

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



Faculté de génie électrique et informatique  
département d'automatique

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Présenté pour l'obtention du diplôme de Master professionnel en  
Automatique et Informatique Industrielle par :

Idi Guéro Abdoul-Aziz

Kechidi Youcef

Thème :

**Commande d'un moteur à courant continu à l'aide de la PLL**

Devant le jury composé de :

- Président : M. R. Mellah
- Examinatrice : Mlle O. Chillali
- Examineur : M. A. Kasri
- Promoteur : M. A. Dirami

Soutenu le 10/07/2016

## **Remerciements**

Nous exprimons nos profondes gratitude à l'égard de notre promoteur, M. A. Dirami pour non seulement ses précieux conseils durant de ce travail, mais aussi pour nous avoir fait l'honneur de nous encadrer.

Nous remercions les membres de jury qui ont acceptés de juger ce modeste travail.

Nous remercions également M. A. Hakim.

Enfin nous rendons grâce à toutes les personnes qui nous ont aidés notamment nos enseignants et amis.

## Dédicaces

Je dédie ce travail :

- à mes parents ;
- à mes frères et sœurs ;
- à mes enseignants, spécialement pour ceux qui ont intervenu dans mon cursus universitaire ;
- à mes chers amis M,M,A ;

**Youcef Kechidi**

## **Dédicace**

A mon tonton et ami Siddo

**Idi Guéro Abdoul-Aziz**

# Liste des figures

Figure 1.1. Schéma fonctionnel de la PLL.....	3
Figure 1.2. Comparateur de phase.....	3
Figure 1.3. Sortie $U(t)$ du comparateur de phase.....	4
Figure 1.4. Filtre RC de 1 <sup>er</sup> type.....	5
Figure 1.5. Diagramme de Bode du Filtre RC de 1 <sup>er</sup> type.....	5
Figure 1.6. Filtre RC de 2 <sup>ème</sup> type.....	5
Figure 1.7. Diagramme de Bode du Filtre RC de 2 <sup>ème</sup> type.....	6
Figure 1.8. Filtre actif de 3 <sup>ème</sup> type.....	6
Figure 1.9. Diagramme de Bode du Filtre actif de 3 <sup>ème</sup> type [3].....	6
Figure 1.10. Oscillateur contrôlé en tension.....	7
Figure 1.11. Modèle du VCO.....	7
Figure 1.12. Courbe caractéristique du VCO.....	7
Figure 1.13. Boucle complète.....	8
Figure 1.14. Les plages de capture et de verrouillage.....	10
Figure 1.15. Plage de capture.....	11
Figure 1.16. Plage de verrouillage.....	11
Figure 1.17. Phase d'accrochage et de décrochage de la PLL.....	11
Figure 1.18. Diagramme d'un système asservi.....	12
Figure 1.19. Détecteur de phase analogique.....	13
Figure 1.20. Détecteur de phase numérique.....	13
Figure 1.21. Diagramme en grandeurs de phases.....	14
Figure 1.22. Diagramme en grandeurs pulsations de la PLL.....	14
Figure 1.23. Diagramme en grandeurs fréquences de la PLL.....	15
Figure 1.24. Erreur relative.....	16
 Figure 2.1. Principe physique de la machine à courant continu.....	 18
Figure 2.2. Constitution d'un moteur à courant continu.....	19
Figure 2.3. Photo et schéma d'un stator.....	19
Figure 2.4. Photo d'un rotor.....	20
Figure 2.5. Bilan des puissances d'une machine réelle.....	21
Figure 2.6. Caractéristique de la vitesse et le rendement en fonction du couple résistant.....	22
Figure 2.7. Caractéristique des puissances élec. et méca. en fonction du couple résistant.....	23
Figure 2.8. Fonctionnement en moteur.....	23
Figure 2.9. Fonctionnement en génératrice.....	24
Figure 2.10. Modèle équivalent de la MCC.....	24
Figure 2.11. Modèle équivalent en fonctionnement moteur et en génératrice.....	25
Figure 2.12. Circuit électrique d'un MCC à excitation séparée.....	25
Figure 2.13. Circuit électrique d'un MCC à excitation série.....	26
Figure 2.14. Moteur à excitation shunt.....	26

