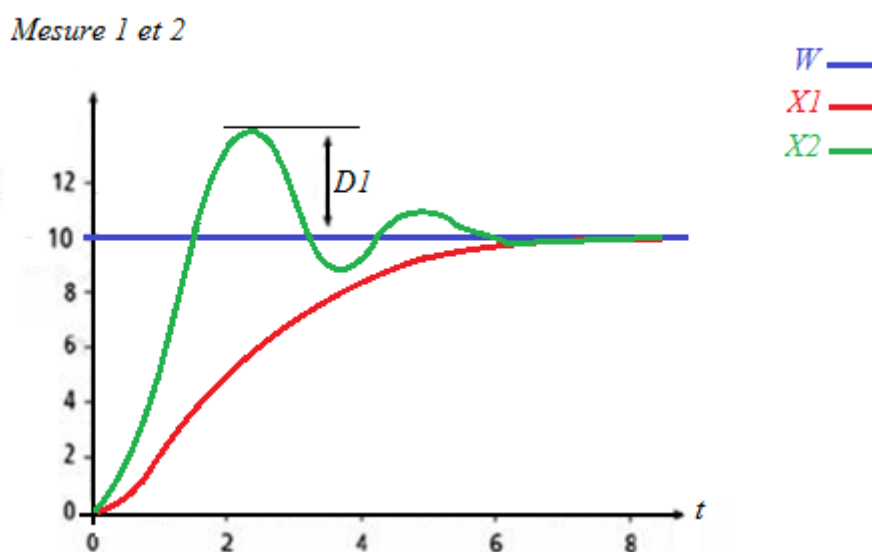


Figure I.17: Précision Dynamique.

### C- Rapidité

La rapidité d'un système régulé s'évalue par le temps nécessaire à la mesure pour entrer dans une zone  $\pm 5\%$  de sa valeur finale (soit entre 95% et 105%). Le système régulé est d'autant plus rapide que le temps de réponse à 5% est court.

Mesure 1 et 2

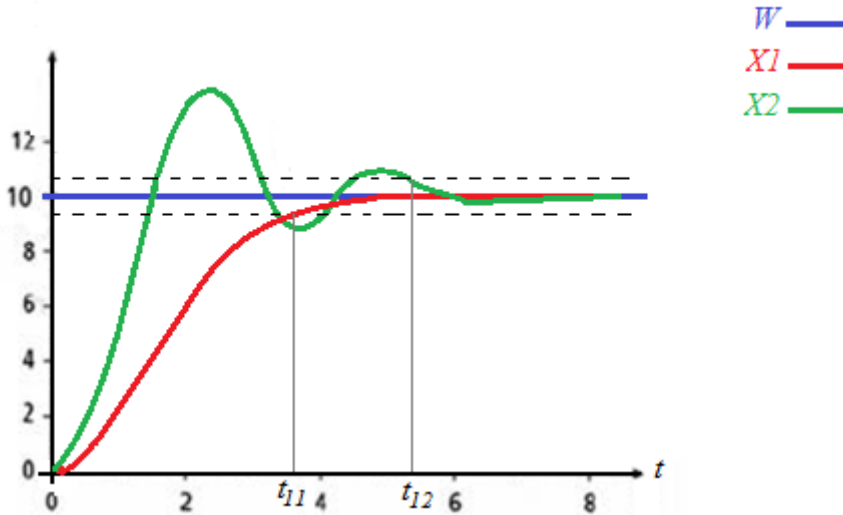


Figure I.18: Evaluation de la rapidité par du temps de réponse à 5%.

#### I.3.2.5. Influence des perturbations

Une perturbation est une entrée supplémentaire au système qu'on ne peut contrôler ou maîtriser. Ces perturbations ont une influence sur l'asservissement des systèmes, voir la (figure I.19).

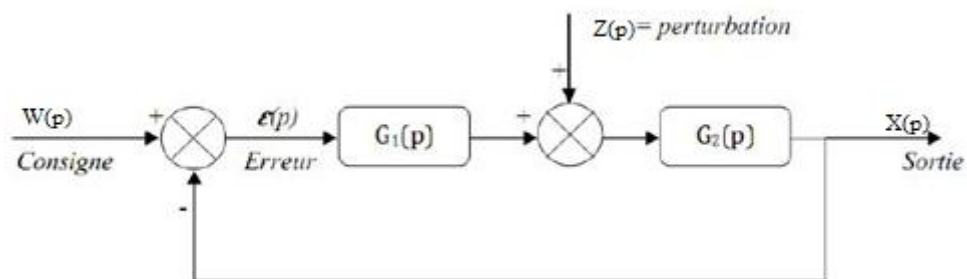


Figure. I.19: Schéma bloc d'un asservissement avec une perturbation (retour unitaire).

La fonction de transfert du bloc d'asservissement est représentée comme suit :

Calculons  $S_1(p)$  en fonction de  $Z(p)$ , (en posant  $W(p) = 0$ ) :

$$S_1(p) = \frac{G_2(p)}{1 + G_1(p) \cdot G_2(p)} Z(p) \quad (I.16)$$

Calculons  $S_2(p)$  en fonction de  $W(p)$ , (en posant  $Z(p) = 0$ ) :

$$S_2(p) = \frac{G_1(p) \cdot G_2(p)}{1 + G_1(p) \cdot G_2(p)} W(p) \quad (I.17)$$

La sortie totale est :

$$S_T(p) = \frac{G_2(p)}{1 + G_1(p) \cdot G_2(p)} Z(p) + \frac{G_1(p) \cdot G_2(p)}{1 + G_1(p) \cdot G_2(p)} W(p) \quad (I.18)$$

### I.3.2.6. Régulation TOR (Tout Ou Rien) [3]

Comme son nom l'indique, la régulation TOR se caractérise par son action sur l'organe de réglage qui ne peut être que fonctionner à 100% ou à 0%. L'action du régulateur peut se présenter comme un contact ouvert ou fermé, aussi un signal de 0V ou bien 24V pour commander une électrovanne.

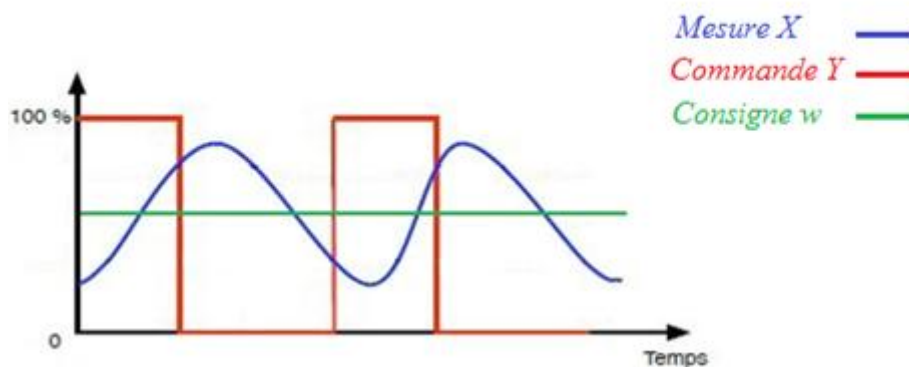


Figure I.20 : Régulation TOR.

## I.4. Régulateurs industriels

### I.4.1. Présentation

Le régulateur industriel est un appareil qui a pour rôle essentiel de contrôler le procédé, c'est-à-dire de garantir les comportements dynamique et statique du procédé conformes au cahier des charges défini.

Ceci est réalisé par réglage et adaptation des paramètres de sa fonction de transfert au procédé à contrôler.

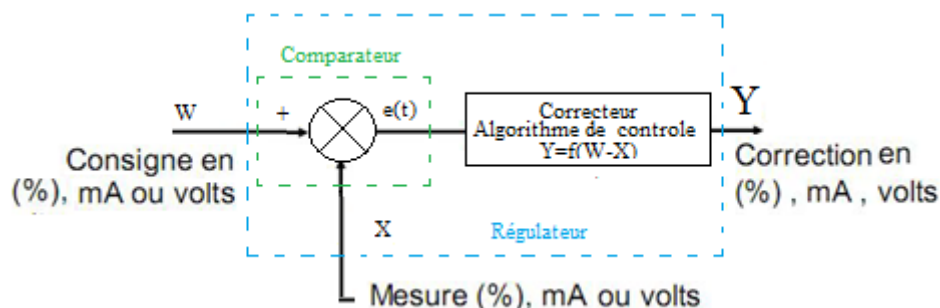


Figure I.21 : Présentation d'un schéma fonctionnel d'un régulateur.

### I.4.2. Caractéristiques du régulateur PID [1]

Le régulateur standard le plus utilisé dans l'industrie est le régulateur PID (proportionnel intégral et dérivé), car il permet de régler à l'aide de ses trois paramètres les performances (amortissement, temps de réponse, etc.) d'un processus.

Le régulateur PID est bien adapté à la plupart des processus de type industriel et est relativement robuste par rapport aux variations des paramètres du procédé, quand on n'est pas trop exigeant sur les performances de la boucle fermée par rapport à celles de la boucle ouverte (par exemple, accélération très importante de la réponse ou augmentation très importante de l'amortissement en boucle fermée). Si la dynamique dominante du système est supérieure à un deuxième ordre, ou si le système contient un retard important ou plusieurs modes oscillants, le régulateur PID n'est plus adéquat et un régulateur plus complexe (avec plus de paramètres) doit être utilisé, au dépend de la sensibilité aux variations des paramètres du procédé.

### I.4.3. Actions PID

Un régulateur PID est obtenu par l'association de ces trois actions et il remplit essentiellement les trois fonctions suivantes :

- Fonction proportionnelle donne un système plus précis, plus rapide
- Fonction intégrateur élimine l'erreur statique.
- Fonction dérivée accélère la correction

#### I.4.3.1. Action proportionnelle

La sortie  $Y(t)$  du régulateur proportionnel est donnée en fonction de son entrée  $\mathcal{E}(t)$  qui représente l'écart entre la consigne et la mesure par la relation :

$$Y(t) = G_r \cdot \mathcal{E}(t) \quad (I.19)$$

Pour le cas discret, cette relation reste la même telle que :

$$Y(k) = G_r \cdot \mathcal{E}(k) \quad (I.20)$$

Le rôle de l'action proportionnelle est de minimiser l'écart  $\mathcal{E}$  entre la consigne et la mesure, elle réduit le temps de montée et le temps de réponse. On constate qu'une augmentation du gain  $G_r$  du régulateur entraîne une diminution de l'erreur statique et permet d'accélérer le comportement global de la boucle fermée. On serait tenté de prendre des valeurs de gain élevées pour accélérer la réponse du procédé mais on est limité par la stabilité de la boucle fermée. En effet, une valeur trop élevée du gain augmente l'instabilité du système et donne lieu à des oscillations.

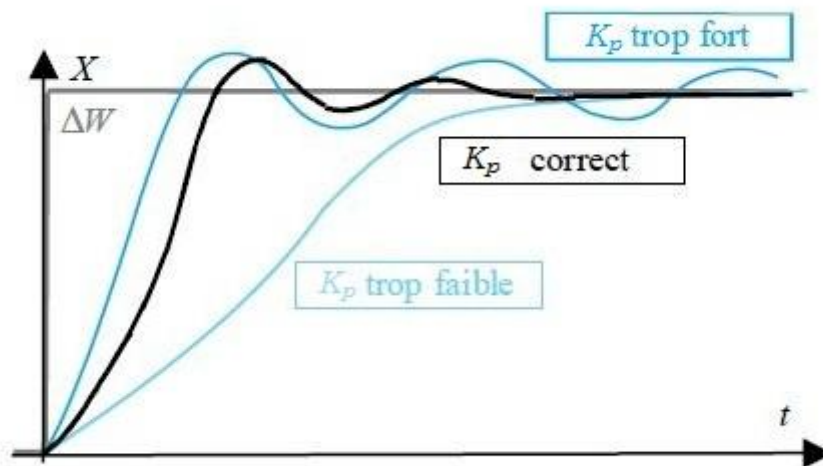


Figure I.22 : Influence de l’action proportionnelle.

Propriété :

$G_r$	Stabilité	Rapidité	Précision
Augmente	diminue	Augmente	Augmente

Tableau I.4 : Propriété de l’action proportionnelle.

### I.4.3.2. Action intégrale

L’action intégrale agit proportionnellement à la surface de l’écart entre la consigne et la mesure, et elle poursuit son action tant que cet écart n’est pas nul. On dit que l’action intégrale donne la précision statique (elle annule l’erreur statique). L’action intégrale est conditionnée par le temps d’intégral  $T_i$ .

$$Y(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t \mathcal{E}(t) \quad (I.21)$$

Pour le cas discret, le terme intégral peut être remplacé par la somme des écarts, ce qui nous donne le résultat suivant :

$$Y(k) = \frac{T_e}{T_i} \sum_{k=0}^n \mathcal{E}(k) = Y(k - 1) + \frac{T_e}{T_i} \mathcal{E}(k) \quad (I.22)$$

Comme dans le cas de l’action proportionnelle, un dosage trop important de l’action intégrale engendre une instabilité de la boucle de régulation. Pour son réglage, il faut trouver un compromis entre la stabilité et la rapidité.

Enfin, le correcteur intégral présente le défaut de saturer facilement si l’écart ne s’annule pas rapidement ce qui est le cas des systèmes lents. En effet, tout actionneur est limité : un moteur est limité en vitesse, une vanne ne peut pas être plus que totalement ouverte ou totalement fermée.

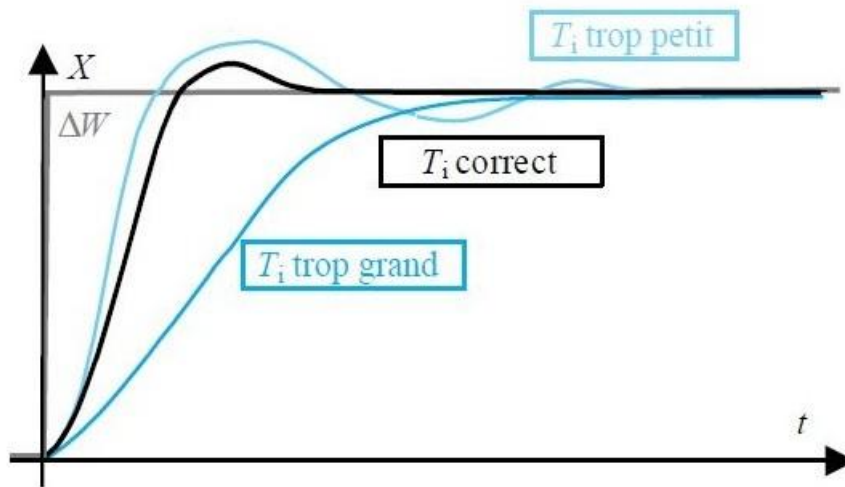


Figure I.23 : Influence de l'action intégrale.

Propriété :

$T_i$	Stabilité	Rapidité	Précision
Augmente	Augmente	diminue	Reste correcte

Tableau I.5 : Propriété de l'action intégrale.

#### I.4.3.3. Action dérivée

Est une action qui tient compte de la vitesse de variation de l'écart entre la consigne et la mesure, elle joue aussi un rôle stabilisateur, contrairement à l'action intégrale.

En effet, elle délivre une sortie qui varie proportionnellement à la vitesse de variation de l'écart  $\mathcal{E}$  :

$$Y(t) = T_d \frac{d\mathcal{E}(t)}{dt} \quad (I.23)$$

Avec  $T_d$  exprimé en minutes ou en secondes.

En discret, le terme dérivé peut être remplacé par :

$$Y(k) = \frac{T_d}{T_e} \cdot (\mathcal{E}(k) - \mathcal{E}(k - 1)) \quad (I.24)$$

En pratique, il est souhaitable de limiter l'action dérivée afin de ne pas amplifier les bruits hautes fréquences et de limiter l'amplitude des impulsions dues aux discontinuités de l'écart.

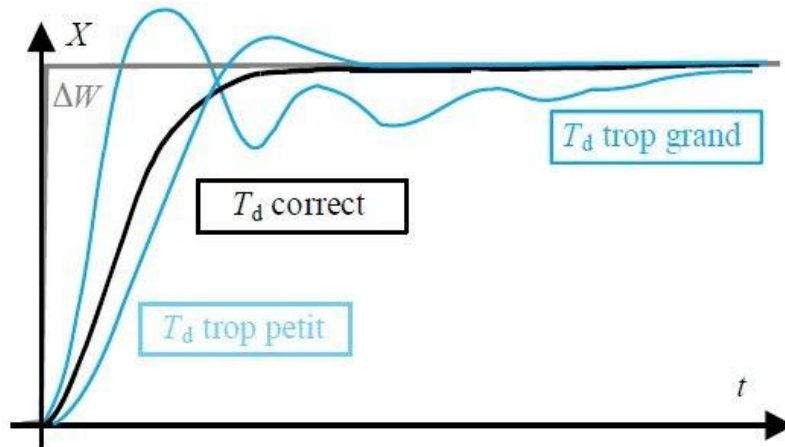


Figure I.24 : Influence de l'action dérivée.

Propriété :

$T_d$	Stabilité	Rapidité	Précision
Augmente	diminue	Augmente	Pas d'influence

Tableau I.6 : Propriété de l'action dérivée.

#### I.4.3.4.Action PI

Le correcteur intégral est en général associé au correcteur proportionnel, il élabore alors une commande qui peut être donnée par la relation suivante :

$$Y(t) = G_r \left( \mathcal{E}(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \mathcal{E}(t) dt \right) \quad (I.25)$$

Pour un régulateur intégral pur, le régime dynamique est relativement long. D'un autre côté, le régulateur proportionnel réagit immédiatement aux écarts de réglage mais il n'est pas en mesure de supprimer totalement l'erreur statique. La combinaison des actions proportionnelle et intégrale permet d'associer l'avantage du régulateur P, c'est-à-dire la réaction rapide à un écart de réglage, à l'avantage du régulateur I qui est la compensation exacte de la grandeur pilote.

#### I.4.3.5.Action Proportionnelle et dérivée

En générale, ne fonctionne pas en action dérivée pure. Mais on lui associe une action proportionnelle, son équation est donnée comme suite :

$$Y(t) = G_r \left( \mathcal{E}(t) + T_d \frac{d\mathcal{E}(t)}{dt} \right) \quad (I.26)$$

#### I.4.3.6.Action PID

L'action conjuguée PID permet une régulation optimale, en associant les avantages de chaque action : la composante P réagit à l'apparition d'un écart de réglage, la composante D s'oppose aux variations de la grandeur réglée et stabilise la boucle de régulation et la composante I

élimine l'erreur statique. Et c'est pour cela que ce type de correcteur est le plus utilisé en milieu industriel.

Il est donné par l'équation :

$$Y(t) = G_r \left( \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right) \quad (I.27)$$

D'une autre part la sortie des actions PID avec filtrage se calcule comme suit :

$$Y(t) = G_r \left( \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + \frac{T_d}{N} \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right) \quad (I.28)$$

**Remarque :** le coefficient N correspond au gain du modèle dérivé filtrée, il est introduit pour que la fonction de transfert soit réalisable.

#### I.4.4. Différentes structures du régulateur PID [3]

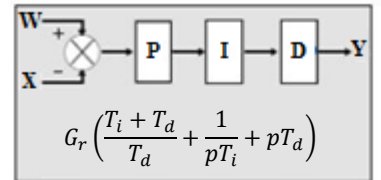
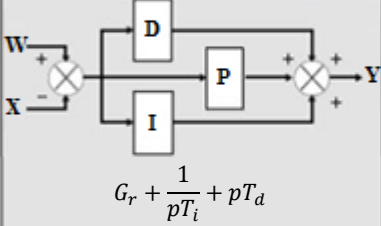
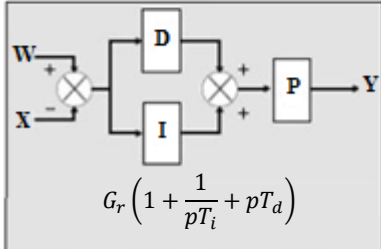
Structure du régulateur PID	Schéma et fonction de transfert
Série	 $G_r \left( \frac{T_i + T_d}{T_d} + \frac{1}{pT_i} + pT_d \right)$
Parallèle	 $G_r + \frac{1}{pT_i} + pT_d$
Mixte	 $G_r \left( 1 + \frac{1}{pT_i} + pT_d \right)$

Tableau I.7 : Différentes structures du régulateur PID.

#### I.5. Régulation numérique [4]

Le principe de la régulation numérique est identique à celui de la commande analogique. La structure du système bouclé reste la même dans les deux cas, mais les signaux nécessaires pour le traitement de l'information change, à cet effet on introduit des dispositifs électroniques qui permettent de transformer les signaux analogiques au numériques et vice versa.

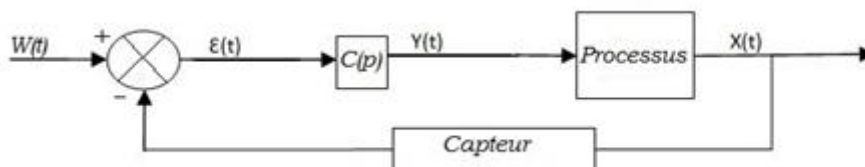


Figure I.25 : Boucle de régulation analogique.

Dans la chaîne de commande analogique le correcteur  $C(p)$  (PID, PI, PD...) produit le signal de commande  $Y(t)$ , cette dernière peut être produite par un ordinateur comme le montre la figure suivante (Figure I.26) :

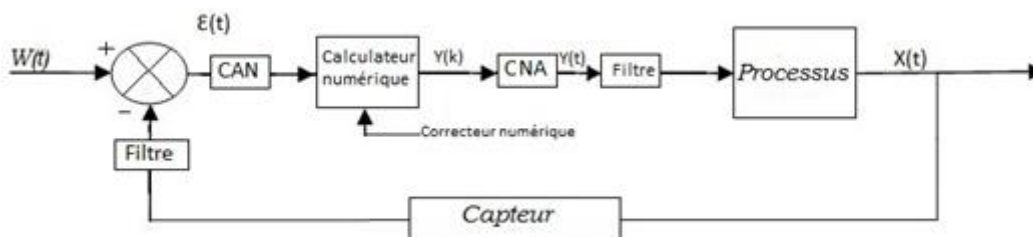


Figure I.26 : Boucle de régulation numérique.

A la sortie de l'ordinateur on doit avoir un CNA (convertisseur numérique analogique), le correcteur dans ce cas est réalisé sous forme d'un programme dans l'ordinateur. Le système numérique de fonction de transfert  $F(p) = \frac{X(z)}{W(z)}$ , le correcteur est alors représenté sous forme d'équation de récurrence qui lie  $Y(k)$  à  $\mathcal{E}(k)$ .

### I.5.1. Différence avec la régulation analogique

- Signal mesuré échantillonné et quantifié par un convertisseur analogique/numérique.
- Signal réglant fourni sous la forme d'une suite de nombres : obtention d'une tension de commande par un convertisseur numérique/analogique, le signal de commande résultant constant sur la période d'échantillonnage.

### I.5.2. Choix du pas d'échantillonnage

La fréquence d'échantillonnage  $f_e = \frac{1}{\Delta}$  est un paramètre essentiel à régler : elle correspond au nombre d'échantillons du signal que l'ordinateur peut prélever pendant une seconde d'acquisition.

Plus la fréquence d'échantillonnage est élevée et plus celui-ci sera capable de capter des phénomènes rapides. A titre d'exemple, une fréquence d'échantillonnage de 2 G éch/s pourra prélever un échantillon toutes les 500 Ps : c'est la période d'échantillonnage (1/ fréquence d'échantillonnage).

$\Delta$  ne doit pas être trop petit si non l'ordinateur consacre inutilement trop de temps aux systèmes qu'il pilote, en le corrigeant par petits coups souvent répétés, et il ne doit pas être

trop grand si non l'ordinateur ne recevra pas certaines informations importantes ce qui nous conduit à élaborer la loi de Shannon.

### I.5.3.Limites théoriques de Shannon, limites pratiques

Selon le théorème de Shannon, pour restituer fidèlement le signal après numérisation, il faut que la fréquence d'échantillonnage soit au moins égale au double de la fréquence maximale contenue dans le signal à numériser  $f_{ech} > 2f_{max}$ . Autrement dit, il faut prélever au moins deux échantillons pendant une période du signal pour pouvoir le restituer fidèlement, ce qui est un minimum en théorie. Mais, en pratique pour satisfaire à la condition de Shannon avec une bonne marge de sécurité on prendra :

$$\frac{T_{ech}}{25} < \Delta < \frac{T_{ech}}{5} \text{ soit } 5f_{ech} < \frac{1}{\Delta} < 25f_{ech} \quad (1.29)$$

### I.5.4.Filtrage des signaux

En toute rigueur chaque fois qu'un signal est échantillonné il faudrait faire précéder le convertisseur numérique d'un filtre analogique anti-repliement éliminant physiquement toutes les composantes du signal. En général la fréquence de coupure du filtre est de l'ordre de  $f_h$ .

### I.5.5.Application aux boucles d'asservissement

Après le bouclage on obtient une fonction de transfert du 1<sup>er</sup> ou du 2<sup>ème</sup> ordre. Il est facile de définir une plage convenable pour la valeur du pas d'échantillonnage  $\Delta$ .

#### a) Système du 1<sup>er</sup> ordre

$$G(p) = \frac{1}{1 + \theta p}$$

$$f_h = f_c = \frac{1}{2\pi\theta}, \text{ donc } T_{ech} = 2\pi\theta \simeq 6.3\theta$$

$$\text{En remplaçant } T_{ech} \text{ dans (1.29)} \quad \frac{6.3\theta}{25} < \Delta < \frac{6.3\theta}{5}$$

$$\text{On obtient } 0.25 < \frac{\Delta}{\theta} < 1.25 \quad (1.30)$$

On prend  $\frac{\Delta}{\theta}$  voisin de 1.

#### b) Système du 2<sup>ème</sup> ordre

$$G(p) = \frac{1}{1 + 2h\frac{p}{w_n} + \left(\frac{p}{w_n}\right)^2} \quad (1.31)$$

$$f_h = f_c = \frac{w_n}{2\pi}, \text{ donc } T_{ech} = \frac{2\pi}{w_n}$$

En remplaçant dans (1.29) 
$$\frac{2\pi}{25w_n} < \Delta < \frac{2\pi}{5w_n}$$

On obtient  $0.25 < \Delta w_n < 1.25$

On prend  $\Delta w_n$  voisin de 1.

### I.5.6. Programme numérique d'un PID sous le microcontrôleur

La loi de régulation PID utilisée par le microcontrôleur a la forme suivante :

$$Y(k) = G_r \varepsilon(k) + Y(k-1) + \frac{T_e}{T_i} \varepsilon(k) + \frac{T_d}{T_e} [\varepsilon(k) - \varepsilon(k-1)] \quad (1.32)$$

$G_r$  : Gain proportionnel.

$T_i$  : Constante de temps intégrale.

$T_e$  : Période d'échantillonnage.

$T_d$  : Constante de temps dérivée.

$\varepsilon(k)$  : L'écart (consigne-mesure).

### I.6.Sélection du régulateur

Il se peut que dans certaines installations de régulation, d'utiliser qu'une ou deux actions. On sélectionne le type de régulateur en déterminant la valeur des paramètres comme suit :

On doit indiquer la valeur infinie pour le temps d'intégration si on a besoin d'éliminer l'action intégrale.

On doit indiquer la valeur 0 pour le temps de dérivation si on a besoin d'éliminer l'action dérivée.

Si on a besoin d'éliminer l'action proportionnelle on doit indiquer la valeur 0 pour le gain  $G_r$ . Comme  $G_r$  est un coefficient dans les équations intégrale et dérivée, mettre le gain à 0 entraîne l'utilisation de la valeur 1 comme gain dans le calcul des actions intégrale et dérivée.

### I.7.Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre que l'identification d'un système dynamique réel revient à déterminer son modèle. Nous avons présenté les principaux éléments des systèmes asservis en boucle ouverte et en boucle fermée, l'influence des perturbations externes, ainsi l'utilité de la commande pour un système donné.

Nous avons aussi donné les différentes structures du régulateur PID, ainsi l'utilité de chaque action. Enfin, la présentation du PID numérique a été présenté.

# Chapitre II

## *MODELISATION DU MOTEUR A COURANT CONTINU*

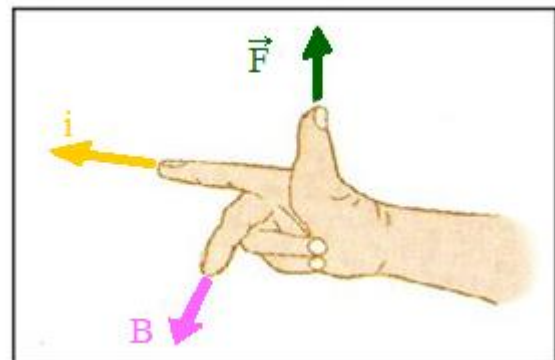
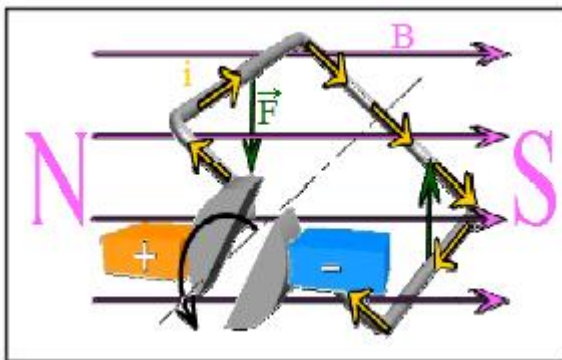
## II.1. Introduction

L'évolution des technologies a conduit à utiliser des machines nécessitant des vitesses de rotation précises et variables pour l'entraînement d'engins industriels, systèmes robotique, etc. Dans notre étude, on s'intéresse aux moteurs à courant continu, car ils offrent une utilité dans plusieurs applications. Les moteurs à courant continu ont été les seuls aptes à offrir une vitesse variable, comme dans le domaine de la robotique. Ils ont fait des améliorations dans nombreuses applications, et beaucoup de produits commercialisés aujourd'hui sont à base des machines à courant continu.

## II.2. Description d'un moteur à courant continu [2]

Un moteur à courant continu est un convertisseur de puissance :

- Soit il convertit l'énergie électrique absorbée en énergie mécanique lorsqu'il est capable de fournir une puissance mécanique suffisante pour démarrer puis entraîner une charge en mouvement. On dit alors qu'il fonctionne en moteur.
- Soit il convertit l'énergie mécanique reçue en énergie électrique lorsqu'il subit l'action d'une charge entraînant. On dit alors qu'il fonctionne en génératrice.



A- Barre parcouru par un courant  $I$  dans un champ d'induction  $\vec{B}$

B- Règle des trois doigts de la main droite

Figure II.1 : Force de Laplace (électromagnétique).

La force de Laplace  $\vec{F}$  est toujours perpendiculaire au courant électrique  $\vec{I}$  et au vecteur d'induction magnétique  $\vec{B}$ .

$$\vec{F} = \vec{I} \cdot l \wedge \vec{B} \quad (II.1)$$

Le principe de fonctionnement du moteur à courant continu est l'application de la loi de Laplace. Cette force engendre un couple pour entraîner le moteur en rotation.

### II.3. Constitution du moteur à courant continu [3]

Un moteur électrique à courant continu est constitué de trois parties principales:

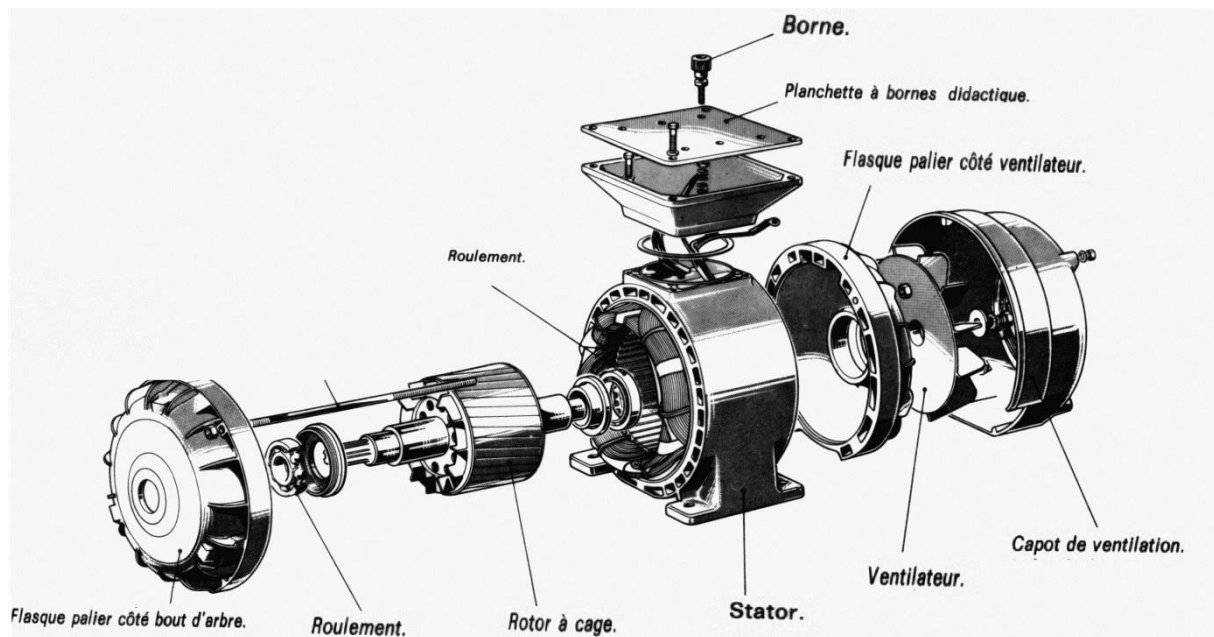


Figure II.2 : Constitution d'un moteur à courant continu.

#### II.3.1. Inducteur (stator)

Situé sur la partie fixe du moteur, il est à l'origine de la circulation d'un flux magnétique longitudinal fixe créé soit par des enroulements statorique (bobinage) soit par des aimants permanents. À l'arrière du stator, se trouve la partie porte balais qui assure les contacts électriques avec le rotor.

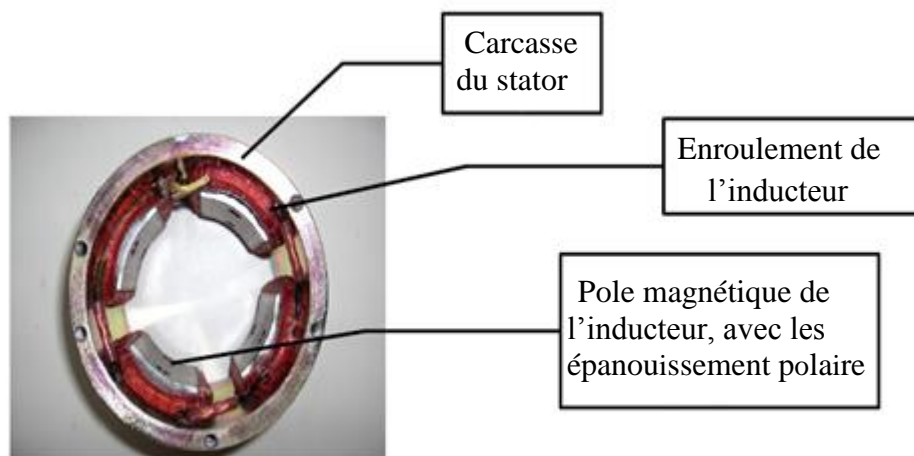


Figure II.3 : Stator du moteur.

### II.3.2. Induit (rotor)

bobiné relié à un collecteur rotatif inversant la polarité dans chaque enroulement rotorique au moins une fois par tour de façon à faire circuler un flux magnétique transversal en quadrature avec le flux statorique.



Figure II.4 : Rotor du moteur.

### II.3.3. Collecteur

Il est constitué de lames de cuivre isolées entre elles et disposées de sorte à former un cylindre. Sur chacune d'entre elles sont soudés le départ et le retour d'une section d'enroulement. Le collecteur est donc un commutateur mécanique qui inverse le sens du courant dans les conducteurs qui franchissent la ligne neutre.

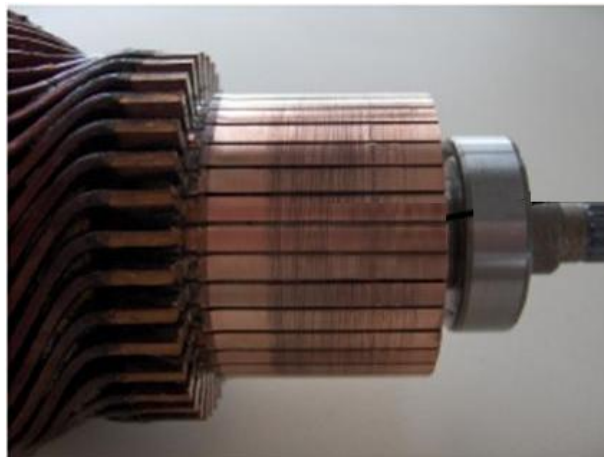


Figure II.5 : Collecteur du moteur.

### II.3.4. Balais et porte balais

Les balais assurent le passage du courant électrique entre l'alimentation et les bobinages de l'induit sous forme d'un contact par frottement. Ils sont faits généralement en graphite. Le porte balais assure la fixation du balai sur le collecteur.

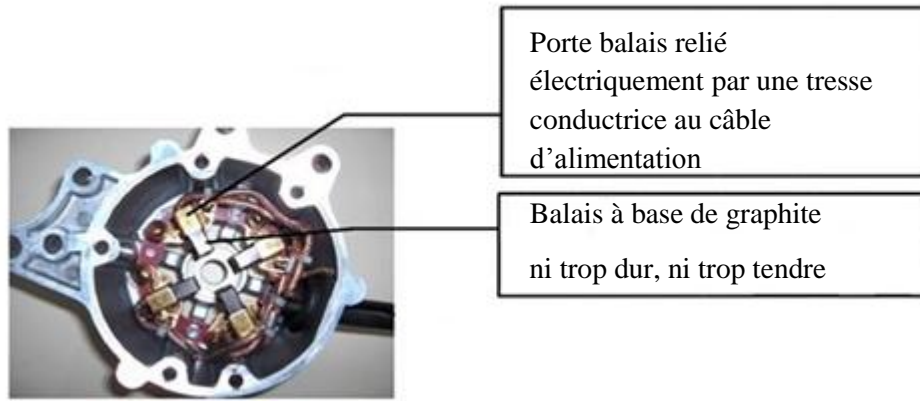


Figure II.6 : Balais et porte-balais.

**II.4. Différents modes d'excitations [4]**

Les moteurs à courant continu se différencient par la manière dont on fournit le courant d'excitation. Les différents cas possibles sont :

**II.4.1. Moteur à excitation séparée**

Ce mode d'excitation nécessite deux sources d'alimentations distinctes. L'alimentation de l'enroulement inducteur est prise sur une source indépendante de la source principale. On change le sens de rotation en permutant les bornes de l'induit ou de l'inducteur. Le circuit électrique est représenté par la figure suivante :

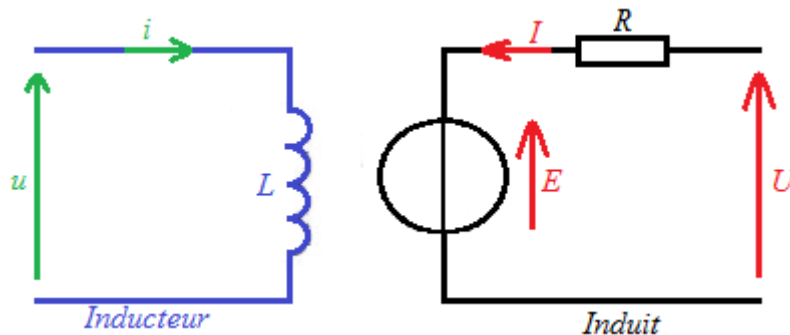


Figure II.7 : Modélisation électrique d'un Moteur à excitation séparée.

Domaine d'application :

Particularités	Emplois
Induit et inducteur sont alimentés sous des tensions continues différentes Exemple: induit =400 V, inducteur=190 V.	Entraînement de machines-outils.

Tableau II.1 : Particularités et emplois d'un moteur à excitation séparée.

**II.4.2. Moteur à excitation shunt (Dérivée)**

L'enroulement d'excitation est connecté en parallèle sur l'alimentation du moteur, il possède les mêmes propriétés que le moteur à excitation séparée du fait que, dans les deux cas,

l'inducteur constitue un circuit extérieur à celui de l'induit. Le circuit électrique est représenté par la figure suivante :

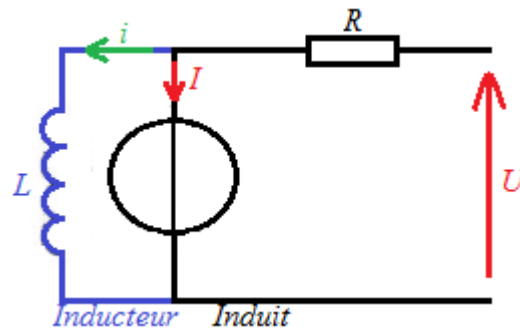


Figure II.8 : Modélisation électrique d'un Moteur à excitation shunt.

Domaine d'application :

Particularités	Emplois
Inversion du sens de rotation fait appel au même principe que pour le moteur à excitation séparée.	appareils de levage et de manutention .

Tableau II.2 : Particularités et emplois d'un moteur à excitation shunt.

#### II.4.3. Moteur à excitation série

Le circuit d'excitation est placé en série avec l'induit du moteur. Sa particularité est d'avoir un inducteur qui est traversé par le même courant. L'inducteur possède donc une résistance plus faible que celle des autres types de machines. L'inducteur est en série avec l'induit : une seule source d'alimentation suffit. On change le sens de rotation en permutant les connexions de l'induit et de l'inducteur. Le circuit électrique est représenté par la figure suivante :

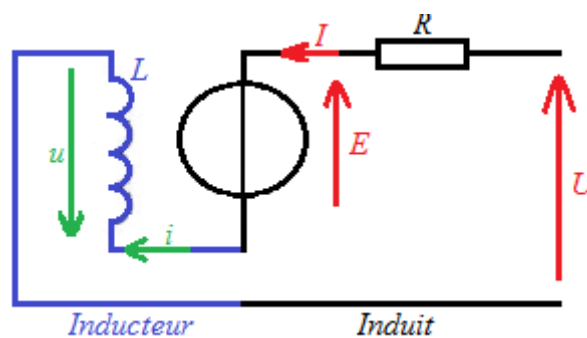


Figure II.9 : Modélisation électrique d'un Moteur à excitation série.

Domaine d'application :

Particularités	Emplois
Inversion du sens de rotation est obtenue par l'inversion de l'alimentation de l'induit ou de l'inducteur.	Ce type de moteur équipait les premières versions des motrices T.G.V.

Tableau II.3 : Particularités et emplois d'un moteur à excitation série (universel).

**II.4.4. Moteur à excitation Composée (mixte)**

C'est une combinaison des excitations shunt et série, on peut réaliser un compound additif (Si les flux des deux enroulements s'additionnent) ou soustractif (dans le cas contraire).

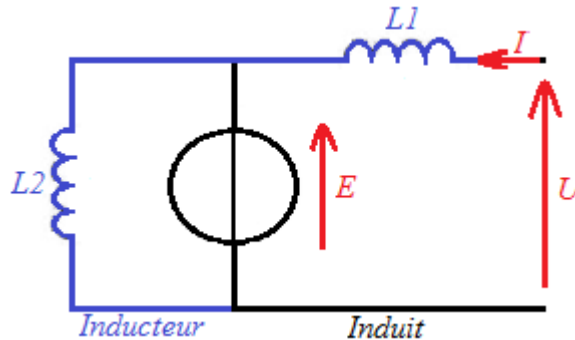


Figure II.10 : Modélisation électrique d'un Moteur à excitation composée.

Domaine d'application :

Particularités	Emplois
Ce moteur se distingue par le fait qu'il comporte deux circuits inducteurs.	Pratiquement ce moteur n'est plus utilisé.

Tableau II.4 : Particularités et emplois d'un moteur à excitation composé.

**II.5. Bilan de puissance et rendement**

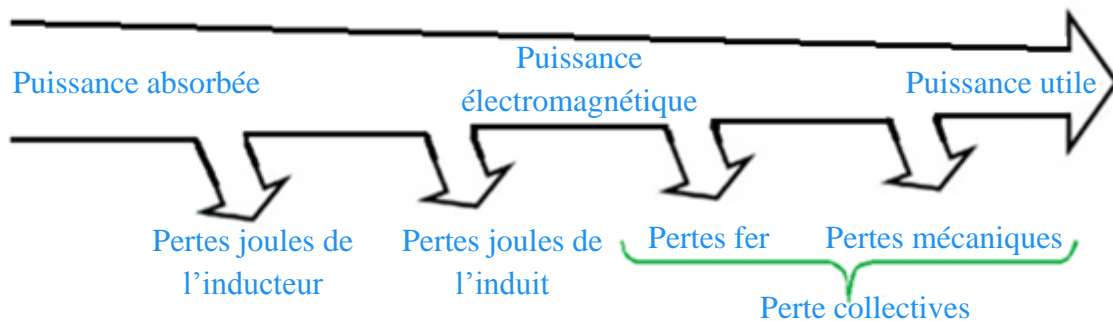


Figure II.11 : Bilan de puissances et rendement.

$$P_a = U \cdot I + u \cdot i \tag{II.2}$$

$$P_{em} = E \cdot I = C_{em} \cdot \Omega \tag{II.3}$$

$$P_u = C_u \cdot \Omega \tag{II.4}$$

$$P_{je} = u \cdot i = r \cdot i^2 \tag{II.5}$$

$$P_j = R \cdot I^2 \tag{II.6}$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - (P_{je} + P_j + P_c)}{P_a} \tag{II.7}$$

Avec :

$P_a$  : Puissance absorbée (Watt).

$P_{em}$  : Puissance électromagnétique(Watt).

$P_u$  : Puissance utile(Watt).

$P_{je}$  : perte joule de l'inducteur(Watt).

$P_j$  : Pertes joule de l'induit(Watt).

$P_c$  : Pertes collectives (Watt).

$\eta$  : Rendement.

$C_u$  : Couple utile (N.m).

$C_{em}$  : Couple électromagnétique(N.m).

$\Omega$  : Vitesse de rotation (rad/s).

### Remarque

Les pertes mécaniques correspondent à des frottements sur l'arbre et éventuellement à la ventilation dans la machine. Les pertes fer sont liées à des variations de flux locales occasionnant des courants de Foucault et perte dû à l'hystérésis. Ces pertes vont dépendre de la vitesse de rotation de la machine.

## II.6. Modélisation d'un moteur à courant continu

Soit le schéma électrique et mécanique ci-dessous :

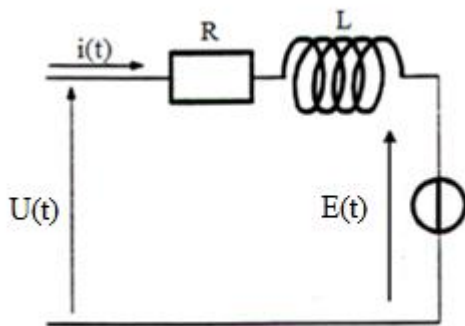


Schéma électrique

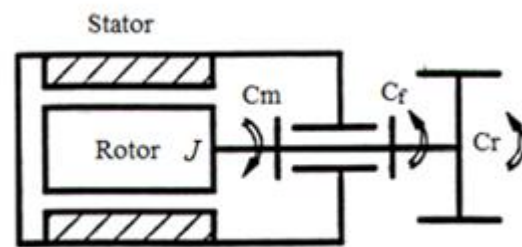


Schéma cinématique

Figure II.12 : Schémas équivalents (électrique et mécanique).

Un moteur électrique à courant continu est régi par les équations physiques découlant de ses caractéristiques électriques, mécaniques et magnétiques.

D'après la loi de Newton, combiné à des lois de Kirchhoff, on peut écrire les équations différentielles suivantes:

**a. Dans le domaine temporel :**

$$U(t) = RI(t) + L \frac{dI(t)}{dt} + E(t) \quad (II. 8)$$

$$E(t) = K_e \omega(t) \quad (II. 9)$$

D'après la loi fondamentale de la dynamique :

$$C_m(t) - C_f(t) - C_r(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (II. 10)$$

$$C_m(t) = K_m \cdot I(t) \tag{II. 11}$$

$$C_f(t) = K_f \omega(t) \tag{II. 12}$$

U(t) : Tension aux bornes de l'induit (V).

E(t): Force contre électromotrice (V).

I(t) : Courant de l'induit (A).

$\omega(t)$ : Vitesse de rotation du rotor (rad/s).

$C_m$  : Couple moteur (N.m).

$C_r$  : Couple résistant (N.m).

J : Moment d'inertie de l'axe du rotor (Kg.m<sup>2</sup>).

$K_m$ : Constante de couple (Nm/A).

R : Résistance électrique de l'induit ( $\Omega$ ).

L : Inductance du rotor (mH).

$C_f$  : Couple de frottements (N.m).

$K_e$  : Constante électromagnétique caractéristique du moteur  $K_e = \frac{pN}{2\pi a} \Phi$  en V. S / rad

a : Nombre de voies d'enroulements

P : Nombre de paires de pôles.

N : Nombre de conducteur actif

$\Phi$  : Flux utile par pôles (Wb).

$K_f$ : Coefficient de frottement visqueux (N.m.rad<sup>-1</sup>.s).