Figure 2.15. Moteur à excitation composée .....	26
Figure 2.16. Point de fonctionnement de l'ensemble moteur + charge .....	27
Figure 2.17. Schéma d'un entraînement avec une MCC à excitation indépendante .....	28
Figure 2.18. Schéma bloc du modèle du MCC en vitesse.....	31
.	
Figure 3.1. Fonctionnement général du système .....	34
Figure 3.2. Schéma synoptique du dispositif .....	35
Figure 3.3. Schéma de la commande .....	36
Figure 3.4. Diagramme fonctionnel du HEF4046B .....	37
Figure 3.5. Brochage en boîtier.....	37
Figure 3.6. Signaux du comparateur de type 2 .....	38
Figure 3.7. Caractéristique et schéma du VCO.....	39
Figure 3.8. Générateur de la fréquence de consigne .....	40
Figure 3.9. Schéma du comparateur de type 1 .....	40
Figure 3.10. Différence de phase entre les entrées du comparateur .....	40
Figure 3.11. Forme typique des signaux de la PLL du comparateur 1 verrouillé sur $f_0$ .....	41
Figure 3.12 Filtre du circuit de commande.....	41
Figure 3.13. Circuit de commande (PLL) .....	42
Figure 3.14. Circuit du bloc de puissance .....	43
Figure 3.15. Schéma de liaison moteur + roue codeuse .....	44
Figure 3.16. Optocoupleur.....	44
Figure 3.17. Signal émetteur bloqué .....	45
Figure 3.18. Signal émetteur passant .....	45
Figure 3.19. Circuit de mise en forme .....	46
Figure 3.20. Photo de la carte Arduino UNO .....	47
Figure 3.21. Schéma simplifié de la carte Arduino UNO .....	48
Figure 3.22. Brochage de la carte Arduino UNO .....	48
Figure 3.23. Afficheur alphanumérique 2×16 .....	49
Figure 3.24. Connexion Afficheur LCD Arduino UNO avec mode 4 bits .....	52
Figure 3.25. Circuit d'alimentation .....	53
Figure 3.26. Fenêtre du module de simulation Proteus ISIS .....	54
Figure 3.27. Fenêtre du module Proteus ARES .....	55
Figure 3.28. Le schéma de la carte globale sur Proteus .....	56
Figure 3.29. Circuit de commande .....	57
Figure 3.30. Graphes des principaux signaux du sous-système de commande .....	57
Figure 3.31. Modèle de puissance, d'acquisition et de mise en forme .....	58
Figure 3.32. Graphes des signaux du circuit, d'acquisition et de mise en forme .....	58
Figure 3.33. Graphe de la fréquence d'entrée .....	58
Figure 3.34. Système de l'affichage .....	59
Figure 3.35. Diagramme fonctionnel du programme .....	60
Figure 4.1. Entrées du comparateur.....	63
Figure 4.2. Sortie du comparateur et du filtre .....	63

Figure 4.3. Entrées du comparateur avec une fréquence de 17.16KHz .....	64
Figure 4.4. Entrées du comparateur avec une fréquence de 4.76KHz .....	64
Figure 4.5. : Entrées du comparateur avec une fréquence de 13.10KHz .....	65
Figure 4.6. Signal d'attaque du moteur .....	65
Figure 4.7. Signal de mesure de la vitesse .....	66
Figure 4.8. Photo de l'affichage .....	67
Figure 4.9. Schéma de la carte sur ISIS .....	67
Figure 4.10. Implantation des composants .....	68
Figure 4.11. Circuit imprimé .....	68
Figure 4.12. Circuit imprimé sans composants .....	68
Figure 4.13. Photo de la carte .....	69

## Liste des tableaux

Tableau 3.1. Caractéristiques du MCC .....	43
Tableau 3.2. Description des pins de l'afficheur LCD .....	50

# Table des matières

<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 : Généralité sur la PLL.....</b>	<b>2</b>
<b>1.1. Introduction .....</b>	<b>2</b>
<b>1.2. Principe de fonctionnement .....</b>	<b>2</b>
1.2.1. Constitution générale d'une PLL.....	2
1.2.1.1. Comparateur de phase.....	3
1.2.1.2. Filtre passe-bas .....	4
1.2.1.3. Oscillateur contrôlé VCO .....	6
<b>1.3. Cas des boucles complètes .....</b>	<b>8</b>
<b>1.4. Étude qualitative .....</b>	<b>9</b>
1.4.1. Déphasage de deux signaux alternatif.....	9
1.4.1.1. Phase instantanée d'un signal sinusoïdal.....	9
1.4.1.2. Déphasage de deux signaux sinusoïdaux de même fréquence .....	9
1.4.1.3. Déphasage de deux signaux sinusoïdaux de fréquences différentes.....	10
1.4.1.4. Déphasage de deux signaux .....	10
1.4.2. Plage de verrouillage et de capture .....	10
1.4.3. Accrochage et décrochage de la PLL.....	11
<b>1.5. Étude quantitative.....</b>	<b>12</b>
1.5.1. Fonctions de transfert et schéma-bloc des PLL .....	12
1.5.1.1. Fonctions de transfert des différents éléments.....	12
1.5.1.2 Schéma-bloc d'ensemble de la PLL.....	14
1.5.1.3. Fonction de transfert de la chaîne directe.....	15
1.5.1.4. Fonction de transfert de la boucle fermée .....	15
1.5.2. Stabilité des PLL .....	15
1.5.3 La précision des PLL.....	16
<b>1.6. Conclusion .....</b>	<b>16</b>
<b>Chapitre 2 : Etude et modélisation d'un moteur à courant continu.....</b>	<b>18</b>
<b>2.1. Introduction.....</b>	<b>18</b>