**b. Dans le domaine de Laplace :**

$$U(P) = (R + LP) \cdot I(P) + E(P) \tag{II. 13}$$

$$E(P) = K_e \cdot \Omega(P) \tag{II. 14}$$

$$C_f(P) = K_f \cdot \Omega(P) \tag{II. 15}$$

$$C_m(P) = K_m \cdot I(P) \tag{II. 16}$$

$$C_m(P) - C_f(P) - C_r(P) = J \cdot P \cdot \Omega(P) \tag{II. 17}$$

A l'aide des relations suivantes, on peut construire le diagramme fonctionnel du moteur (figure. II.13):

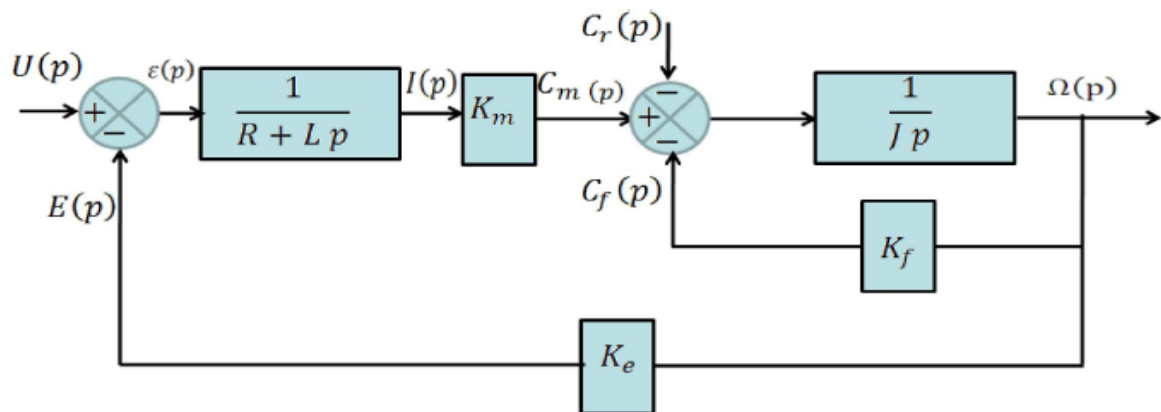


Figure II.13 : Diagramme fonctionnel du moteur à courant continu.

Calculons  $S_1(P)$ , en posant  $C_r(P) = 0$

$$S_1(P) = \frac{K_m}{(R + LP)(K_f + J.P) + K_m K_e} U(P) \quad (II.18)$$

Calculons  $S_2(P)$ , en posant  $U(P) = 0$

$$S_2(P) = \frac{(R + LP)}{(R + LP)(K_f + J.P) + K_m K_e} C_r(P) \quad (II.19)$$

La fonction de transfert totale est :

$$S_t(P) = \frac{K_m}{(R + LP)(K_f + J.P) + K_m K_e} U(P) + \frac{(R + LP)}{(R + LP)(K_f + J.P) + K_m K_e} C_r(p) \quad (II.20)$$

Position :

$$\Omega(P) = P\theta(P) \quad (II.21)$$

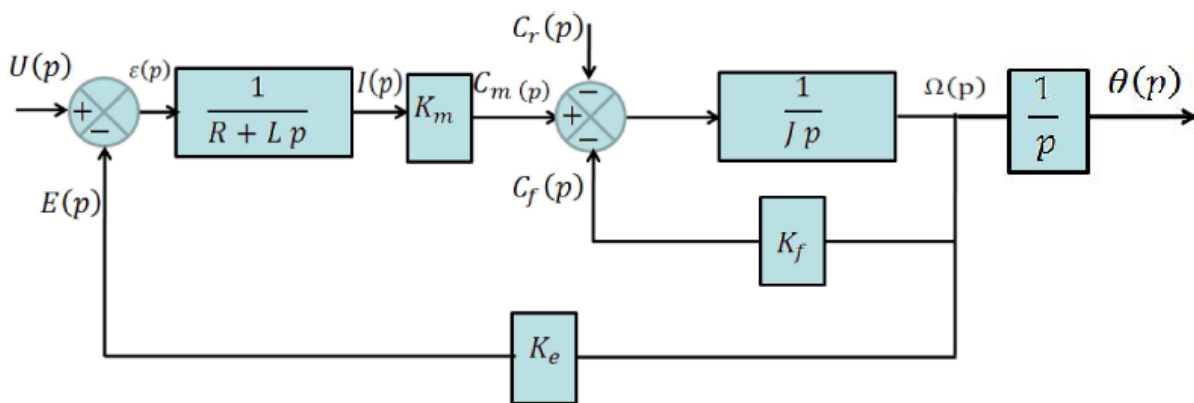


Figure II.14 : Diagramme fonctionnel du moteur à courant continu.

## II.7. Réducteurs

Les moteurs électriques conventionnels n'existent que sous la forme d'actionneurs rotatifs. Or le mouvement des machines exige en majorité des mouvements linéaires, des mouvements rotatifs plus lents, c'est la raison pour laquelle la plupart des moteurs électriques sont utilisés avec un ou plusieurs réducteurs ou d'autres systèmes d'accouplement.

Les réducteurs se différencient suivant leurs sorties, c'est-à-dire rotative ou linéaire.

### II.7.1. Réducteurs rotatifs-rotatifs

Pour les accouplements rotatif-rotatif, l'axe de sortie peut être en ligne avec l'axe d'entrée, décalé mais parallèle avec l'axe d'entrée ou coudé à 90 degrés, ou à un angle quelconque.

Une grande partie des réducteurs rotatifs-rotatifs sont réversibles, ce qui signifie que la charge peut, elle aussi, entraîner l'ensemble et faire tourner le moteur. Parmi les difficultés d'utilisation des réducteurs à pignons, il faut relever la précision d'alignement de leurs axes, ainsi que l'apparition de forces radiales et axiales qui provoquent une charge supplémentaire

des paliers. Certains réducteurs présentent des frottements tels qu'ils ne peuvent fonctionner que dans un sens.

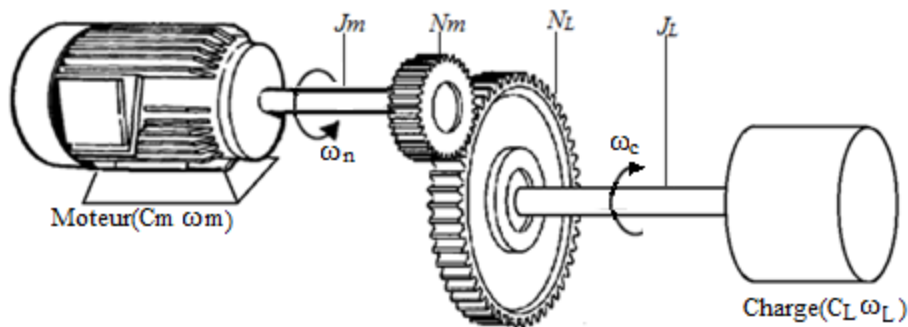


Figure II.15 : Schéma d'un réducteur rotatif-rotatif.

Pour calculer la vitesse

$$\omega_L = \frac{N_m}{N_L} \omega_M \quad (II.22)$$

Pour calculer les couples

$$C_L = \frac{N_L}{N_m} C_m \quad (II.23)$$

Pour calculer l'inertie de la charge

$$J_e = J_m + \left(\frac{N_m}{N_L}\right)^2 \cdot J_L \quad (II.24)$$

$\omega_m$  : Vitesse de rotation du moteur (rad/s).

$C_L$  : Couple de la charge (N.m).

$J_L$  : Moment d'inertie à l'axe du réducteur ( $\text{Kg.m}^2$ ).

$C_m$  : Couple moteur (N.m).

$\omega_L$  : Vitesse de rotation de la charge (rad/s).

$N_L$  : Nombre de dents de la grande roue

$J_m$  : Moment d'inertie à l'axe du moteur ( $\text{Kg.m}^2$ ).

$N_m$  : Nombre de dent de la petite poulie

### II.7.2. Réducteurs rotatifs-linéaire

Pour les accouplements rotatif-linéaire, l'axe du mouvement linéaire de la sortie peut être perpendiculaire à l'axe d'entrée (crémaillère, treuil) ou en ligne avec l'axe d'entrée (vis, vis à billes, vis à rouleaux).

Une grande partie des réducteurs rotatifs-linéaires sont réversibles. Même les réducteurs à vis à billes peuvent être mis en rotation en déplaçant le mobile linéaire. Dans certains cas, un réducteur rotatif-linéaire peut être combiné à un réducteur rotatif-rotatif.

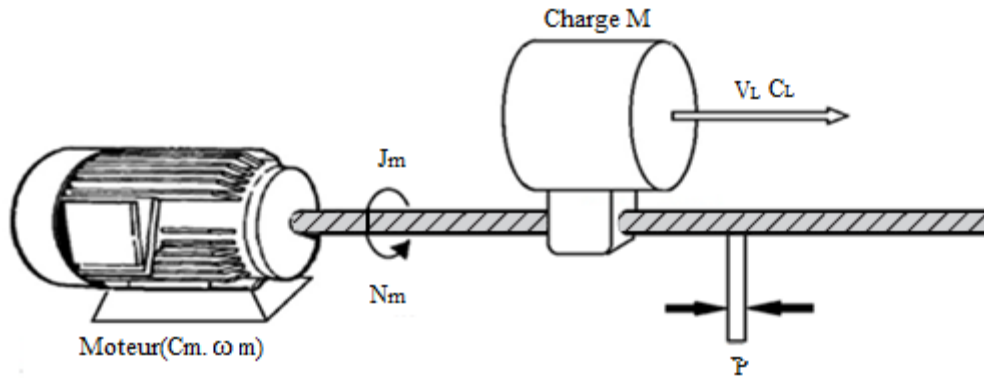


Figure II.16 : Schéma d'un réducteur rotatif-linéaire.

Pour calculer la vitesse

$$V_L = \frac{N_m \cdot P}{2\pi} \omega_m \quad (II.25)$$

Pour calculer la rotation entre le couple moteur et la force linéaire

$$C_L = \frac{2\pi}{N_m \cdot P} C_m \quad (II.26)$$

Pour calculer l'inertie de la charge

$$J_e = J_m + \left( \frac{N_m \cdot P}{2\pi} \right)^2 \cdot M \quad (II.27)$$

$C_m$  : Couple moteur (N.m).

$\omega_m$  : Vitesse de rotation du moteur (rad/s).

$J_m$  : Moment d'inertie du rotor ( $\text{Kg} \cdot \text{m}^2$ ).

$P$  : Pas.

$N_m$  : Nombre de pas de l'axe.

$M$  : Charge (Kg).

$C_L$  : Couple de la charge (N.m).

$V_L$  : Vitesse de la charge (rad/s).

### II.7.3. Réducteurs par courroie

Certains réducteurs font appel à une courroie lisse. Le rapport de réduction n'est plus rigoureusement exact, puisque la transmission des forces entre poulie et courroie se fait surtout par adhérence.

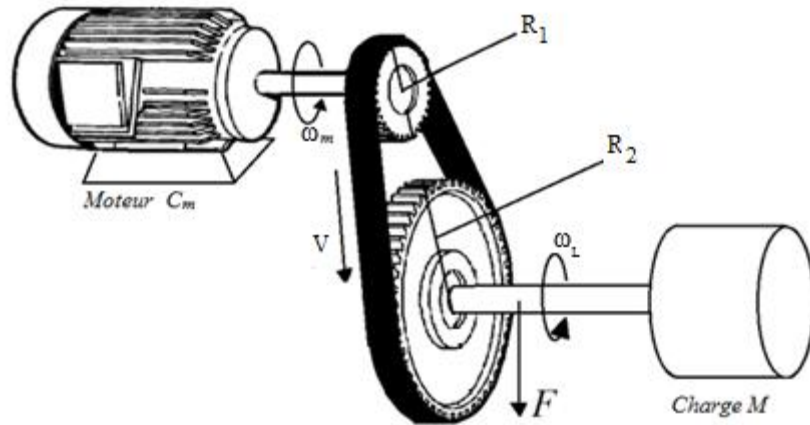


Figure II.17 : Schéma d'une réduction par courroie.

Pour calculer le rapport de réduction

$$r = \frac{R_2}{R_1} \quad (II. 28)$$

Pour calculer la vitesse

$$\omega_m = \frac{V}{R_2} \quad (II. 29)$$

Pour calculer l'inertie de la charge

$$J_e = j_m + \frac{1}{4} M \cdot R_2^2 \quad (II. 30)$$

Pour calculer le couple appliqué sur la charge

$$C_L = R_2 \cdot F \quad (II. 31)$$

Pour calculer la relation entre le couple moteur et le couple de la charge

$$C_m = \frac{C_L}{r} \quad (II. 32)$$

$\omega_m$  : Vitesse de rotation à la sortie du moteur (rad/s).  $J_m$  : Moment d'inertie du rotor (Kg.m<sup>2</sup>).

$R_2$  : Rayon de la grande roue (cm).

$R_1$  : Rayon de la petite poulie (cm).

$r$  : Rapport de réduction.

$F$  : Force (N).

$\omega_L$  : Vitesse de rotation à la sortie du réducteur (rad/s)

## II.8. Hacheurs

Un hacheur est un convertisseur continu-continu qui permet le réglage du transfert d'énergie entre une source continue et la charge. Cette source et cette charge peuvent être soit de nature capacitive (source de tension continu), soit de nature inductive (source de courant).

Les hacheurs sont employés principalement pour réaliser des alimentations continues à partir d'une source continue ou d'une batterie, dans le but d'alimenter un moteur à courant continu.

Il en découle trois (03) type des hacheurs :

### II.8.1. Hacheurs directs

Qui associent deux sources de nature différentes, ils se divisent en deux types

**A- Hacheur série :** baptisé aussi buck, Doum, abaisseur ou dévolteur.

Un hacheur série permet de réaliser une conversion DC/DC en abaissant le niveau de tension d'entrée.

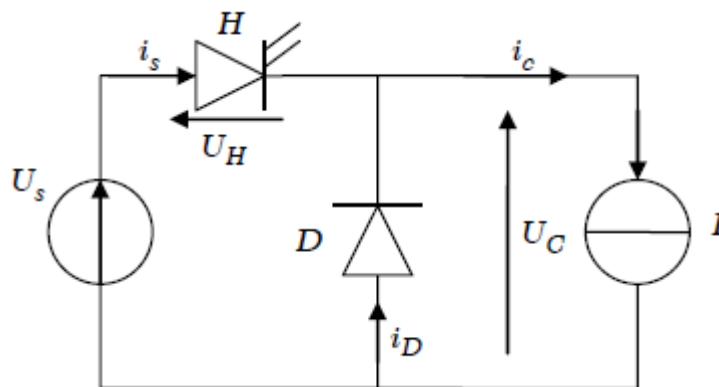


Figure II.18 : Schéma d'un hacheur série.

H est un interrupteur commandé (thyristor) permettant de contrôler la puissance fournie par la source, assimilée à un générateur de tension de f.e.m.  $U_s$ , à la charge, assimilée à un générateur de courant de c.e.m.

On note  $T$  la période de commutation et  $\alpha$  le rapport cyclique.

$$\alpha = \frac{T_{on}}{T}$$

**Si  $0 < t < \alpha T$ : H fermé et D ouvert.**

**Si  $\alpha T < t < T$ : H ouvert et D fermé.**

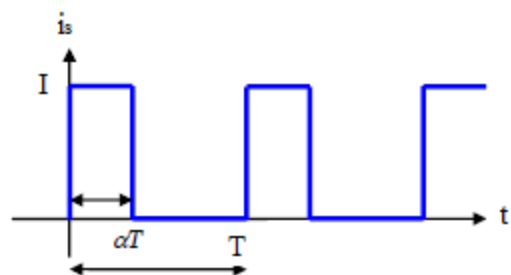


Figure II.19 : Chronogramme de fonctionnement.

On en déduit les chronogrammes des diverses grandeurs électriques du hacheur dévolteur.

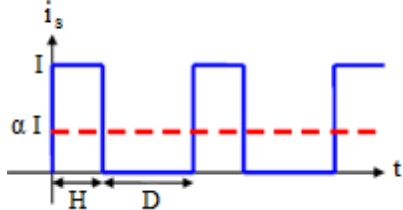
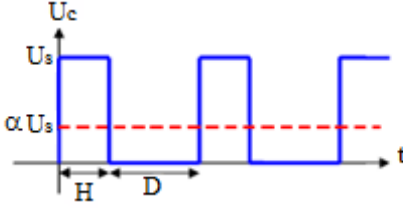
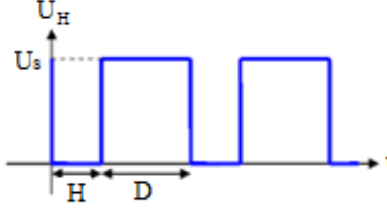
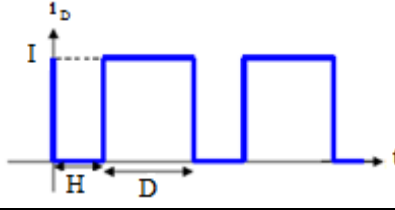
Chronogramme du courant traversant l'interrupteur commandé H.	
Chronogramme de la tension aux bornes de la charge (ou aux bornes de la diode).	
Chronogramme de la tension aux bornes de l'interrupteur commandé H.	
Chronogramme du courant traversant la diode D.	

Tableau II.5 : Chronogrammes des diverses grandeurs électriques du hacheur dévolteur.

▪ **En valeurs moyennes**

$$I_s = \alpha I \quad (II. 33)$$

$$U_c = \alpha U_s \quad (II. 34)$$

▪ **Bilan de puissances**

Puissance moyenne reçue par la charge :

$$P_c = U_c i_c = I U_c = \alpha U_s I \quad (II. 35)$$

Puissance moyenne fournie par la source :

$$P_s = U_s i_s = U_s I = \alpha U_s I \quad (II. 36)$$

**B- Hacheur parallèle :** baptisé aussi Boost, élévateur, up ou survolteur.

Dans ce hacheur, la tension moyenne de sortie est supérieure à la tension d'entrée, d'où son nom. Cette structure demande un interrupteur commandé à l'amorçage et au blocage (bipolaire, MOS, IGBT...) et une diode (amorçage et blocage spontanés).

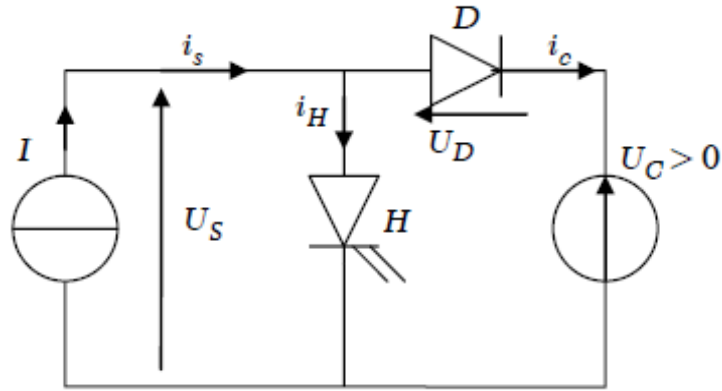


Figure. II.20 : Schéma d'un hacheur parallèle.

H est un interrupteur commandé et D une diode qui permet de transférer de la puissance de la source, assimilée à un générateur de courant de c.e.m.  $I$ , à la charge, assimilée à un générateur de tension de f.e.m.  $U_c$ , supposée positive.

Supposons que l'on ait pour H le chronogramme suivant :

**Si  $0 < t < \alpha T$ : H fermé et D ouvert.**

(En effet, si H conduit :  $u = 0$ . d'où  $U_D = -U_c < 0$ )

**Si  $\alpha T < t < T$ : H ouvert et D fermé**

(Par continuité du courant dans la source de courant).

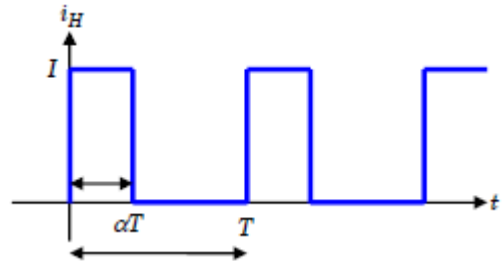


Figure II.21 : Chronogramme de H.

D'où les chronogrammes suivants :

<p>Chronogramme de la tension aux bornes de la source (ou aux bornes de l'interrupteur commandé).</p>	
<p>Chronogramme du courant traversant la charge (ou celui traversant la diode D).</p>	

Tableau II.6 : Chronogrammes des diverses grandeurs électriques du hacheur survolteur.

- **En valeur moyenne**

$$i_c = (1 - \alpha)I \quad (II.37)$$

$$U_s = (1 - \alpha)U_c \quad (II.38)$$

- **Bilan de puissances**

$$P_c = U_c I = i_c U_c = (1 - \alpha)U_c I \quad (II.39)$$

$$P_s = U_s i_s = U_s I = 1 - \alpha U_c I \quad (II.40)$$

## II.8.2. Hacheurs à accumulation

Qui associent deux sources de même nature, ils se divisent en deux types.

### A- Hacheur à stockage inductif : baptisé aussi Buck-boost ou Up-down.

Ce type de hacheur permet de relier deux sources de tension, par l'intermédiaire d'une bobine (équivalente à une source de courant), qui doit accumuler, puis restituer au récepteur l'énergie délivrée par le générateur, suivant le schéma de principe ci-dessous :

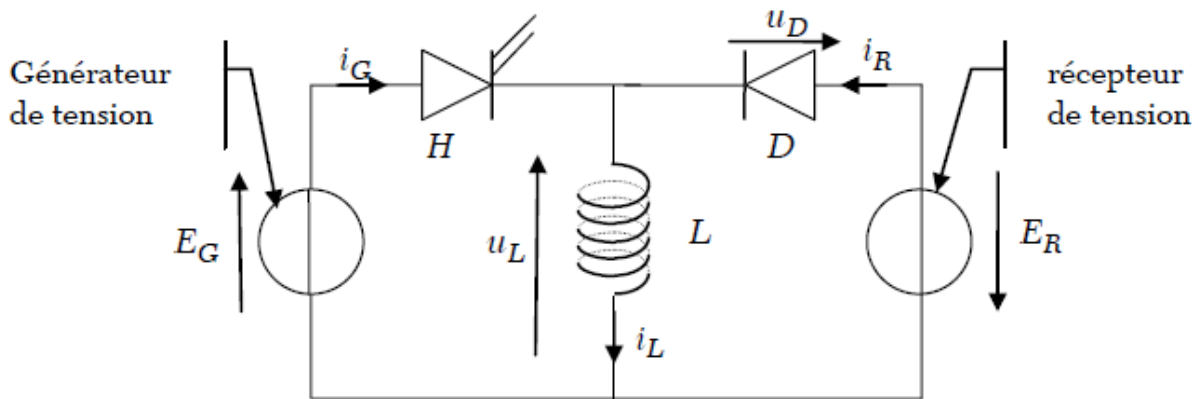


Figure. II.22 : Schéma d'un hacheur à stockage inductif.

- **En valeur moyenne**

$$E_R = \frac{\alpha}{1 - \alpha} E_G \quad (II.41)$$

$$i_G = \frac{\alpha}{1 - \alpha} i_R \quad (II.42)$$

### B- Hacheur à stockage capacitif

Ce type de hacheur permet de relier deux sources de courant, par l'intermédiaire d'un condensateur (équivalent à une source de tension), qui doit accumuler, puis restituer au récepteur l'énergie délivrée par le générateur, suivant le schéma de principe ci-dessous :

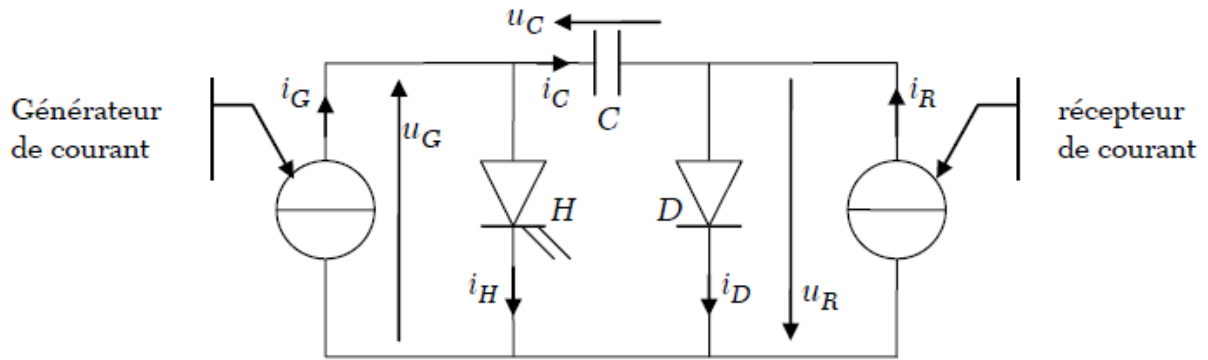


Figure II.23 : Schéma d'un hacheur à stockage capacitif.

On suppose que la tension aux bornes de C ne s'annule jamais (régime de conduction continu) et que  $i_G$  et  $i_R$  sont positifs (sources unidirectionnelles).

	<b>H ouvert (<math>\alpha T &lt; t &lt; T</math>)</b>	<b>H fermé (<math>0 &lt; t &lt; \alpha T</math>)</b>
<b>D bloquée</b>	$i_G = i_C = -i_R$ <b>impossible car</b> $i_G$ et $i_R > 0$ .	$u_G = 0, u_C = u_R > 0$ $i_D = 0, i_C = -i_R$
<b>D passante</b>	$u_R = 0, u_G = u_C$ $i_D = i_G + i_R > 0$ , et $i_C = i_G$	$u_C = 0, u_R = 0$ $u_G = 0, i_C = 0$ <b>Impossible</b>

Tableau I I.7 : Etats des interrupteurs et points de fonctionnement.

- Si  $0 < t < \alpha T$ : phase H fermé et D bloquée. On a :

$$u_C = -\frac{i_R}{C}t + u_C(0) \tag{II.43}$$

- Si  $\alpha T < t < T$ : phase H ouvert et D passante. On a :

$$u_C = \frac{i_G}{C}(t - \alpha T) + u_C(\alpha T) \tag{II.44}$$

La tension  $u_C$  est T - périodique. Ainsi :  $u_C(0) = u_C(T)$

La tension  $u_C$  est continue. Donc :  $u_C(\alpha T^-) = u_C(\alpha T^+)$

$$\text{Soit } \begin{cases} u_C(\alpha T) = -\frac{i_R}{C} \alpha T + u_C(0) \\ u_C(T) = \frac{i_G}{C} (1 - \alpha)T + u_C(\alpha T) \end{cases}, \text{ qui conduit à : } i_G = \frac{\alpha}{1-\alpha} i_R \tag{II.45}$$

D'où les chronogrammes suivants :

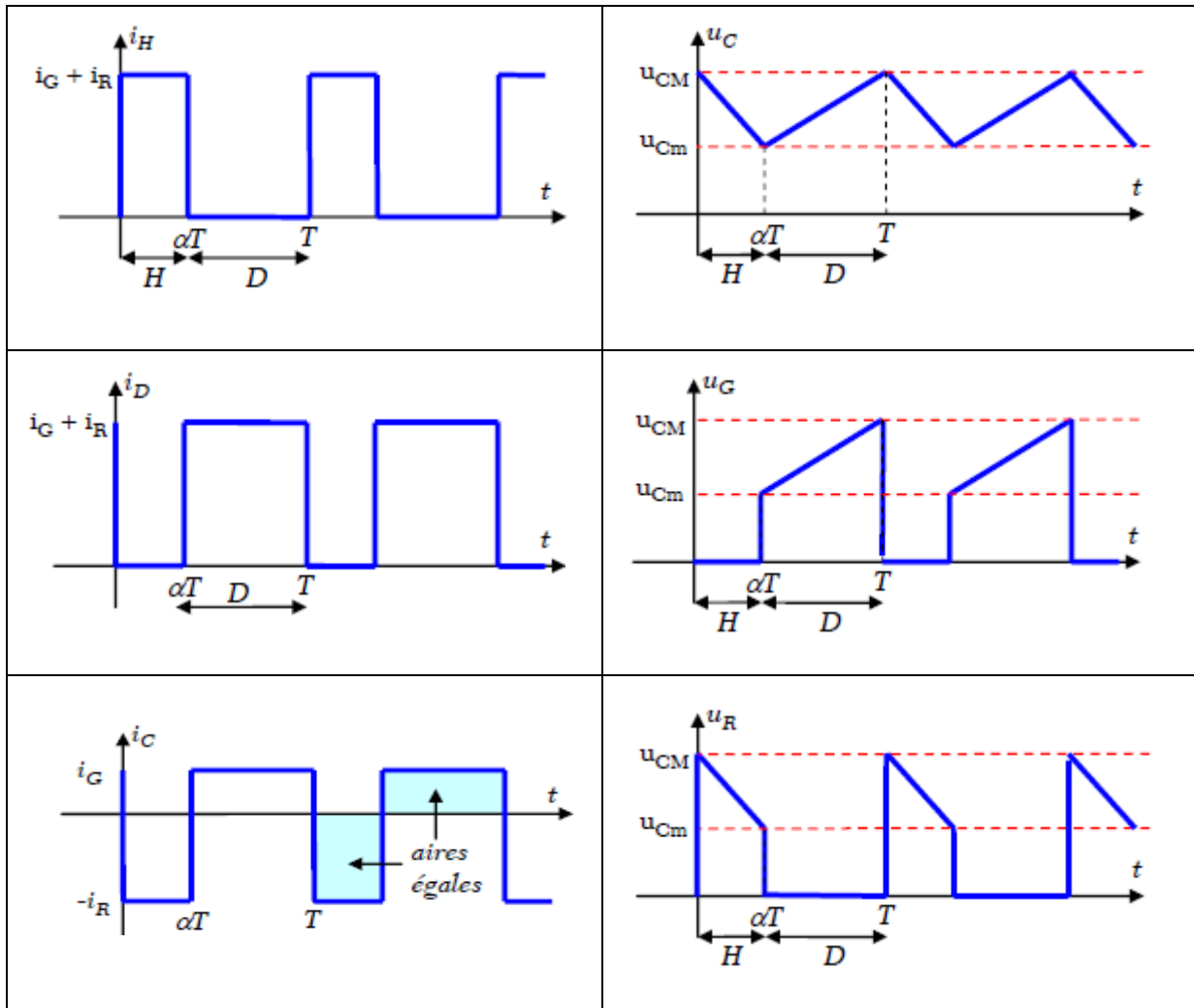


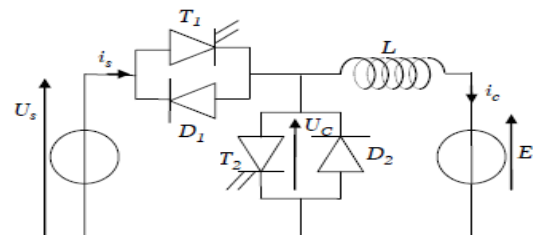
Tableau II.8 : Chronogrammes des divers signaux électriques du circuit.

### II.8.3. Hacheurs réversibles ‘multi quadrants’

Ils permettent l'inversion du courant ou de la tension, autorisant ainsi la récupération de l'énergie.

#### A- Hacheur réversible en courant (fonctionnement deux quadrants)

Ce type de hacheur réalise les deux fonctions de hacheur dévolteur (ou série) et hacheur survolteur (ou parallèle) grâce à deux associations antiparallèles d'une fonction diode et d'une fonction transistor (figure ci-contre) :



**T1 et D2** constituent le hacheur série.

**T2 et D1** constituent le hacheur parallèle.

Figure II.24 : Schéma d'un hacheur réversible en courant.

Tant que le courant  $i_c$  est positif,  $T_1$  et  $D_2$  assurent le fonctionnement du hacheur en conduisant à tour de rôle. Si  $i_c$  vient à s'annuler puis changer de signe, alors, dès que l'on détecte le passage par 0, on lance la commande de  $T_2$ . C'est alors  $T_2$  et  $D_1$  qui assurent à tour de rôle la conduction.

### B- Hacheur réversible en tension

La tension appliquée à la charge peut prendre les valeurs  $+E$  ou  $-E$ , ce qui permet, suivant la valeur du rapport cyclique de donner une valeur moyenne de tension de sortie positive ou négative. En revanche, le courant doit rester de signe constant dans la charge, car les interrupteurs ne sont pas réversibles.

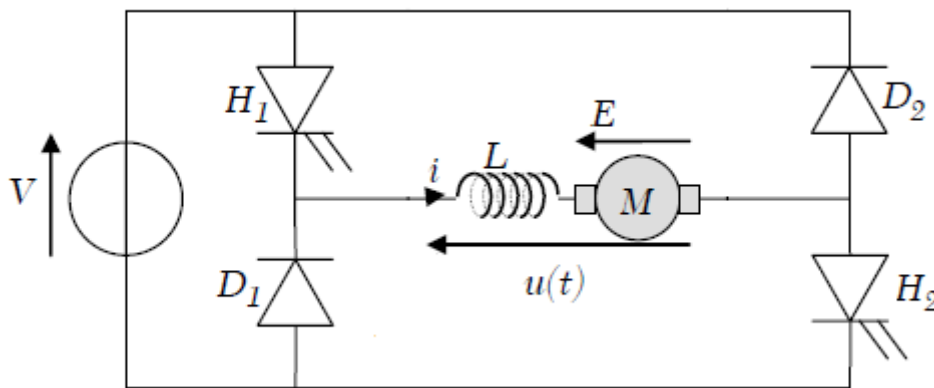


Figure II.25 : Schéma d'un hacheur réversible en tension.

Lors de la première phase de fonctionnement, dans l'intervalle de temps  $[0, \alpha T]$  les deux interrupteurs commandés  $H_1$  et  $H_2$  sont fermés et les diodes  $D_1$  et  $D_2$  ouvertes. La charge est sous tension  $+E$ .

Lors de la seconde phase de fonctionnement, sur l'intervalle de temps  $[\alpha T, T]$ , les interrupteurs commandés sont ouverts et les diodes passantes. La charge est sous tension  $-E$ , la forme de la tension de sortie est donc la suivante :

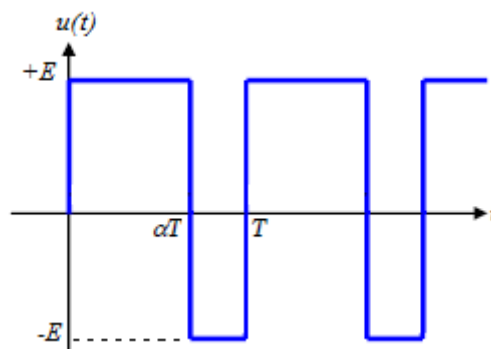


Figure II.26 : Tension de sortie du hacheur réversible en tension.

La tension moyenne de sortie  $u(t)$  est alors donnée par:

$$u(t) = \alpha.V + (1 - \alpha).(-E) = (2\alpha - 1).V \quad (II.46)$$

Si  $\alpha$  est supérieur à 0,5, alors, la tension moyenne de sortie est positive. En revanche, dans le cas où le rapport cyclique est inférieur à 0,5 la tension moyenne de sortie est négative.

### C- Hacheur réversible en tension et en courant

Ce hacheur est la combinaison des deux hacheurs précédents, les interrupteurs  $H_1$  et  $H_3$  sont commandés simultanément avec la période  $T$ . Ils sont commandés à la fermeture pour  $t \in [0; \alpha T]$  et sont ouverts le reste de la période.

Les interrupteurs  $H_2$  et  $H_4$  sont commandés simultanément avec la période  $T$ . Ils sont commandés à la fermeture pour  $t \in [\alpha T; T]$  et sont ouverts le reste de la période.

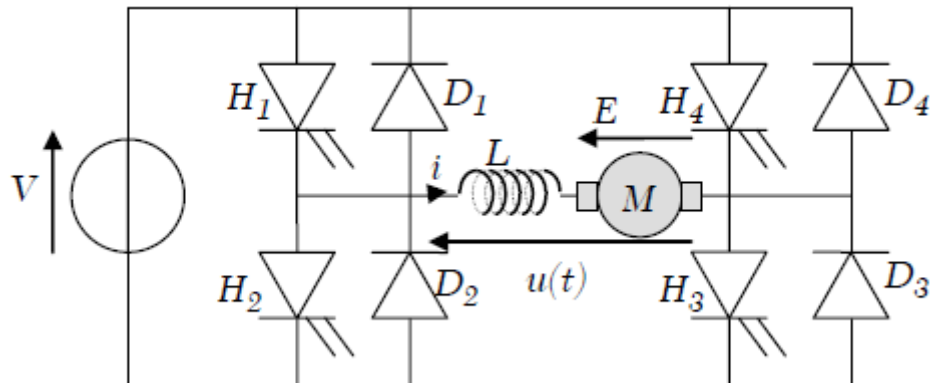


Figure II.27 : Schéma d'un hacheur quatre quadrants.

La tension moyenne de sortie  $u(t)$  est alors donnée par:

$$u(t) = (2 \cdot \alpha - 1)V \quad (II.47)$$

On établit que :

- Lorsque  $i$  est positive, la machine fonctionne en moteur. ( $E > 0$ ,  $\alpha > \frac{1}{2}$ ) et en génératrice si  $E < 0$ , (pour  $\alpha < \frac{1}{2}$ )
- Lorsque  $i$  est négative, la machine fonctionne en génératrice si  $E > 0$ , et en moteur si  $E < 0$ .

#### Remarque

Un tel hacheur permet un fonctionnement du Moteur à courant continu dans les 4 quadrants.

### II.9. Génératrice tachymétrique

Les génératrices tachymétriques délivrent une tension continue dont la valeur est proportionnelle à la fréquence de rotation.

Le rotor de la génératrice tachymétrique est solidaire du rotor du moteur dont on veut connaître la fréquence de rotation.

Elles sont couramment utilisées pour afficher la vitesse des systèmes et pour les boucles de régulation de vitesse des moteurs commandés par variateur.

### II.10. Fonctionnement du moteur dans les quatre quadrants

Le fonctionnement du moteur à courant continu dans les quatre quadrants est représenté dans la figure suivante :

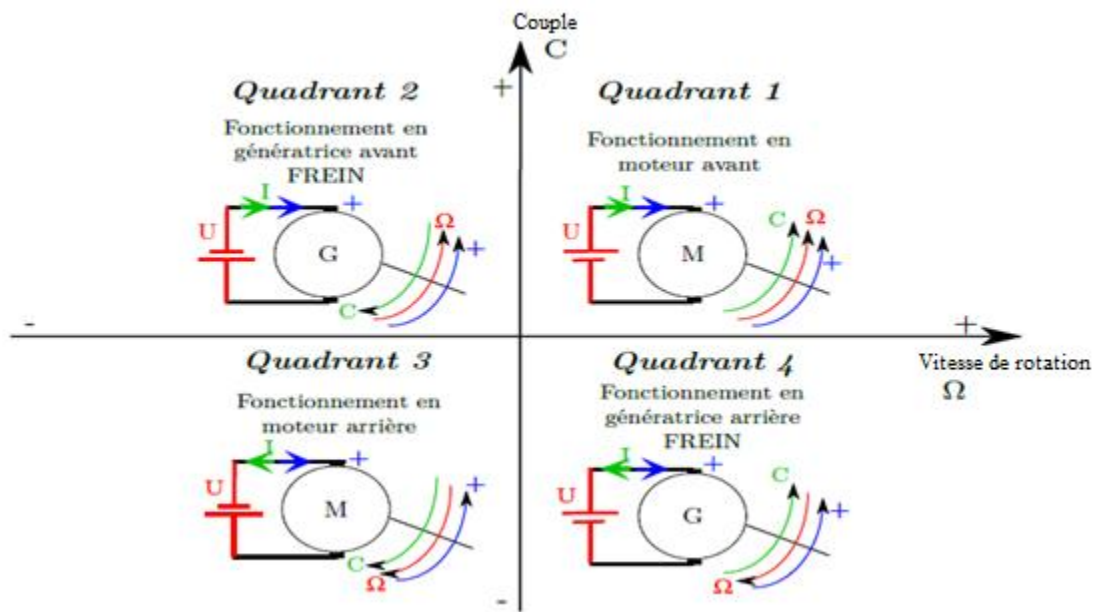


Figure II.28 : Le moteur à courant continu dans les quatre quadrants.

Avec :

$\Omega$  : vitesse de rotation [rad/s]

$C$  : couple électromagnétique [N.m]

**Quadrant 1:** Fonctionnement en moteur avant, on a :  $U > 0$ ,  $\Omega > 0$  et  $C > 0$

**Quadrant 2:** Fonctionnement en génératrice arrière, on a :  $U > 0$ ,  $\Omega < 0$  et  $C > 0$

**Quadrant 3:** Fonctionnement en moteur arrière, on a :  $U < 0$ ,  $\Omega < 0$  et  $C < 0$

**Quadrant 4:** Fonctionnement en génératrice avant, on a :  $U < 0$ ,  $\Omega > 0$  et  $C > 0$

### II.11. Codeurs incrémentaux

Les codeurs incrémentaux sont destinés à des applications où l'information de position est obtenue par mesure du déplacement de l'objet. Le codeur délivre un train d'impulsions dont le nombre permet de déduire la valeur du déplacement ainsi que la vitesse car cette dernière est proportionnelle à la fréquence des impulsions. Ils sont constitués d'un disque comportant deux à trois pistes : A et Z.

- **Piste extérieure (A)** : divisée en intervalles d'angles égaux, alternativement opaques et transparents. C'est le nombre de fenêtres ainsi créées qui détermine la résolution du capteur.
- **Piste intérieure (Z: top zéro)**, qui ne comporte qu'une seule fenêtre et qui délivre qu'un signal par tour du disque. Ce « top zéro » permet de réinitialiser la partie commande et de connaître une position d'origine.

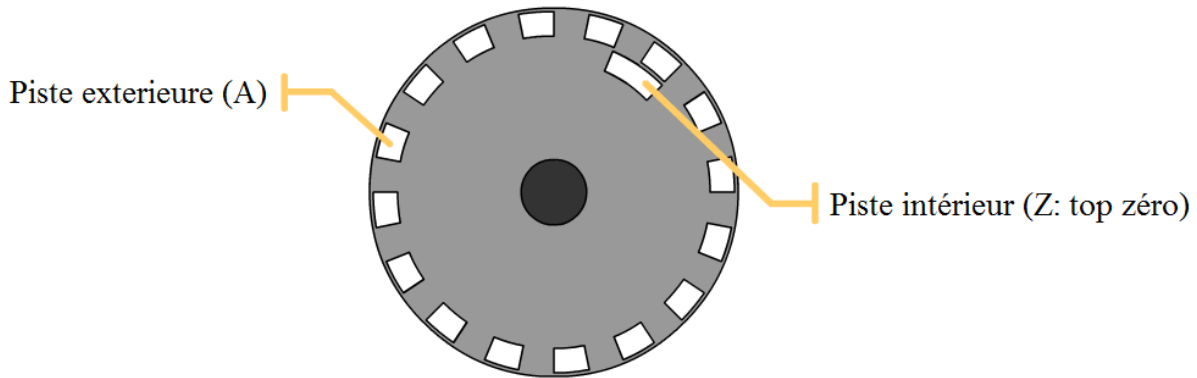


Figure II.29: Disque d'un codeur incrémental.

### II.11.1. Principe de fonctionnement

Un codeur incrémental possède trois têtes de lecture:

Une tête de lecture est affectée à la piste intérieure et délivre une impulsion par tour, permettant à la commande de compter le nombre d'impulsions reçues.

Deux têtes de lecture sont placées sur la piste extérieure. Chaque tête, prise isolément, permet à la partie commande de déterminer l'angle de rotation du disque en comptant le nombre d'impulsions reçues.

Les deux têtes sont décalées l'une par rapport à l'autre d'un quart de largeur de fente. Ainsi, les signaux émis sont décalés dans le temps. La partie commande, en détectant quelle voie change d'état en premier peut déterminer le sens de rotation du disque.

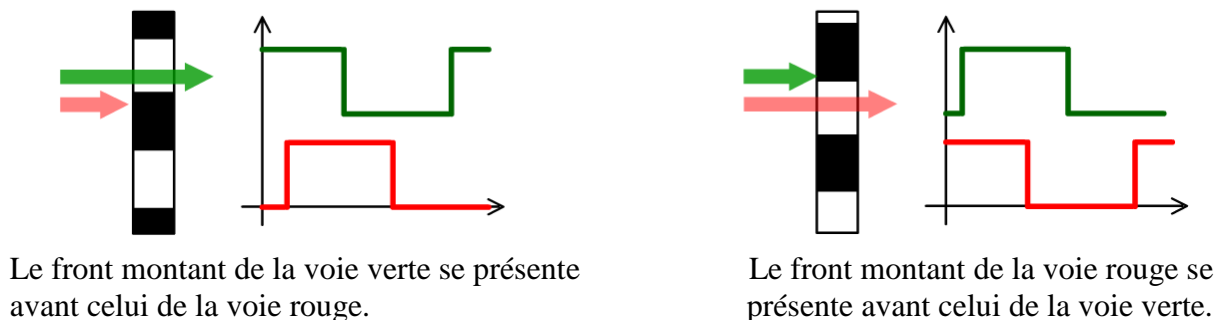


Figure II.30 : Particularités de fonctionnement d'un codeur incrémental.

### II.12. Plaque signalétique du MCC

Elle fournit des informations gravées par le constructeur concernant les caractéristiques du moteur, par exemple les valeurs nominales (courant nominale, tension nominale, etc.) qui assure le fonctionnement nominale de la machine pour avoir le meilleur rendement.



# Chapitre III

*PIC18F2550*

### III.1. Introduction

Un objet technique, intégrant de l'électronique, fait souvent apparaître des fonctions ayant pour rôle le traitement d'information : opérations arithmétiques (addition, multiplication...) ou logiques (ET, OU...) entre plusieurs signaux d'entrée permettant de générer des signaux de sortie.

Lorsque l'objet technique devient complexe ces fonctions peuvent être réalisées par des circuits analogiques ou logiques, alors il est nécessaire de réaliser un ensemble important de traitements d'informations, il devient plus simple de faire appel à une structure à base de microcontrôleur PIC.

### III.2. Définition des Pics [10]

Les Pics sont rien d'autre que des microcontrôleurs, c'est à dire des unités de traitement de l'information de type microprocesseur à lesquels on a ajouté des périphériques internes permettant de réaliser des montages sans nécessiter l'ajout de composants externes.

Les Pics stockent chaque instruction dans un seul mot de programme et exécutent chaque instruction en un cycle, sauf les sauts qui sont exécutés en deux cycles.

#### III.2.1. Classification des Pics

Actuellement les modèles Micro Chip, sont classés en trois grandes familles, comportant chacune plusieurs références. Ces familles sont :

- Base –Line : les instructions sont codées sur 12 bits.
- Mide –Range : les instructions sont codées sur 14 bits.
- High –End : les instructions sont codées sur 16 bits.

#### III.2.2. Identification des Pics [10]

Un PIC est généralement identifié par une référence de la forme suivante : xx(L)XXyy-zz  
xx : famille du composant, actuellement « 12, 14, 16,17 et 18 », exemple (16 : Mid-Range ,14 bits)

L : tolérance plus importante de la plage de tension.

XX : type de mémoire de programme :

C: EPROM ou EEPROM

F: flash

CR:PROM

yy : identificateur.

zz : vitesse maximale du quartz.

Exemple : PIC 16F84 –10

-16: Mid-Range

- F: FLASH

- 84 : Type

- 10 : Quartz à 10MHz au maximum

### III.2.3. Choix de microcontrôleur

Le choix d'un PIC est directement lié à l'application envisagée.

Il faut dans un premier temps déterminer le nombre d'entrées/sorties nécessaires pour l'application. Ce nombre d'entrées/sorties nous donne une idée sur la famille du PIC. Il faut ensuite déterminer si l'application nécessite un convertisseur Analogique/ Numérique ce qui va centrer un peu plus vers le choix du PIC.

La rapidité d'exécution est un élément important, il faut consulter les data-sheet pour vérifier la compatibilité entre la vitesse maximale du PIC choisi et la vitesse maximale nécessaire au montage. La taille de la RAM interne et la présence ou non d'une EEPROM pour mémoriser des données est également important pour l'application souhaitée. La longueur de programme de l'application détermine la taille de la mémoire programme du PIC recherché.

Afin de choisir un PIC adéquat à notre projet, nous avons pensé à l'utilisation du PIC18F2550.

### III.3. Pic 18F2550

#### III.3.1. Les pins du 18F2550 [10]

Le 18F2550 est un microcontrôleur en boîtier DIL 28 pattes possédant jusqu'à 24 E/S sur 3 ports (A, B, C, et éventuellement RE3).

Il est alimenté de 2 à 6V continu.

Plus aux E/S numériques classiques, ce PIC dispose de 10 CAN, de 2 comparateurs, de 2 PWM10 bits, d'un module de communication série synchrone et asynchrone, d'un module de communication USB et de 4 timers, etc.

**Broche 1:** entrée numérique RE3, reset.

**Broche 2:** E/S numérique RA0, CAN0.

**Broche 3:** E/S numérique RA1, CAN1.

**Broche 4:** E/S numérique RA2, CAN2, tension de référence du Comparateur, référence basse CAN.

**Broche 5:** E/S numérique RA3, CAN3, référence haute CAN.

**Broche 6:** E/S numérique RA4, entrée comptage timer 0, sortie Comparateur1, E module USB externe.

**Broche 7:** E/S numérique RA5, CAN4, sélection de périphérique synchrone sortie de comparateur 2.

**Broche 8:** Masse.

**Broche 9:** Entrée oscillateur, entrée horloge.

**Broche 10:** Entrée oscillateur, sortie horloge numérique RA6.

**Broche 11:** E/S numérique RC0, sortie horloge timer 1.

**Broche 12:** E/S numérique RC1, entrée horloge timer1, sortie PWM 2, S module USB externe.

**Broche 13:** E/S numérique RC2, sortie PWM 1.

**Broche 14:** Référence de tension USB (condensateur de 470 nF).

**Broche 15:** E/S numérique RC4, E/S-USB, E module USB externe VM.

**Broche 16:** E/S numérique RC5, E/S+USB, E module USB externe VP.

**Broche 17:** E/S numérique RC6, S RS232, S horloge synchrone.

**Broche 18:** E/S numérique RC7, E RS232, E donnée synchrone, sortie donnée SPI.

**Broche 19:** Masse.

**Broche 20:** Alimentation positive +5V.

**Broche 21:** E/S numérique RB0, CAN 12, interruption externe0, entrée d'erreur PWM, entrée SPI.

**Broche 22:** E/S numérique RB1, CAN10, interruption extern1, horloge SPI.

**Broche 23:** E/S numérique RB2, CAN 8, interruption externe2, S module USB externe VM.

**Broche 24:** E/S numérique RB3, CAN9, S PWM2, S module USB extern VP.

**Broche 25:** E/S numérique RB4, CAN11, interruption de changement0.

**Broche 26:** E/S numérique RB5, interruption de changement 1.

**Broche 27:** E/S numérique RB6, interruption de changement 2.

**Broche 28:** E/S numérique RB7, interruption de changement 3.

Les Entrées/Sorties se configurent via TRISA, TRISB, TRISC, TRISE.