<b>2.2. Principe physique.....</b>	<b>18</b>
<b>2.3. Constitution des moteurs à courant continu .....</b>	<b>18</b>
2.3.1. Stator.....	19
2.3.2. Rotor .....	19
2.3.3. Les paires de pôles.....	20
<b>2.4. Caractéristique électromécanique.....</b>	<b>20</b>
2.4.1. Force électromotrice f.é.m .....	20
2.4.2. Couple électromagnétique .....	21
2.4.3. La puissance électromagnétique .....	21
2.4.4. Rendement .....	22
2.4.5. Vitesse de rotation .....	22
2.4.6. Courbes caractéristiques .....	22
<b>2.5. Réversibilité de fonctionnement .....</b>	<b>23</b>
2.5.1. Descriptif de fonctionnement .....	23
<b>2.6. Modèle équivalent de la machine à courant continu .....</b>	<b>24</b>
2.6.1. Modèle équivalent pour un fonctionnement en moteur et en génératrice .....	25
<b>2.7. Excitation des moteurs à courant continu .....</b>	<b>25</b>
2.7.1. Moteur à excitation indépendante (ou excitation séparée) .....	25
2.7.2. Moteur à excitation série.....	25
2.7.3. Moteur à excitation dérivation .....	26
2.7.4. Moteur à excitation composée.....	26
<b>2.8. Point de fonctionnemnt.....</b>	<b>27</b>
<b>2.9. Modélisation d'un moteur à courant continu .....</b>	<b>27</b>
2.9.1. Equations de la machine à courant continu .....	27
2.9.1.1. Equation électromecanique du moteur à courant continu en regime.....	28
2.9.1.2. Équations électromécaniques dans le domaine de Laplace .....	29
2.9.2. Fonction de transfert du moteur .....	29
2.9.3. Schéma fonctionnel du moteur .....	30
<b>2.10. Variation de la vitesse .....</b>	<b>31</b>
<b>2.11. Avantages et inconvénients .....</b>	<b>31</b>
<b>2.12. Conclusion .....</b>	<b>31</b>

<b>Chapitre 3 : Conception de la commande du moteur à courant continu avec la PLL</b>	<b>33</b>
<b>3.1. Introduction</b>	<b>33</b>
<b>3.2. Description du fonctionnement</b>	<b>33</b>
<b>3.3. Présentation globale du système</b>	<b>34</b>
<b>3.4. Description des composants (matériels) et leurs réglages</b>	<b>35</b>
3.4.1. Bloc de commande	35
3.4.1.1. Le circuit intégré HEF 4046	36
3.4.1.2. Générateur de fréquence	39
3.4.1.3. Circuit de la PLL	40
3.4.2. Bloc de puissance	43
3.4.3. Bloc d'acquisition et de mise en forme	44
3.4.4. Bloc d'affichage	46
3.4.4.1. Carte Arduino UNO	46
3.4.4.2. Afficheur LCD	49
3.4.5. Alimentation	52
<b>3.5. Conception</b>	<b>53</b>
3.5.1. Présentation Proteus	54
3.5.1.1. ISIS	54
3.5.1.2. ARES	55
3.5.2. Conception matérielle et simulation	55
<b>3.6. Simulation</b>	<b>57</b>
3.6.1. Simulation du circuit de commande	57
3.6.2. Simulation du sous-système de puissance, d'acquisition et de mise en forme	58
3.6.3. Simulation du sous-système de l'affichage de la vitesse	58
<b>3.7. Programme d'affichage</b>	<b>59</b>
<b>3.8. Conclusion</b>	<b>61</b>
<b>Chapitre 4 : Réalisation, résultat et tests</b>	<b>62</b>
<b>4.1. Introduction</b>	<b>62</b>
<b>4.2. Réalisation</b>	<b>62</b>
4.2.1. Essais	62