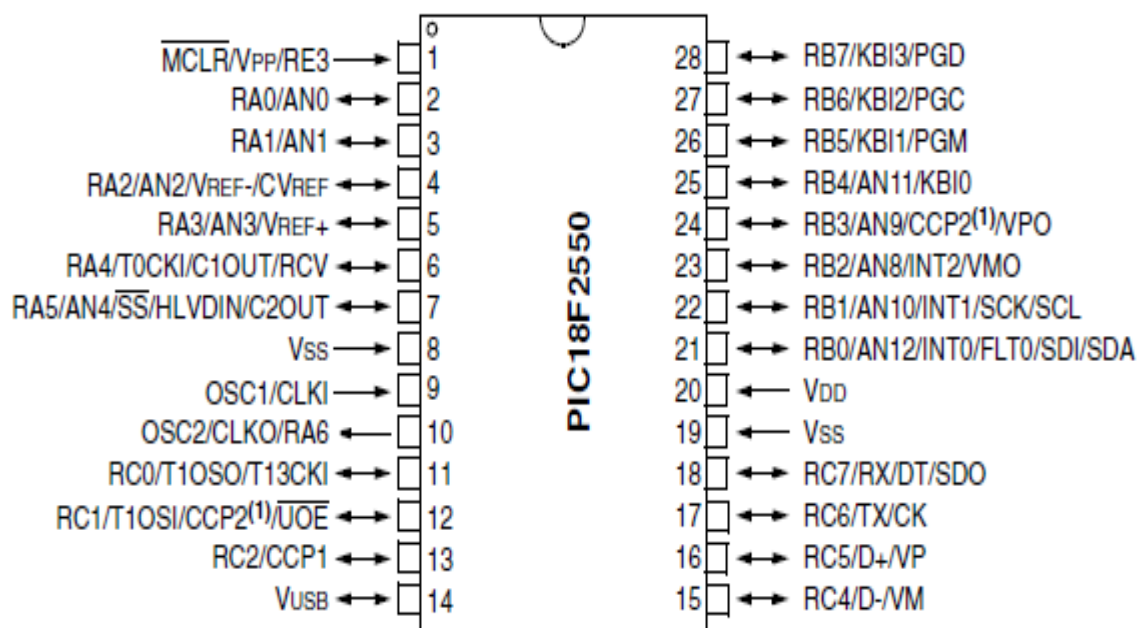


Figure III.1 : Architecture externe du pic 18F2550.

III.3.2. Architecture interne [9]

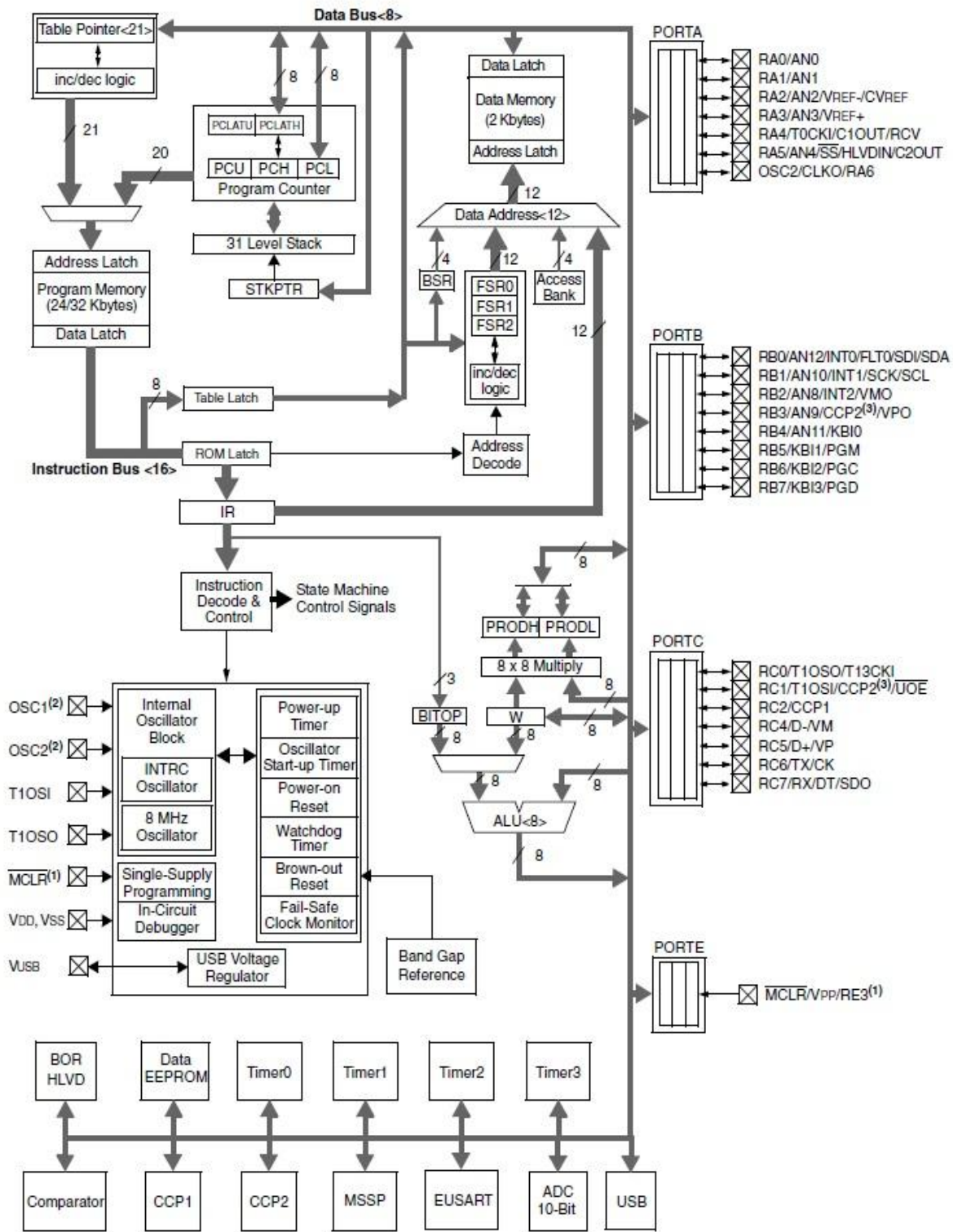


Figure III.2 : Architecture interne du pic 18F2550.

Les 4 PORTs sont d'entrées sorties input/output, ils sont bidirectionnels :

- Le PORT A (7 bits)
- Le PORT B (8 bits)
- Le PORT C (7 bits)
- Le PORT E (1 bit)

Configuration des PORTx, les registres PORTx et TRISx.

Tous les PORTS sont pilotés par deux registres :

- Le registre de **PORTx**, si le **PORTx** ou certaines de ses lignes sont configurées en sortie, ce registre détermine l'état logique des sorties.
- Le registre **TRISx**, c'est le registre de direction. Il détermine si le **PORTx** ou certaines lignes du PORT sont en entrée ou en sortie. L'écriture d'un **1** logique correspond à une **entrée (1 comme Input)** et l'écriture d'un **0** logique correspond à une **sortie (0 comme Output)**.

### III.3.3. Mémoires du Pic

Au niveau de mémoire, ce PIC dispose de :

- 16 Ko de mémoire flash.
- 2 Ko de RAM.
- 256 octets d'EEPROM.

#### III.3.3.1. Mémoire flash

C'est une mémoire de programme de taille 16 Ko.

Cette mémoire est de type flash, c'est-à-dire qu'on peut réécrire dessus à volonté.

Pour écrire et lire la mémoire de programme, il y a deux opérations qui permettent au processeur de déplacer des octets sont :

TBLRD (lecture)

TBLWT (écriture)

#### III.3.3.2. RAM

Cette mémoire est de taille de 2 Ko, les données seront perdues lorsqu'elle n'est plus sous tension.

#### III.3.3.3. EEPROM

C'est une mémoire de 256 Octets. Une mémoire effaçable.

Pour gérer cette EEPROM on a besoin de quatre registres à savoir : EECON1, EECON2, EEDATA, EEADR.

Le registre EEADR est utilisé pour placer l'adresse relative en EEPROM, tandis que l'EEDATA contient la donnée à lire ou à écrire.

### III.4. Timers [10]

Un timer permet de compter le temps, ou des impulsions. Chaque timer possède des spécificités précises. Ce PIC comporte 4 timers sont les suivants.

#### a-TIMER0

Ce timer est le timer de base, et se configure via le registre OPTION-REG.

Timer 8 ou 16 bits, le timer 0 est un compteur pouvant être initialisé à une valeur donnée, via le registre TMR0 (8 bits) ou TMR0L&TMR0H (charger la valeur désirée dans ce registre). Lorsque l'interruption du timer 0 est activée, le passage de 0xFF à 0x00 du timer provoque l'activation du flag du timer0.

#### ➤ T0CON

TMR0ON	T08BIT	T0CS	T0SE	PSA	T0PS2	T0PS1	T0PS0
--------	--------	------	------	-----	-------	-------	-------

**TMR0ON** :=1 le timer 0 est activé.

=0 le timer 0 est désactivée.

**T08BIT** : =1 configuré le timer 0 en 8 bits.

=0 configuré le timer 0 en 16 bits.

**T0CS** : =1 l'utilisation de l'entée T0CKI.

=0 utilisation de l'horloge interne.

**T0SE** : =1 incrémentation sur le front descendant de T0CKI.

=0 incrémentation sur le front montant de T0CKI.

**PSA** : =1 prédiviseur pour le Watch dog.

=0 prédiviseur pour le timer 0.

**T0PS2-0** : le prédiviseur :

Bit Value	Timer 0
000	1 :2
001	1 :4
010	1 :8
011	1 :16
100	1 :32
101	1 :64
110	1 :128
111	1 :256

Tableau III.1 : Prédiviseur du timer 0.

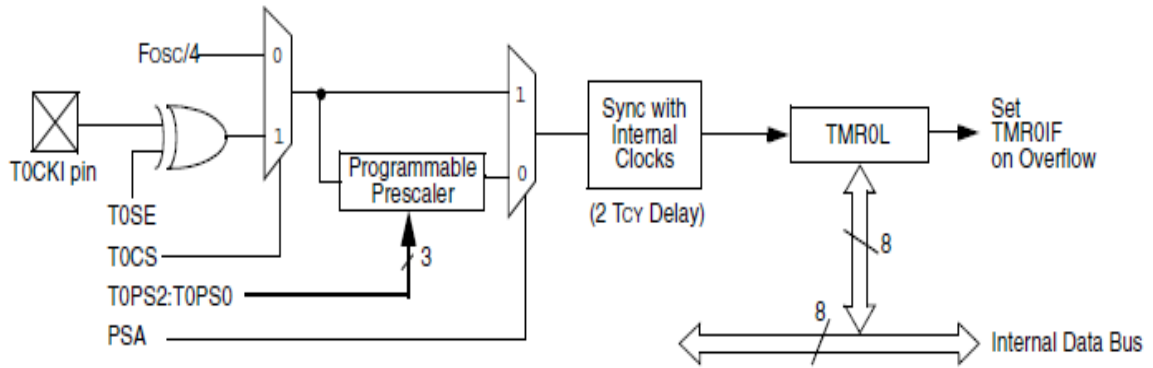


Figure III.3: Schéma du Timer 0 sur 8 bit.

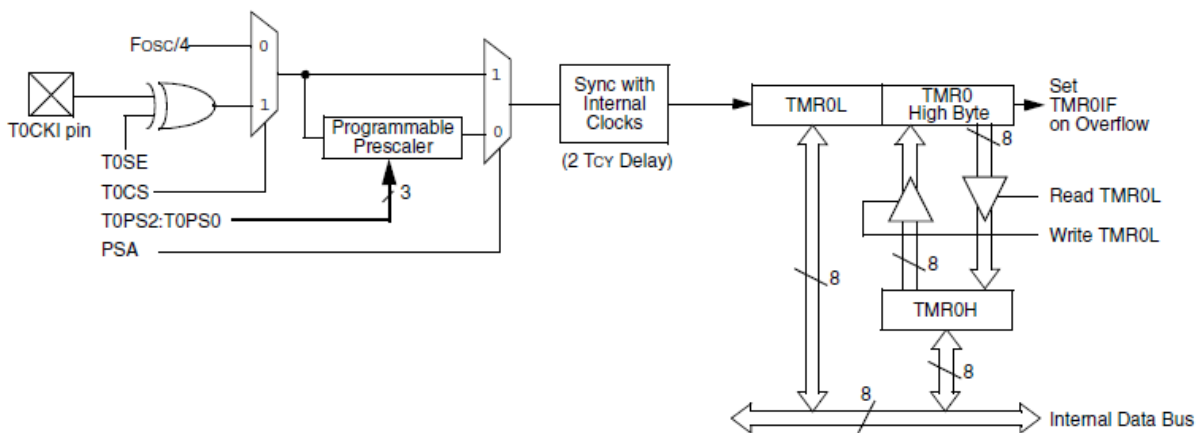


Figure III.4: Schéma du Timer 0 sur 16 bits.

**b-TIMER 1**

Il est sur 16 bits, ce timer se configure via T1CON. Tout comme le timer 0, le timer 1 est initialisable en changeant la valeur désirée dans les 2 registres dédiés : TMR1H pour l'octet supérieur, et TMR1L pour l'octet inférieur. On note que l'entrée timer 1 est en fait une porte logique inverseuse.

➤ **T1CON**

RD1	T1RU	T1CKPS	T1CKPS	T1OSCE	T1SYNC	TMR1C	TMR1O
6	N	1	0	N	\	S	N

**RD16 :** =1 active la lecture/écriture du timer 1 en 16 bits.  
 =0 active la lecture/écriture du timer 1 en 8 bits.

**T1RUN :** =1 horloge système dérivée de l'oscillateur du timer 1.  
 =0 horloge système dérivée d'une autre source.

**T1CKPS1-0 :**prediviseur de timer :

Bit Value	Timer 1
00	1 : 1
01	1 : 2
10	1 : 4
11	1 : 8

Tableau III.2 : Prédiviseur du timer 1.

**T1OSCEN** :=1 oscillateur timer 1 est activé.

=0 oscillateur timer 1 est désactivé.

**T1SYNC** : actif si TMR1CS=1

=1 le timer se synchronise sur une autre source.

=0 le timer se synchronise sur l'entrée horloge externe.

**TMR1CS** :=1 fonctionnement sur T1CK1.

=0 fonctionnement sur horloge interne.

**TMR1ON** :=1 le timer 1 est activé.

=0 le timer 1 est désactivé.

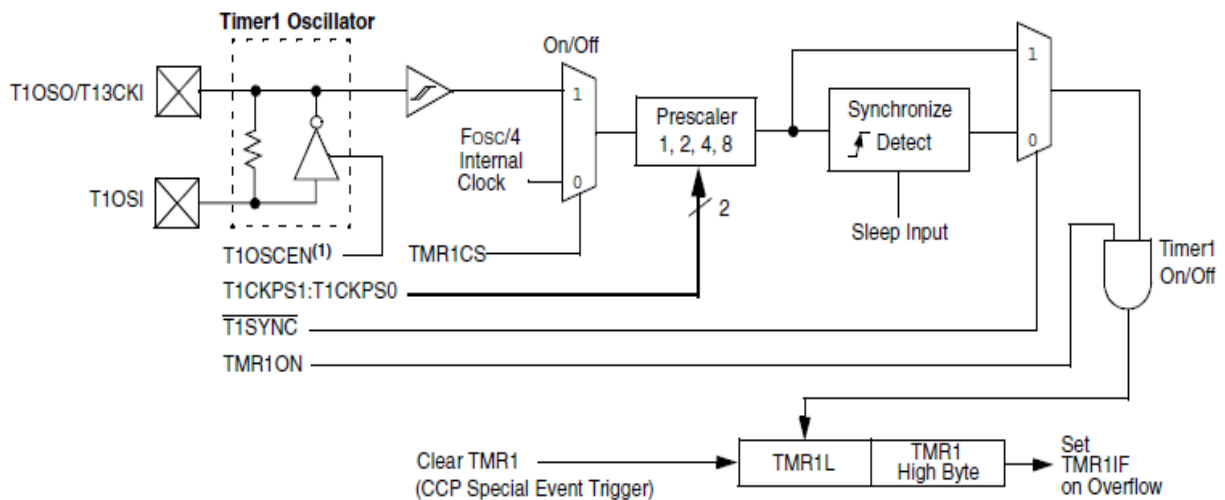


Figure III.5 : Schéma du Timer 1 sur 8 bits.



**T2CKPS1-0** : prédiviseur :

Bit Value	Prédiviseur
00	1 :1
01	1 :4
10	1 :16
11	1 :16

Tableau III.4 : Prédiviseur du timer 2.

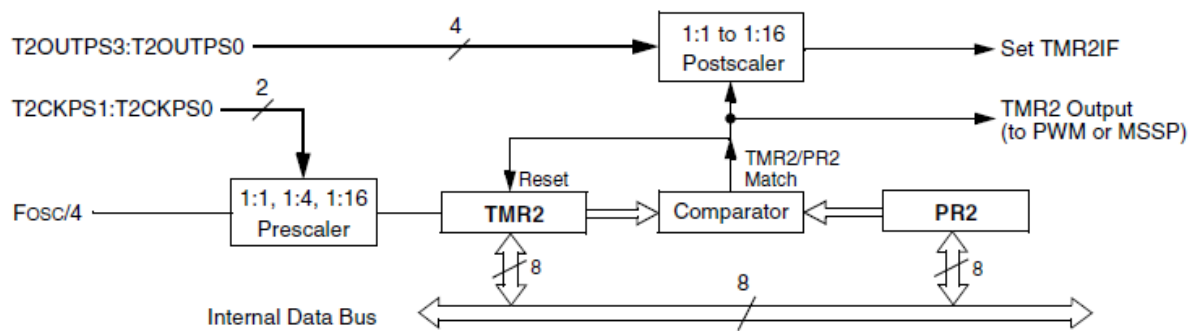


Figure III.7: Schéma du Timer 2.

**d-TIMER 3**

Quatrième timer du PIC sur 16 bits, ce timer est utilisé pour générer la PWM. Il est initialisable via le registre TMR3H et TMR3L.

➤ **T3CON**

RD16	T3CCP2	T3CKPS1	T3CKPS0	T3CCP1	T3SYNC	TMR3CS	TMR3ON
------	--------	---------	---------	--------	--------	--------	--------

**RD16** : =1 active la lecture/écriture du timer 3 en 16 bits.

=0 active la lecture/écriture du timer 3 en 8 bits.

**T3CCP2-1** : sélectionne l'horloge pour la PWM :

Bit Value	PWM
00	Timer 1
01	Timer3-PWM2 Timer1-PWM1
1x	Timer 3

Tableau III.5 : PWM du timer 3.

**T3CKPS1-0** :Prédiviseur :

Bit Value	Prédiviseur
00	1 :1
01	1 :2
10	1 :4
11	1 :8

Tableau III.6 : Prédiviseur du timer 3.

**T3SYNC** \ : si le TMR3CS=1 :

- =1 synchronise le timer avec une autre source.
- =0 synchronise le timer avec l'horloge externe.

**TMR3CS** : =1 sélectionne l'entrée T13CKI.  
 =0 sélectionne l'horloge interne (Focs/4).

**TMR3ON** : =1 le timer 3 est activé.  
 =0 le timer 3 est désactivé

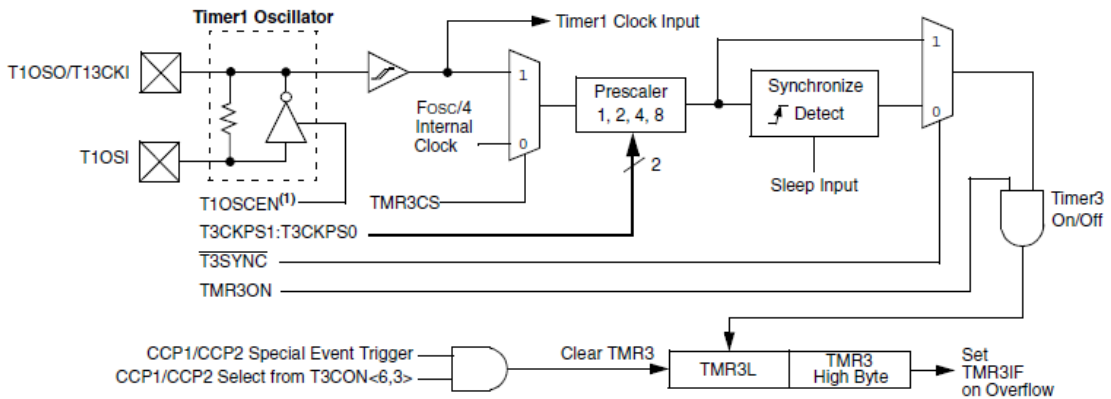


Figure III.8: Schéma du Timer 3 sur 8 bits.

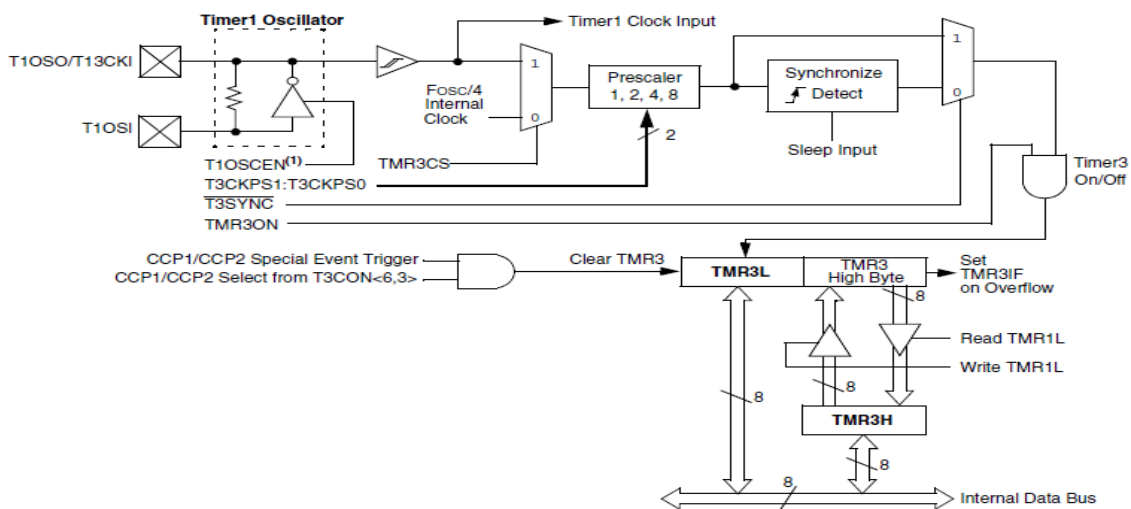


Figure III.9 : Schéma du Timer 3 sur 16 bits.

### III.5. Unité centrale [10]

Comme les Pics utilisent un bus pour les instructions et un bus pour les données, il faut considérer deux plans mémoire, l'un pour les instructions et l'autre pour les données ainsi que les registres internes.

### III.6. Interruptions

#### III.6.1. Présentation

Le microcontrôleur dispose de plusieurs sources d'interruptions.

- Débordement du Timer0.
- Débordement du Timer2.
- Débordement du Timer3.
- Changement d'état sur le PORT B.
- Interruption de la PWM1.
- Interruption de la PWM2
- Interruption d'erreur d'oscillateur.
- Interruption des comparateurs.
- Interruption de l'USB.
- Interruption de l'écriture/lecture de l'EEPROM.
- Interruption du module SPP.
- Interruption des CAN.
- Interruption de réception et d'émission de l'EUSART.
- Interruption du module MSSP.

#### III.6.2. Fonctionnement

Lors d'un événement dans un ou plusieurs des circuits périphériques (ADC, EEPROM, USART-SCI, MSSP-I2C-SPI, TIMER1, TIMER2) comme par exemple : la fin de conversion, la fin de programmation d'un octet dans l'EEPROM, la réception d'une information, la détection d'un front, etc. Et si le bit de l'interruption concernée a été autorisée (EEIE, PSPIE, ADIE, RCIE, TXIE, SSPIE, CCP1IE, TMR2IE, TMR1IE, CCP2IE ou BCLIE : Registres PIE1 et PIE2) alors une interruption périphérique est déclenchée. Pour que celle-ci soit prise en compte il faut que le bit d'autorisation des interruptions périphériques soit positionné à 1 (PEIE) ainsi que le bit GIE d'autorisation globale des interruptions du registre INTCON.

Pour qu'une interruption du type TIMER0 ou INT/RB0 ou PORTB soit prise en compte il suffit que le bit local d'autorisation d'interruption soit positionné à 1 (TOIE ou INTE ou RBIE) ainsi que le bit GIE d'autorisation globale des interruptions du registre INTCON.

Dans ces conditions le programme en cours d'exécution est interrompu et le microcontrôleur exécute le programme d'interruption à partir de l'adresse 0x004. Au début de celui-ci il faut que le logiciel vérifie quel périphérique a déclenché l'interruption.

#### III.6.3. Mécanisme générale d'une interruption

Nous pouvons dire, sans nous tromper de beaucoup, qu'une routine d'interruption est un sous-programme particulier, déclenché par l'apparition d'un événement spécifique. Cela a l'air un peu ardu, mais vous allez voir que c'est très simple.

Voici donc comment cela fonctionne :

- Le programme se déroule normalement
- L'événement survient
- Le programme achève l'instruction en cours de traitement
- Le programme saute à l'adresse de traitement de l'interruption
- Le programme traite l'interruption
- Le programme saute à l'instruction qui suit la dernière exécutée dans le programme principal.

Il va bien sûr de soi que n'importe quel événement ne peut pas déclencher une interruption. Il faut que 2 conditions principales soient remplies :

- L'événement en question doit figurer dans la liste des événements susceptibles de provoquer une interruption pour le processeur sur lequel on travaille
- L'utilisateur doit avoir autorisé l'interruption, c'est à dire doit avoir signalé que l'événement en question devait générer une interruption.

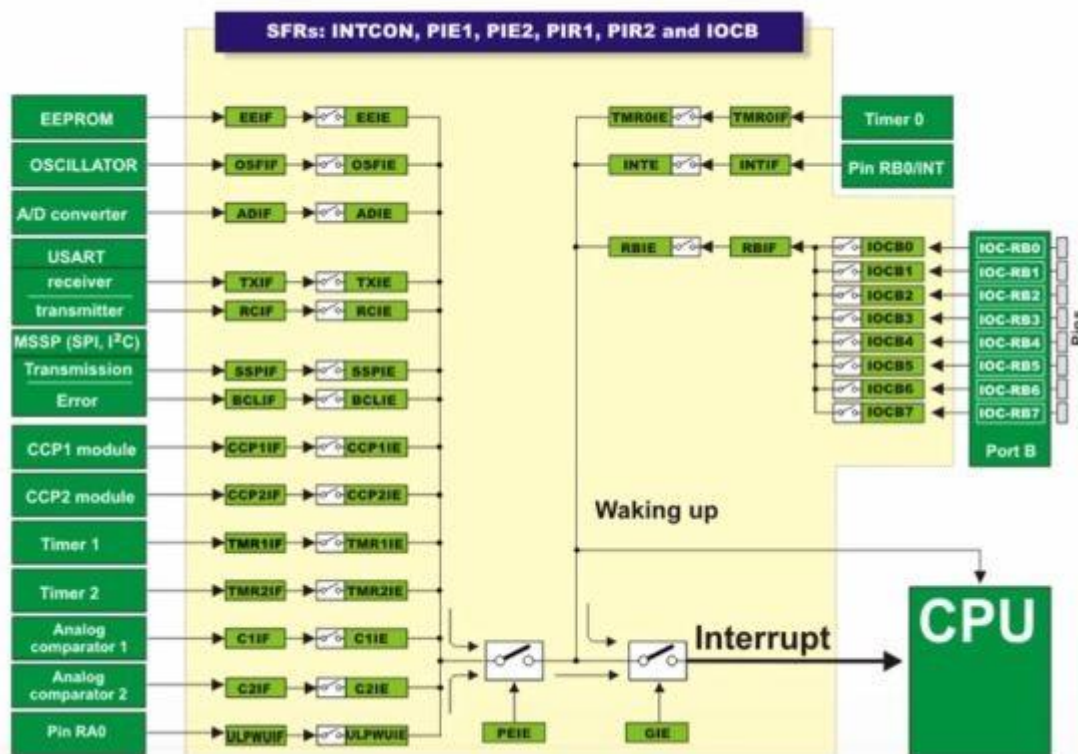


Figure III.10 : Mécanisme générale d'une interruption.

### III.7. CAN

Le CAN est un périphérique intégré destiné à mesurer une tension et la convertir en nombre binaire qui pourra être utilisé par un programme.

Notre Pic le 18F2550 travaille avec un convertisseur analogique/numérique qui permet un échantillonnage sur 10 bits. Le signal numérique peut donc prendre 1024 valeurs possibles. On sait que pour pouvoir numériser une grandeur, nous devons connaître la valeur minimale qu'elle peut prendre, ainsi que sa valeur maximale. Les pics considèrent par défaut que la

valeur minimale correspond à leur  $V_{ss}$  d'alimentation, tandis que la valeur maximale correspond à la tension positive d'alimentation  $V_{dd}$ .

Ce Pic dispose de 10 CAN, répartie sur ses entrées.

3 registres permettent la configuration de ces convertisseurs, et 2 autres registres permettent de récupérer les résultats (sur 10 bits).

➤ **ADCON0**

		CHS3	CHS2	CHS1	CHS0	GO-DONE\	ADON
--	--	------	------	------	------	----------	------

**CHS3-0** : sélection du CAN.

**GO-DONE\** : =1 la conversion est en cours.

=0 le convertisseur est désactivé.

**ADON** : =1 le convertisseur est activé.

=0 la conversion est fini

➤ **ADCON1**

		VCFG0	VCFG0	PCFG3	PCFG2	PCFG1	PCFG0
--	--	-------	-------	-------	-------	-------	-------

**VCFG0** : définie la source de référence négative =1V réf-  
=0  $V_{ss}$

**VCFG0** : définie la source de référence positive =1V réf+  
=0  $V_{dd}$

**PCFG3-0** : défini les CAN utilisés, et ceux inutilisés.

PCFG3 : PCFG0	AN12	AN11	AN10	AN9	AN8	AN7	AN6	AN5	AN4	AN3	AN2	AN1	AN0
0000	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
0001	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
0010	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
0011	D	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
0100	D	D	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
0101	D	D	D	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
0110	D	D	D	D	A	A	A	A	A	A	A	A	A
0111	D	D	D	D	D	A	A	A	A	A	A	A	A
1000	D	D	D	D	D	D	A	A	A	A	A	A	A
1001	D	D	D	D	D	D	D	A	A	A	A	A	A
1010	D	D	D	D	D	D	D	D	A	A	A	A	A
1011	D	D	D	D	D	D	D	D	D	A	A	A	A
1100	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	A	A	A
1101	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	A	A
1110	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	A
1111	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D	D

A = Analogique.

D=Digitale.

Tableau III.7: CAN du Pic 18F2550.

Pour utiliser les Vrefs, configurer les pattes adéquates en entrées.

➤ **ADCON2**

ADFM		ACQT2	ACQT1	ACQT0	ADCS2	ADCS1	ADCS0
------	--	-------	-------	-------	-------	-------	-------

**ADFM** :=1 justification à droite.

=0 justification à gauche.

**ACQT2-0** : définie le temps d'acquisition :

Bit Value	Acquisition
000	0
001	2
010	4
011	6
100	8
101	12
110	16
111	20

Tableau III.8: Temps d'acquisition des CAN.

**ADCS2-0** : définie l'horloge pour l'échantillonnage :

Bit Value	Echantillonnage
000	Fosc/2
001	Fosc/8
010	Fosc/32
011	Fosc (Horloge tirée d'A/D RC oscillateur)
100	Fosc/4
101	Fosc/16
110	Fosc/64
111	Fosc (Horloge tirée d'A/D RC oscillateur)

Tableau III.9: L'horloge d'échantillonnage des CAN.

**Note :**

Sauf exception particulière, veuillez laisser les valeurs d'échantillonnages et d'acquisitions à leurs valeurs par défaut.

Deux autres registres permettent de récupérer la valeur de la conversion :

➤ **ADFM=1**

----	----	----	----	----	----	ADR9	ADR8
ADR7	ADR6	ADR5	ADR4	ADR3	ADR2	ADR1	ADR0

➤ **ADFM=0**

ADR9	ADR8	ADR7	ADR6	ADR5	ADR4	ADR3	ADR2
ADR1	ADR0	----	----	----	----	----	----

**III.8. Modules CCP1 et CCP2**

Le 18F2550 est un dispositif qui à deux CCP (Capture/Compare/PWM) module, chaque module contient un registre de 16 bits. Les deux premiers modes sont très peu utilisés. Nous nous concentrons sur la PWM, plus répondeue.

La PWM (Pulse Width Modulation), permet de générer l'énergie transmise à l'extérieur. En effet, si un signal continu correspond à 100% d'énergie, un signal carré dont la durée d'état haut égale celle d'état bas correspond à 50% d'énergie. Le pourcentage d'énergie transmis se calcule en faisant le rapport de la durée d'état haut sur la durée de la période.

La PWM permet de gérer par exemple la luminosité d'une lampe, le pilotage d'un servomoteur de modélisation, contrôler la vitesse d'un MCC, etc.

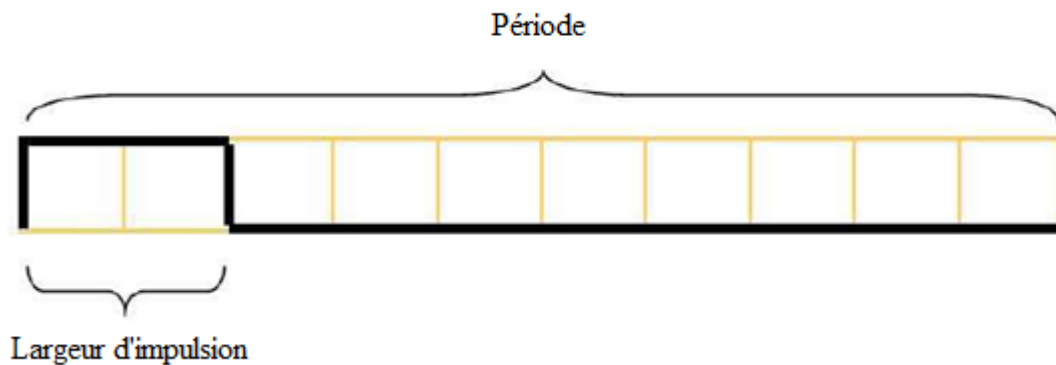


Figure III.11: Période de la PWM.

Les registres utiles sont CCP1CON et CCP2CON

➤ **CCP1CON**

----	----	DC1B1	DC1B0	CCP1M3	CCP1M2	CCP1M1	CCP1M0
------	------	-------	-------	--------	--------	--------	--------

**DC1B1-0** : contient les deux bits de poids faibles de la période (PWM 10 bits)

**CCP1M3-0** : Pour la PWM, égal à 11XX.

Les 8 bits doivent être chargés dans le registre CCPR1L.

➤ **CCP2CON**

----	----	DC2B1	DC2B0	CCP2M3	CCP2M2	CCP2M1	CCP2M0
------	------	-------	-------	--------	--------	--------	--------

**DC1B1-0** : contient les deux bits de poids faibles de la période (PWM 10 bits)

**CCP1M3-0** : Pour la PWM, égal à 11XX.

Les 8 bits doivent être chargés dans le registre CCPR2L.



# Chapitre IV

## ***REALISATION ET RESULTATS EXPERIMENTAUX***

## IV.1.Introduction

Ce chapitre n'est qu'une suite des chapitres précédents, en effet, le premier chapitre nous a donné une idée sur les principes de la régulation et de l'identification des systèmes dans le domaine de l'automatique.

Dans le second chapitre on s'est intéressé aux moteurs à courant continu, à sa constitution et à son principe de fonctionnement.

La description du microcontrôleur dans le troisième chapitre était une étape nécessaire afin de mieux exploiter les possibilités qu'offre ce fameux composant de l'électronique.

L'objectif de ce quatrième et dernier chapitre est la réalisation pratique de notre carte de commande où on va exploiter les connaissances acquises pour identifier notre moteur et déterminer les paramètres du régulateur PID à implémenter afin de réguler sa vitesse.

## IV.2.Partie matérielle

Notre carte de commande se compose des composants suivants.

### IV.2.1.Unité de traitement (Pic 18F2550)

De nos jours, les projets ont besoin des circuits intégrés qui ont pour rôle le traitement de l'information. Dans la plus part des cas il faut qu'il soit rapide et à prix moins chère, pour ses raisons nous avons opté pour le pic 18F2550.

### IV.2.2. Afficheur LCD [13]

Liquid Crystal Display en anglais, ce qui signifie en français Ecran à Cristaux Liquide Dans notre projet on va utiliser le mode de 4 bits d'un afficheur LCD, dans ce mode seul les 4 bits de poids fort (D4 à D7) de l'afficheur sont utilisées pour transmettre les données et les lires. Les 4bits de poids faible (D0 à D3) sont alors connectés à la masse. On a donc besoin hors alimentation de sept fils pour commander l'afficheur. Les données sont écrites séquentiellement, les quatre bits de poids fort suivi des quatre bits de poids faible comme suit :

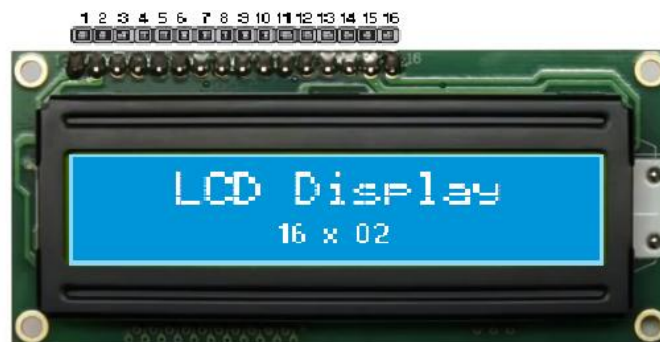


Figure IV.1 : Photo d'un afficheur LCD.

Un afficheur LCD contient :

1. VSS : GND (masse).
2. VDD : alimentation (+5V).
3. VEE : ajuster le contraste.
4. RS : envoyer des commandes ou des messages.
5. RW : lire ou écrire sur le LCD.
6. E : initialise l'écran LCD à chaque envoi de données.
7. ~ 14. transfert de données.
15. positif de la LED.
16. négatif de la LED.

### IV.2.3.Pont en H [13]

Le pont en H est une structure électronique servant à contrôler la polarité aux bornes d'un dipôle. Il est composé de quatre éléments de commutation généralement disposés schématiquement en une forme de H. Les commutateurs peuvent être des relais, des transistors, ou autres éléments de commutation en fonction de l'application visée. Dans notre cas on utilise des transistors BJT (Darlington).

Un pont en H est composé de 2 parties :

- une partie puissance composée de 4 interrupteurs commandés (relais, transistor bipolaire ou MOS, thyristor, etc.)
- une partie commande qui permet de contrôler l'ouverture ou la fermeture des interrupteurs. Cette commande se fait le plus souvent par l'intermédiaire d'un microcontrôleur afin de contrôler le pont en TOR (Tout Ou Rien) ou en PWM.

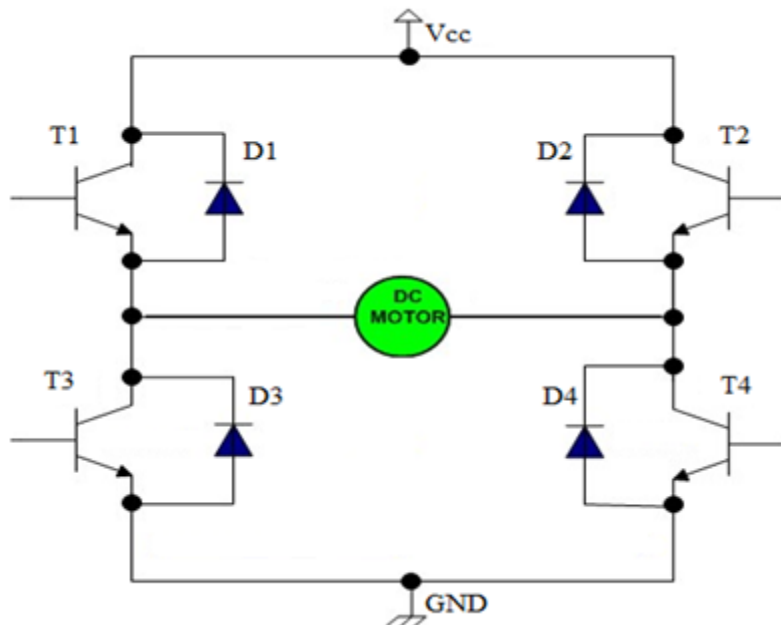


Figure IV.2 : Schéma d'un pont en H.

#### IV.2.4. Circuit intégré L293D [13]

Ce composant est une solution très simple pour piloter les moteurs dans les deux sens de rotation en utilisant un microcontrôleur. Il s'agit d'un double pont en H à transistors bipolaires pour charges inductives, comme les moteurs à courant continu.

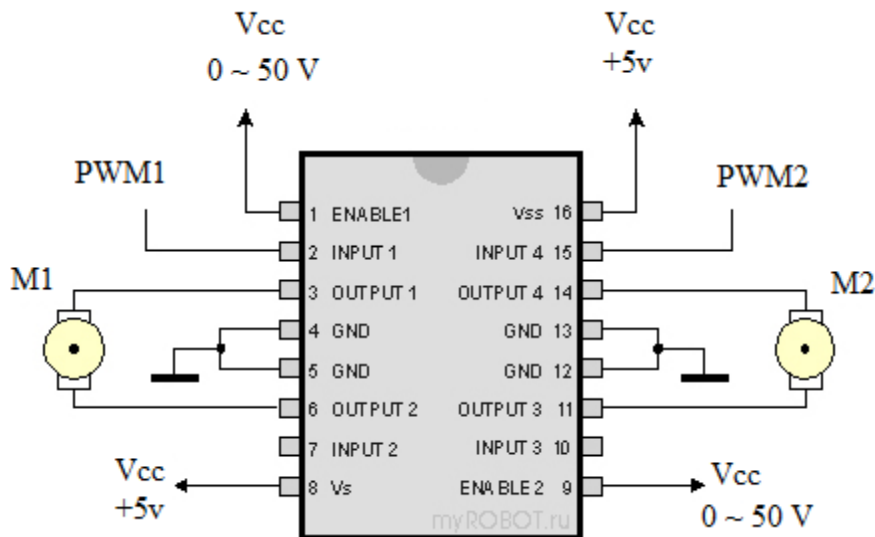


Figure IV.3 : Schéma du circuit L293D

#### IV.2.5. Moteur à Courant Continu

Le moteur que nous avons utilisé dans notre projet est un moteur à courant continu universel de marque BUHLER, récupéré d'une ancienne machine à écrire. On peut l'alimenter sous une tension allant de (0 ~ 34V). En outre, il est équipé d'une génératrice qui délivre une tension (0 ~ 10V) et une sortie de codeur optique (un disque avec fentes).

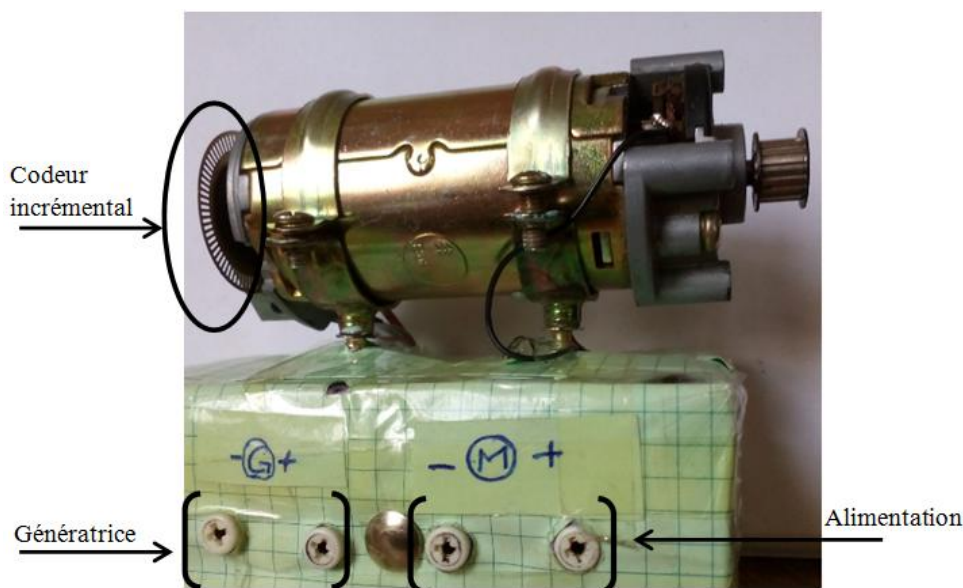


Figure IV.4 : Moteur à courant continu.

### IV.3.Partie logicielle

Les deux logiciels principaux qui nous intéressent sont :

#### IV.3.1.Proteus [11]

Proteus est un logiciel de la société labo center destiné pour la simulation et le développement des circuits électroniques. Les applications inclus dans « Proteus » permettent la CAO dans le domaine d'électronique.

##### IV.3.1.1 ISIS

Le logiciel « ISIS » est un simulateur des cartes électroniques intégré dans le logiciel Proteus de l'entreprise Labcenter Electronics. L'utilisation de ce logiciel est simple grâce à l'interface graphique. Principalement connu pour éditer des schémas électroniques. Par ailleurs, il permet également de simuler les schémas, ce qui nous permet de déceler certaines erreurs dès l'étape de conception. Indirectement, les circuits conçus grâce à ce logiciel peuvent être utilisés dans des documentations car il permet de contrôler la majorité de l'aspect graphique des circuits.

Pour saisir le schéma, il faut créer un nouveau projet puis placer les composants qui doivent être sélectionnés à partir de la bibliothèque des composants.

Fenêtre d'ensemble

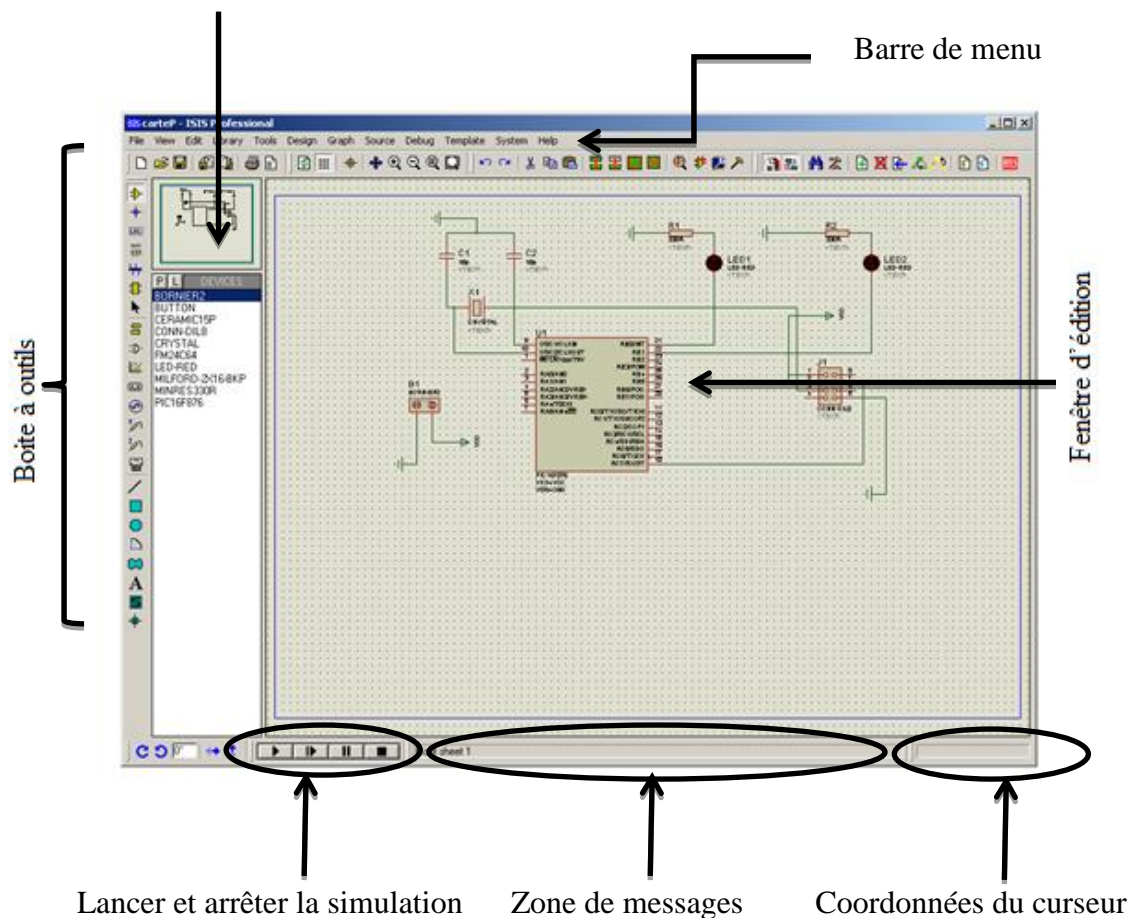


Figure IV.5. Interface d'ISIS.

### **IV.3.2.Mikro C [12]**

Le langage MikroC a trouvé une large application pour le développement des systèmes embarqués à base de microcontrôleur. Il assure une combinaison de l'environnement de programmation avancée IDE(Integrated Development Environment), et d'un vaste ensemble de bibliothèques pour le matériel, de la documentation complète et d'un grand nombre des exemples.

La nouvelle version appelée MikroC PRO que nous avons utilisé, dispose de très nombreuses améliorations du compilateur MikroC: nouvelles variables utilisables, nouvelle interface IDE, amélioration des performances du linker et de l'optimisateur, cycle de compilation plus rapide, code machine généré plus compact (jusqu'à 40 % suivant les cas), nouveaux PIC supportés, environnement de développement encore plus ergonomique et nouveaux exemples d'applications, etc.

## **IV.4.Partie Programmation**

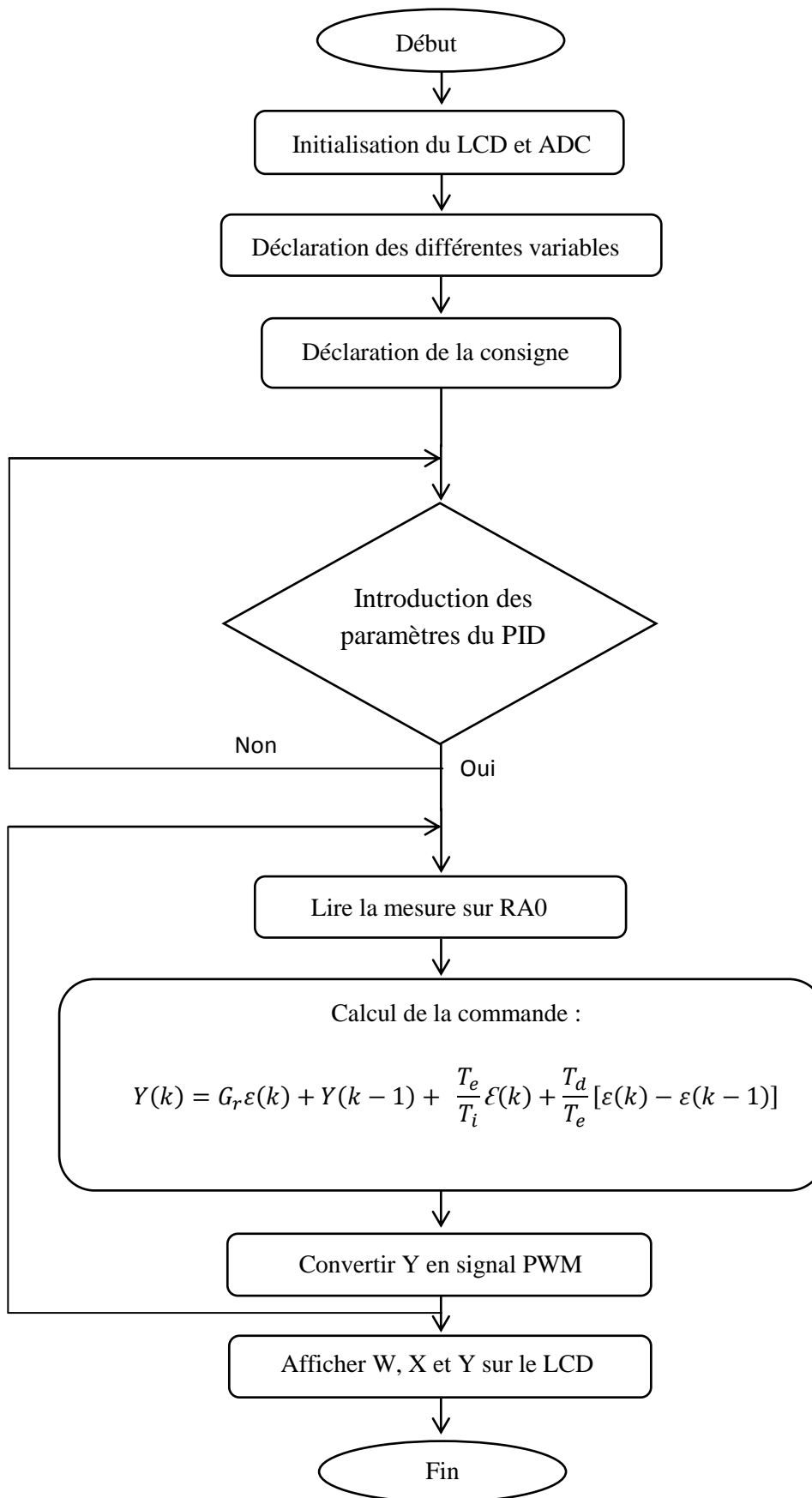
### **IV.4.1. Réalisation du programme**

Dans notre projet, nous avons utilisé le langage C comme langage de programmation du microcontrôleur. Dans le code C embarqué, on a implémenté tout ce qui est gestion des ports, interruptions internes et externes, conversions Analogiques/Numériques et surtout calcul de la commande.

### **IV.4.2. Organigramme du programme**

Cet organigramme comporte les étapes suivantes

- Initialisation du LCD et ADC.
- Déclaration des variables à utiliser dans le programme et de la consigne W.
- Réglage des paramètres du PID.
- Lire la mesure X sur RA0.
- Calcul de la commande Y avec l'algorithme du PID.
- Convertir Y en signal PWM.
- Afficher W, X et Y sur le LCD.



## IV.5.Partie simulation

### IV.5.1.Caractéristique statique du moteur

Pour tracer la caractéristique statique de notre système. On applique en entrée une tension délivrée par une alimentation continue réglable de (0V ~ 30V) et on récupère la sortie qui est une tension délivrée par une génératrice qui varie de (0V ~ 8.8V).

Commande Y(t)	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30
Mesure X(t)	0.4	1	1.6	2.2	2.8	3.4	4	4.6	5.2	5.8	6.4	7	7.6	8.2	8.8

Tableau IV.1 : Caractéristique statique du moteur

La figure suivante représente la caractéristique statique du moteur.

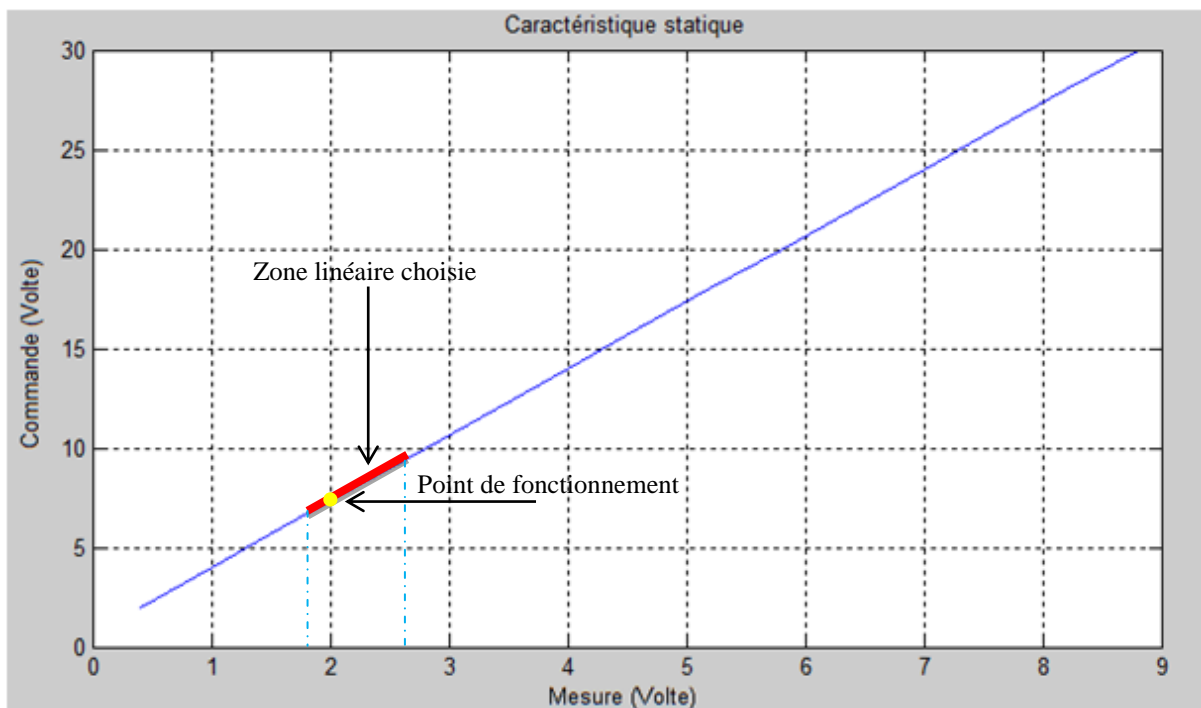


Figure IV.6: Caractéristique statique du moteur BUHLER.

Nous constatons que la caractéristique statique du moteur est linéaire.  
On choisit la zone linéaire entre 1.8V et 2.8V

### IV.5.2. Identification des paramètres du modèle du moteur

Une fois la zone linéaire sélectionnée. On va choisir le point de fonctionnement (2V). On applique une variation de 2% à 5% de la tension de commande. Dans notre cas on va l'augmenter de 8V à 11.4V comme le montre la figure IV.7. La réponse a été présentée à la figure IV.8 :

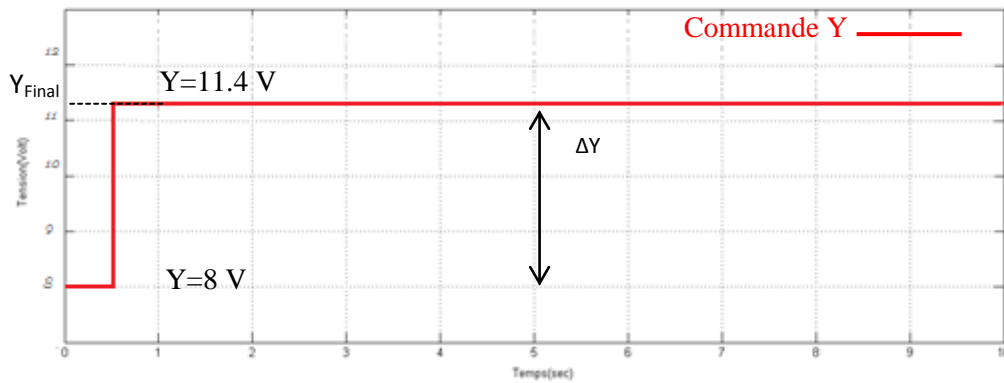


Figure IV.7: Variation de la commande.

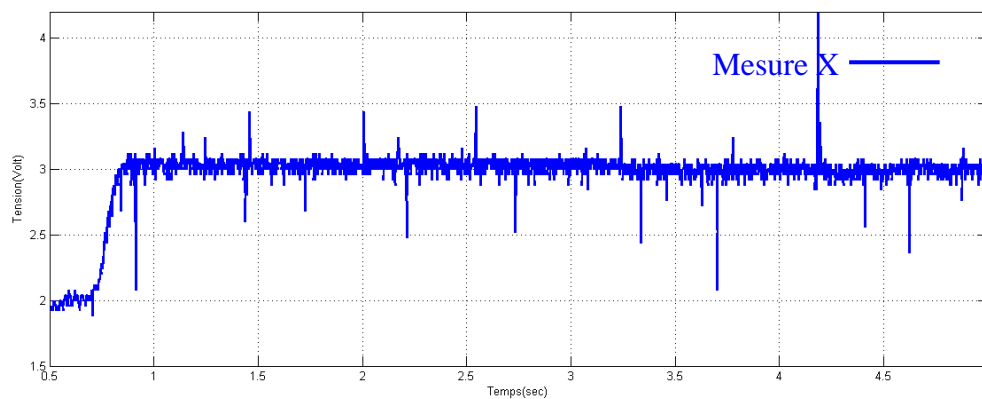


Figure IV.8: Variation de la mesure en boucle ouverte.

On remarque que la réponse du système est une courbe bruitée qu'on ne peut pas l'exploiter avec précision pour l'identification, pour remédier à ce problème nous avons filtré ce signal à l'aide d'un filtre numérique de Matlab, la réponse est donnée par la figure suivante :

**Note :** Selon la figure IV.8, on voit l'apparition de temps en temps des pics de tensions de mesure. Cela est dû à la défaillance de la génératrice pour un laps de temps très court, sachant que le moteur est récupéré d'une ancienne machine à écrire. L'exploitation de cet actionneur pour vérifier notre loi de commande reste toujours intéressante.

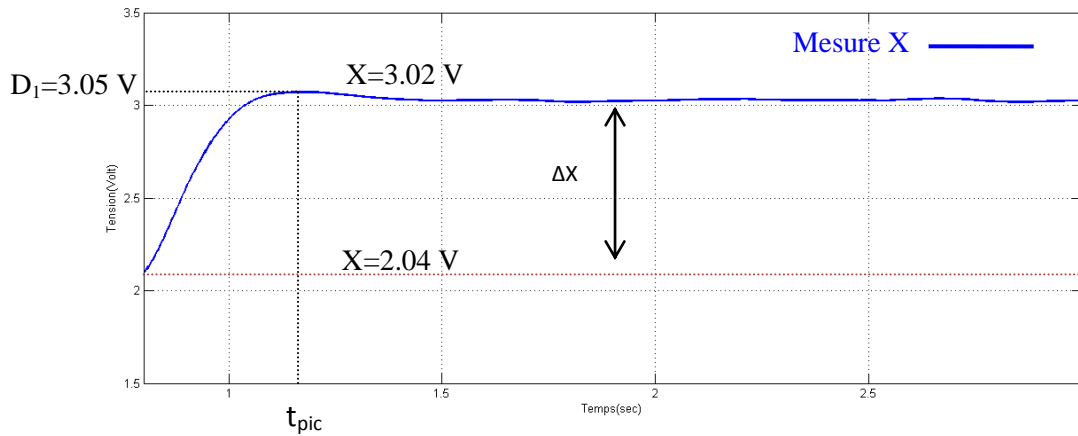


Figure IV.9: Variation de la mesure en boucle ouverte avec filtre numérique.

La réponse obtenue est une réponse d'un système de 2<sup>ème</sup> ordre. Pour obtenir sa fonction de transfert, on utilise la méthode d'identification du modèle de 2<sup>ème</sup> ordre présentée au chapitre I.

$$G(p) = \frac{G_s}{1 + \frac{2h}{\omega_n}p + \frac{p^2}{\omega_n^2}} \quad (IV.1)$$

Calcul de  $G_s$  :

Pour le calcul du gain statique, il faut que l'échelle de la commande et celui de la mesure soit le même, pour cette raison nous avons multiplié la mesure de la génératrice par le facteur k qui est égale à 3.35.

$$G_s = \frac{\Delta X}{\Delta Y} = \frac{(3.02 * 3.35) - (2.04 * 3.35)}{11.4 - 8} = \frac{10.11 - 6.83}{11.4 - 8} = 0.96 \quad (IV.2)$$

Calcul du dépassement :

$$D\% = \frac{a}{b} * 100 = \frac{0.05}{0.99} * 100 = 5\% \quad (IV.3)$$

Facteur d'amortissement  $h$  :

$$D\% = 100e^{\frac{-\pi h}{\sqrt{1-h^2}}} \quad (IV.4)$$

Sachant que  $D\%=5\%$ , on obtient  $h = 0.69$ .

Calcul de la pulsation propre  $\omega_n$  :

$$T_{pic} = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-h^2}} \quad (IV.5)$$

Sachant que  $t_{pic} = 0.42s$ , on obtient  $\omega_n = 10.33 \text{ rad/s}$ .

Donc le modèle obtenu est :

$$G(p) = \frac{0.96}{1 + 0.13p + 0.0093p^2} \quad (IV.6)$$

### IV.5.3. Identification des paramètres du PID [14]

Nous avons vu au chapitre I de nombreuses méthodes pour le réglage des paramètres du régulateur PID.

Dans tous les cas, il est possible d'appliquer une procédure de réglage en ligne du PID indiquée ci-dessous. C'est une procédure itérative de type essai-erreur :

- Réglage de départ :  $G_r$  faible, actions  $I$  et  $D$  à zéro ( $T_i$  maxi,  $T_d = 0$ ).
- Appliquer un échelon de consigne.
- Si le gain est suffisamment faible, la réponse doit être bien amortie.
- Multiplier  $G_r$  par 2, appliquer à nouveau un échelon de consigne et recommencer jusqu'à ce que des dépassements apparaissent sur la sortie. Régler alors  $G_r$  à la moitié de la valeur obtenue à l'apparition de dépassements.
- Appliquer la même procédure pour  $T_i$  en le réduisant à chaque fois d'un facteur 2, puis revenir à 2 fois la valeur provoquant les dépassements
- Même chose avec  $T_d$  et revenir au tiers de la valeur provoquant les dépassements.

Enfin, l'utilisation de régulateur PID conduit à un comportement dit robuste. Cela signifie que le comportement reste satisfaisant même si des erreurs sont faites sur le modèle du procédé, ou encore que le procédé évolue en cours de fonctionnement pour diverses raisons (non linéarités, vieillissement...).

Avec cette méthode, on trouve :

$$G_r = 0.76, \quad T_i = 2.8s \quad \text{et} \quad T_d = 0.39s.$$

### IV.5.4. Simulation Matlab

#### a. Réponse à un échelon (réponse indicielle)

Pour vérifier si le modèle que nous avons déterminé est fidèle au système, nous l'avons simulé avec un échelon d'amplitude de 3.4.

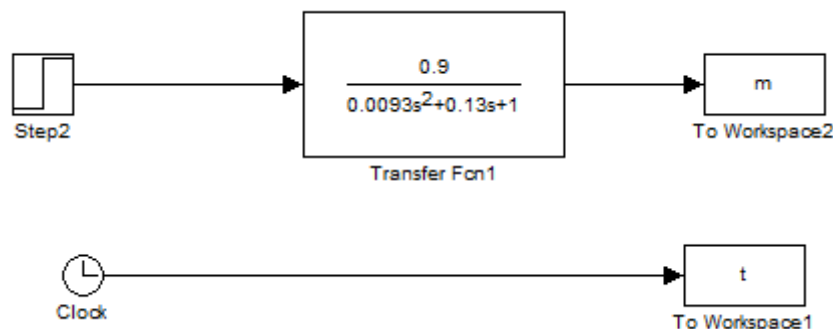


Figure IV. 10: Schéma de simulation du modèle.

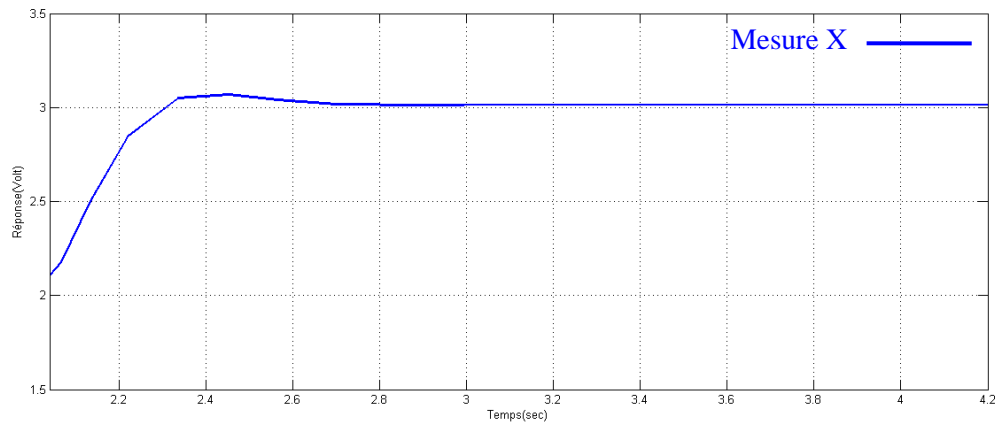


Figure IV.11: Réponse du modèle (Boucle ouverte).

On remarque donc que notre modèle reflète notre système.

Pour vérifier les performances de la loi de commande PID, on a réalisé le schéma de simulation de la figure IV.12.

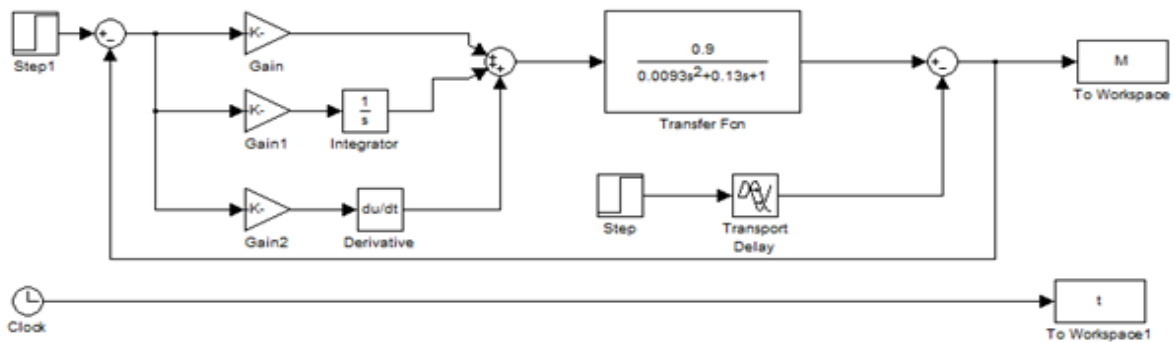


Figure IV.12: Schéma de simulation du modèle avec PID.

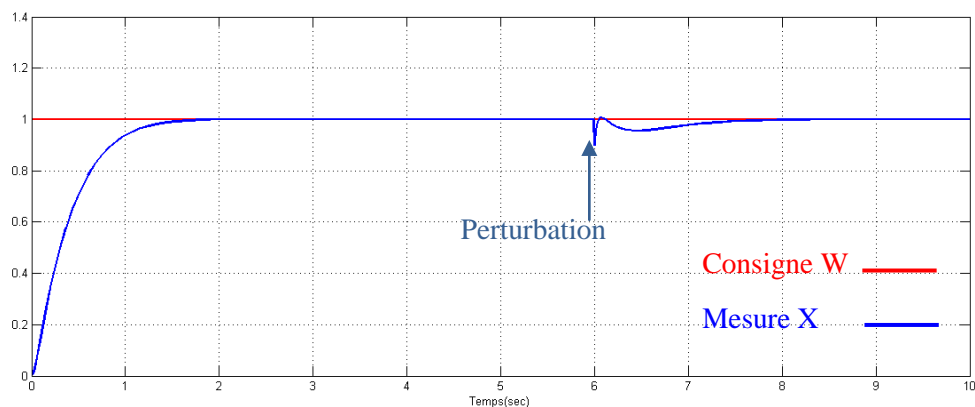


Figure IV.13: Réponse du modèle en boucle fermée.

Nous avons appliqué une perturbation à l'instant  $t=6$  sec. On observe que le régulateur rejette cette perturbation approximativement après 2 sec.

Pour mieux vérifier les performances de la loi de commande PID, nous avons aussi réalisé une poursuite sur Matlab. A l'instant  $t=30$  sec nous avons changé la consigne de 1 à 2 et à l'instant  $t=60$  sec, la consigne change de 2 à 1.5. La réponse obtenue est la suivante :

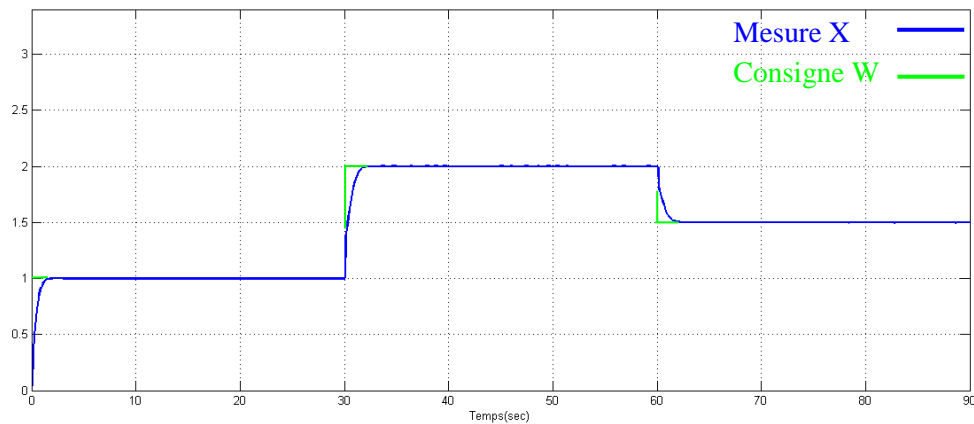


Figure IV.14 : Poursuite sur Matlab.

On peut voir que la mesure suit la consigne.

### b. Stabilité

#### • Tracé de Bode

Il est utilisé afin de visualiser rapidement la marge de gain, la marge de phase et sert à étudier la stabilité des systèmes.

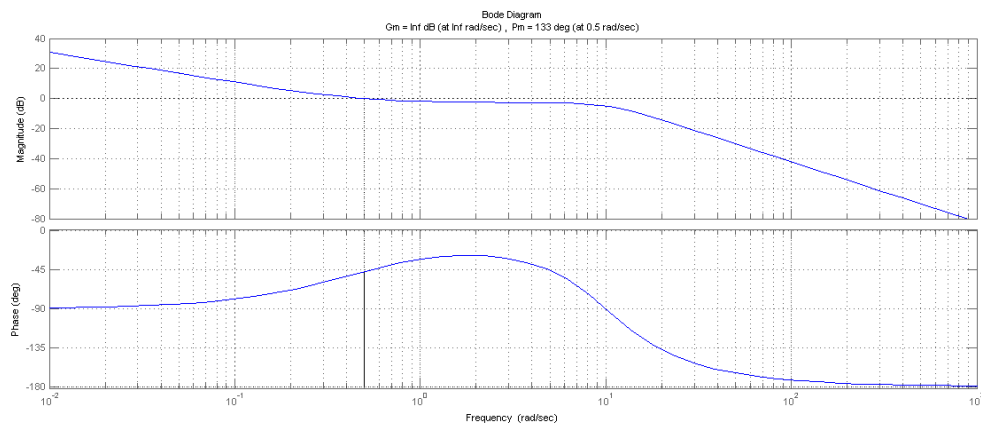


Figure IV.15 : Diagramme de Bode.

$$\varphi_m = 133^\circ$$

$$G_m = \text{inf}$$

On conclut que le système est stable.

## IV.6. Résultats expérimentaux

### IV.6.1. Régulation sans charge (moteur à vide)

Nous avons bouclé notre moteur avec la carte de commande que nous avons réalisé, puis nous avons appliqué un échelon de 2.5V à 3.1V autour du point de fonctionnement. Les figures ci-dessous montrent respectivement la réponse et la commande PWM.

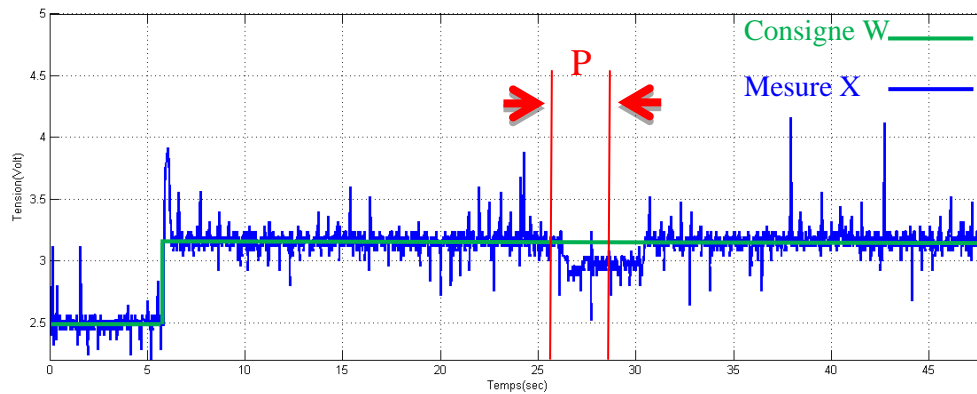


Figure VI.16: Réponse du système en boucle fermée à vide.

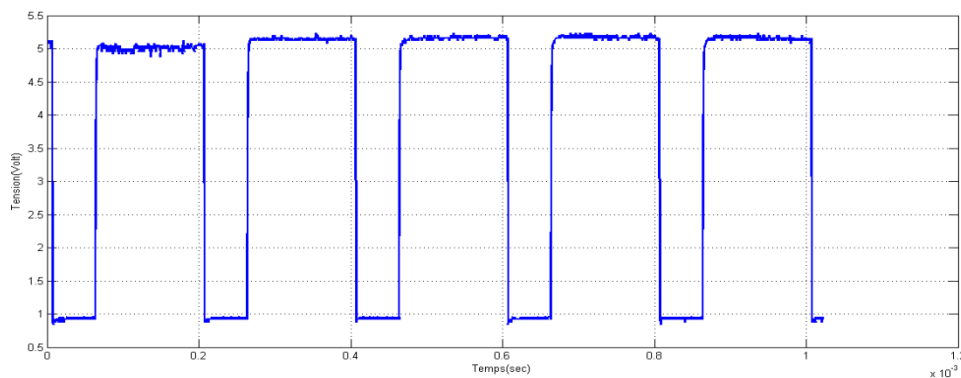


Figure VI.17: Signal de commande (PWM) du microcontrôleur à vide.

Nous avons appliqué une perturbation pendant 3sec à l'instant  $t=26$  sec. On observe que le régulateur rejette cette perturbation approximativement après 2sec.

Les différents pics sont dus à la qualité de la génératrice. Pour diminuer le premier dépassement, on a réduit le gain de régulateur de 0.76 à 0.4.

### IV.6.2. Régulation avec charge

Nous avons ajouté une charge de 10g pour le moteur. Un échelon de consigne a été appliqué pour vérifier ses performances, les figures suivantes montrent les différents résultats:

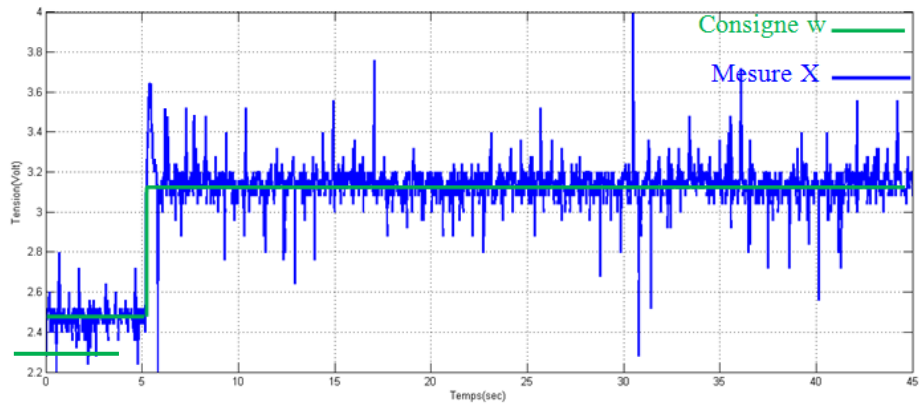


Figure VI.18: Réponse du système en boucle fermée avec charge.

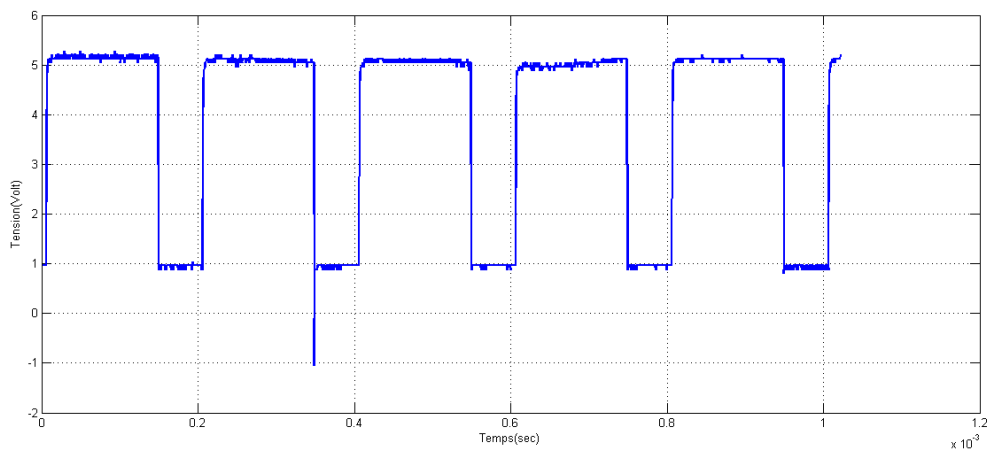


Figure VI.19: Signal de commande (PWM) du microcontrôleur avec charge.

On remarque que le signal de mesure est pratiquement identique à celui de la régulation à vide, par contre le signal de commande (PWM) du régulateur est légèrement plus grand pour compenser la charge appliquée au moteur.

#### IV.6.3. Réalisation d'une poursuite sans charge (moteur à vide)

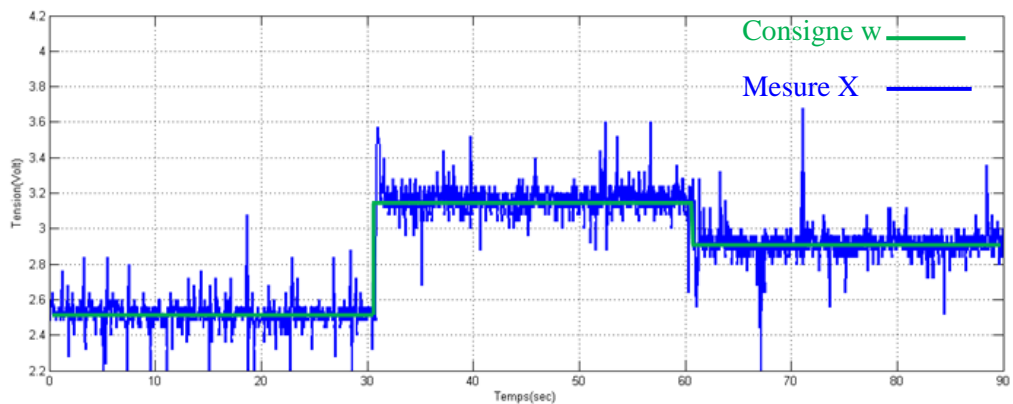


Figure VI.20: Poursuite à vide.

Le signal de mesure a été présenté sur la figure VI.20 et son signal de commande sur la figure VI.21. A l'instant  $t=30\text{sec}$  nous avons provoqué un changement de consigne de 2.5V à 3.1V, le nouveau signal de commande après ce changement est présenté sur la figure VI.22. A  $t=60\text{sec}$  nous avons encore opéré un autre changement de consigne, cette fois de 3.1V à 2.85V. Le signal de commande a été présenté à la Figure VI.23.

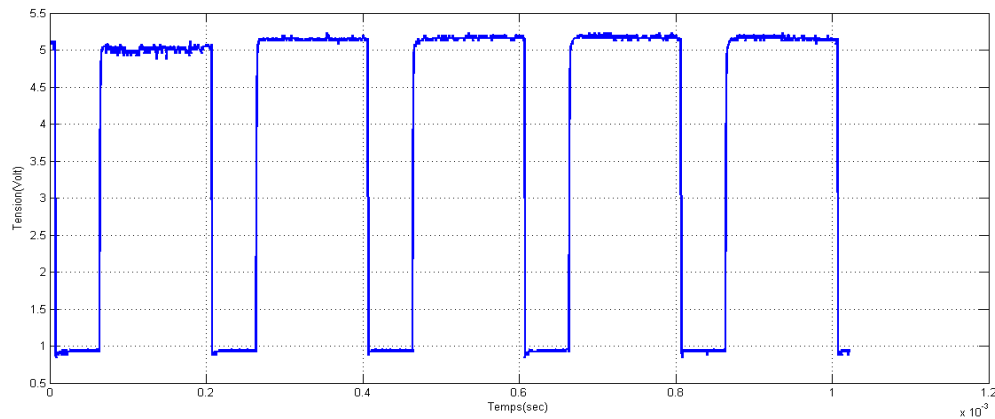


Figure VI.21: Signal de commande pour une consigne de 2.5V

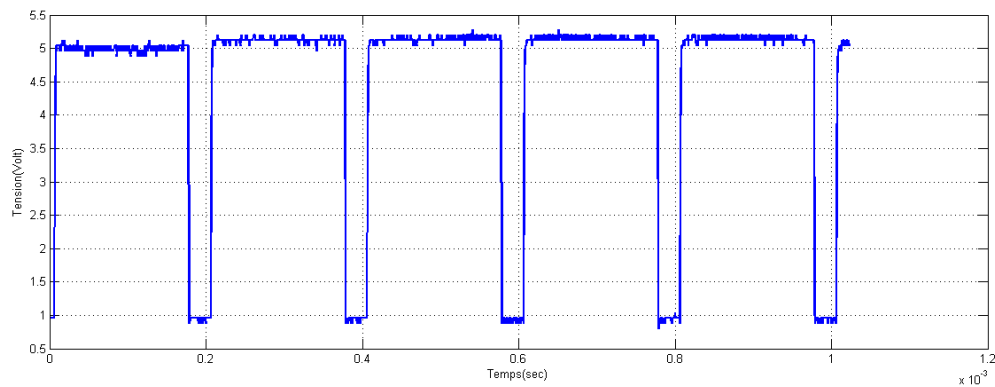


Figure VI.22: Signal de commande pour une consigne de 3.1V

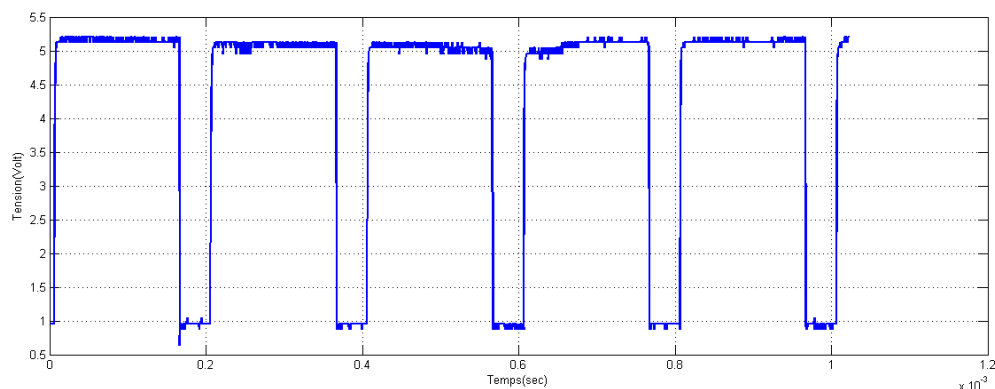


Figure VI.23: Signal de commande pour une consigne de 2.85V

On remarque qu'à chaque changement de consigne la commande agit et la mesure suit la consigne. On peut conclure que le régulateur PID agit convenablement, c'est-à-dire qu'il ramène la sortie à la consigne désirée.

#### IV.6.4. Réalisation d'une poursuite avec charge

Comme dans le cas précédent, nous avons ajouté une charge au moteur pour vérifier ses performances en poursuite avec charge. La réponse du moteur est la suivante :

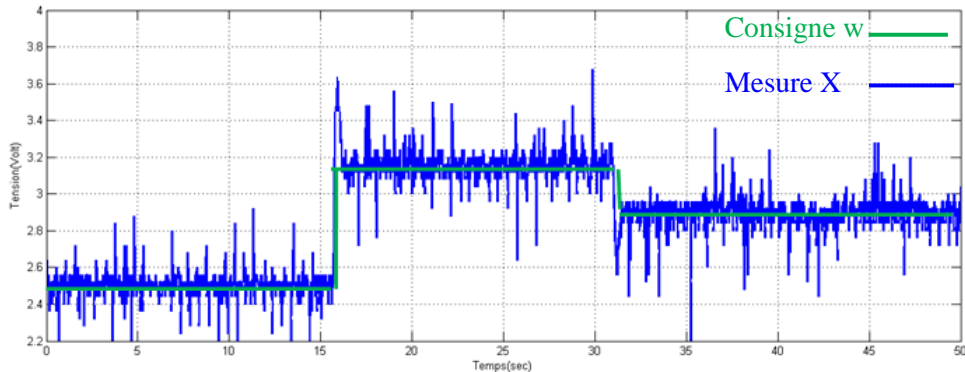


Figure VI.23: Poursuite avec charge.

La poursuite avec charge est pratiquement identique à celle à vide, le régulateur arrive à satisfaire notre cahier des charges dans les deux cas.

Pour amener le moteur à sa vitesse maximale, nous avons donné une consigne maximale de 5V au régulateur PID, le signal qu'il a délivré est représenté sur la figure suivante :

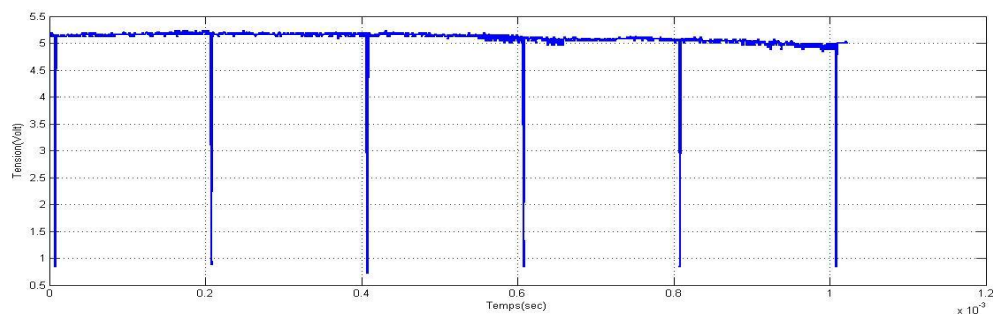


Figure VI.24: Signal de commande pour une consigne de 5V.

On remarque bien que le rapport cyclique est égal à 1, ce qui veut dire que la PWM est au maximum, donc le régulateur PID délivre une commande maximale.

#### VI.7. Conclusion

La régulation repose sur la détermination des paramètres du régulateur PID, pour cela nous avons modélisé notre moteur par une fonction de transfert afin de déterminer les paramètres du PID que nous avons implanté sur le microcontrôleur dans le but d'assurer le meilleur fonctionnement, et répondre ainsi aux exigences voulues à savoir ramener toujours la mesure à la consigne désirée.

Dans ce chapitre, nous avons abordé en détail les différentes phases d'élaboration de la carte de commande. Nous avons exposé la partie matérielle et ceci en expliquant les différentes parties de la carte ainsi leur fonctionnement.

Ensuite, nous avons abordé la partie logicielle qui est composée de deux parties, une partie servant à faire programmer le pic 18F2550 et une autre servant à simuler sur un ordinateur pour corriger les erreurs avant la réalisation définitive.

Enfin, une fois la carte réalisée, nous avons appliqué sur le système réel la loi de commande choisie.

## ***CONCLUSION GENERALE***

Durant notre projet, nous avons vu que la régulation de vitesse des moteurs électriques à courant continu à base du régulateur PID est une solution qui peut offrir de bonnes performances, que ce soit au niveau de la précision, du temps de réponse, du dépassement, ou de la stabilité.

En effet, ce mémoire de fin d'étude est une expérience très bénéfique, il nous a permis d'enrichir nos connaissances déjà acquises durant notre formation et surtout de mettre nos connaissances dans le domaine pratique. Primo, du point de vue software, ce projet nous a orientés directement vers des langages de programmation tel que le langage C pour la programmation des PID, ainsi que différents logiciels utilisés dans notre domaine, à savoir PROTEUS et MATLAB.

Secondo, sur le plan personnel, nous avons pu s'intégrer dans un climat d'étude professionnel, d'où, on a vécu tous l'avancement du projet à savoir la procédure à suivre pour planifier un cahier des charges. Nous avons pu acquérir une certaine expérience concernant la conception et la réalisation des différentes composantes d'un système de régulation

Ce travail reste, comme toute œuvre humaine, incomplet et perfectible, pour cela nous recommandons d'améliorer notre carte de commande. Nous proposons ci-dessous des améliorations pour les travaux futurs :

- Réaliser le circuit imprimé de la carte et implanter le microcontrôleur et tous les composants.
- Ajouter un afficheur GLCD afin de visualiser l'évolution de toutes les variables du système comme le signal de consigne, de mesure et de commande.
- Associer à la carte un port serie RS232 pour la communication en temps réel avec le microcontrôleur et pouvoir ainsi lui envoyer des commandes à titre d'exemple : changer les paramètres du PID.
- Tester notre carte de commande sur d'autres systèmes de régulation.
- Implanter d'autres techniques de commandes à savoir : logique floue, neuroflou, mode glissant, neuronal, etc, dans le but de faire la comparaison entre les différentes techniques.
- En fin, on espère que nos efforts puissent servir à quelque chose et que ce mémoire soit un bon guide pour les promotions futures.

## *Bibliographie*

- [1] **PROUVOST PATRICK** « Instrumentation et Régulation en 30 fichiers » Dunod paris 2010
- [2] **PROUVOST PATRICK** « Contrôle Régulation, exercices et problèmes résolus » Edition Nathan, paris 1997.
- [3] **PROUVOST PATRICK** « Automatique contrôle et régulation » Edition Dunod 2004.
- [4] **RIVOIRE. M /FERRIE. L** « Commande par ordinateur Identification » Edition Eyrolles Paris 1997.
- [5]: **CHAUPRADE, R** « Commande électronique des moteurs à courant continu » *Edition* Eyrolles, Paris, 1978.
- [6] : **CL.TOUSSAINT & M. LAVABRE** « Cours d'électrotechnique, fascicule 2: machine à courant continu » Edition DUNOD, 1<sup>er</sup> trimestre 1978.
- [7] : **PIERRE MAYÉ** « Moteur électrique industriels, Edition DUNOD, 2011, 2eme édition.
- [8] : **MARCEL JUFER** ; Les entraînements électrique, édition HARMÈS-LAVOISIER, 2010 »
- [9] **DATA SHEET MICROCHIP:** Pic 18F2550.
- [10] **ALEXANDRE GALODÉ** « DOC PDF : L'essentiel des pic » Edition DIABLOTRONIC 04/09/2006
- [11] Guide d'utilisateur du logiciel Proteus.
- [12] DOC PDF « Programmation en MikroC. Application pour les microcontrôleurs de la famille PIC »
- [13] <http://www.elektronique.fr/>
- [14] <http://www.ferdinandpiette.com/blog/2011/08/implementer-un-pid/>
- [15] **Salim, Jyoti Ohri, Naveen** « Speed Control of DC Motor using Fuzzy Logic based on LabVIEW » International Journal of Scientific and Research Publications, Volume 3, Issue 6, June 2013
-

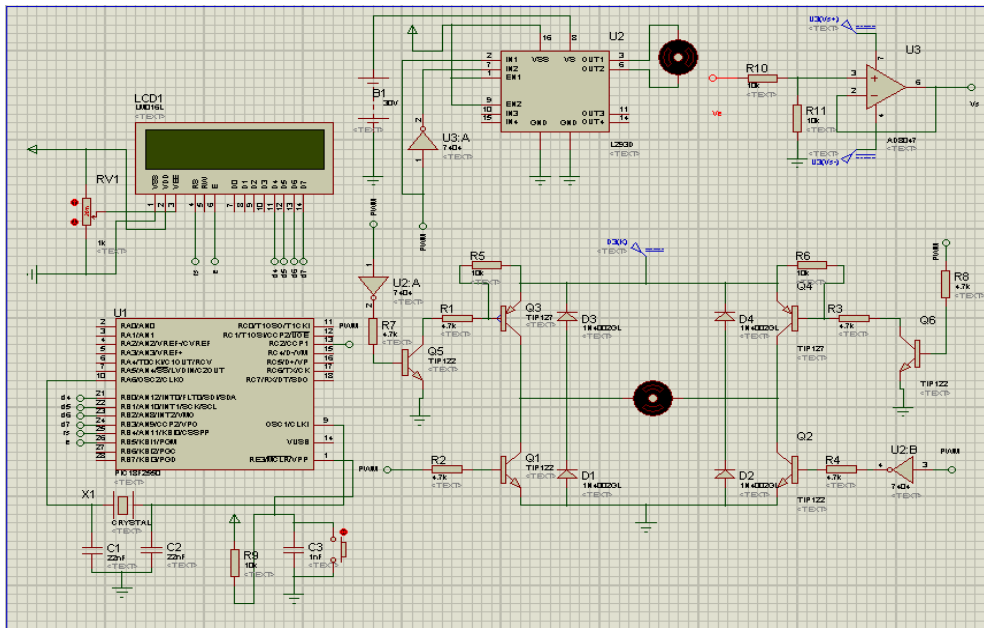


Figure 1: Schéma ISIS de notre carte.

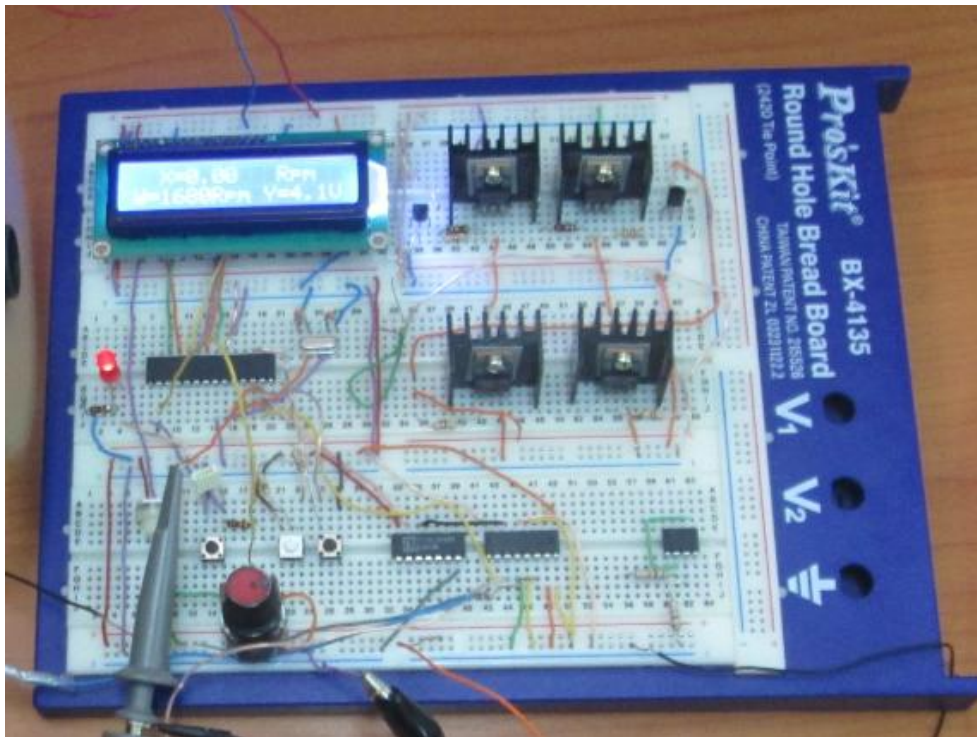


Figure 2: Photo de notre carte.