4.2.1.1. Essai 1 : Système de commande .....	62
4.2.1.2. Essai 2 : Étage de puissance .....	65
4.2.1.3. Essai 3 : Système d'acquisition et de mise en forme .....	65
4.2.1.4. Essai 4 : Affichage .....	66
4.2.2. Circuit imprimé .....	67
<b>4.3. Tests .....</b>	<b>69</b>
<b>4.4. Conclusion .....</b>	<b>69</b>

## Introduction Générale :

Coordonner plusieurs opérations entre elles en fonction du temps nécessite une synchronisation de ces dernières. La synchronisation de phase permet, à au moins deux évènements cycliques, de se réaliser simultanément. Cette synchronisation va faire intervenir un asservissement de fréquence ou de phase. Cet asservissement peut être réalisé par un dispositif appelé boucle à verrouillage de phase ou PLL (en anglais « Phase Locked Loop »).

L'objectif principal de notre projet est alors la commande d'un moteur à courant continu par une PLL dont le rôle est d'asservir la vitesse de ce moteur à la fréquence d'un signal périodique donnée qu'on utilisera comme commande. Le projet s'articule ainsi autour de la réalisation d'une carte de commande d'un moteur à courant continu. Nous sommes ainsi amenés à étudier les principes généraux de la PLL, les généralités sur les moteurs à courant continu en vue d'effectuer la conception et la réalisation du dispositif de commande du moteur.

Le mémoire du projet est structuré en quatre chapitres.

Le premier chapitre porte sur les généralités de la PLL. On y trouvera le principe de fonctionnement de la PLL, les différentes architectures, l'étude quantitative et qualitative de la PLL et enfin le choix de la PLL à utiliser.

Nous donnerons dans le deuxième chapitre un aperçu sur les moteurs à courant continu. Nous y exposerons brièvement les différents éléments constitutifs, les caractéristiques et leur modélisation.

Le troisième chapitre est consacré à la conception de la carte de commande du moteur. On y étudiera successivement le circuit de génération de la consigne en fréquence, le circuit PLL utilisé avec ses différents éléments constitutifs, le circuit de commande en vitesse du moteur, le dispositif de mesure de la vitesse composé notamment d'une carte Arduino.

Le quatrième et dernier chapitre sera consacré à la réalisation de la carte et à l'exposé des tests et résultats de mesures effectués sur les différents signaux.

Nous clôturons notre mémoire par une conclusion générale.

# Chapitre 1 : Généralités sur la PLL

## 1.1. Introduction :

La mise au point de la boucle à verrouillage de phase est directement liée à l'histoire de la modulation d'amplitude. Son invention est attribuée à l'ingénieur français, Henri de Bellecize en 1932. Étant donné que la réalisation des circuits correspondants est assez complexe et demande plusieurs dizaines de composants, ce n'est que dans les années 1960, avec l'apparition des circuits intégrés que la mise en œuvre de l'invention s'étend de façon notable. [11]

Les « boucle à verrouillage de phase » ou PLL constituent un élément important de l'électronique moderne dont l'utilisation ne se limite pas à l'asservissement de vitesse d'un moteur à courant continu, mais aussi dans des applications diverses telles que :

- La modulation de fréquence ;
- La démodulation de fréquence (analogique, FSK, etc.) ;
- La démodulation de phase (analogique, PSK, etc.) ;
- La démodulation en BLU ;
- La réalisation de décodeurs de tonalité ;
- la multiplication de fréquence par un nombre entier ;
- la réalisation de radars à effet DOPPLER ;
- la réalisation de filtres de poursuite ;
- [1]

Les boucles à verrouillage de phase sont au cœur de nombreux matériels électroniques : synthétiseurs de fréquence, récepteurs de télévision, téléphones cellulaires, etc. Nous étudierons dans la suite du chapitre les aspects généraux de la boucle à verrouillage de phase afin de choisir la PLL qui convient le mieux à notre réalisation et établir le circuit de commande du moteur à courant continu.

## 1.2. Principe de fonctionnement :

La boucle à verrouillage de phase est un asservissement de phase ou de fréquence d'un système en fonction d'une consigne donnée (signal injecté à l'entrée).

### 1.2.1. Constitution générale d'une PLL :

Le schéma fonctionnel d'une boucle à verrouillage de phase est donné dans la figure 1.1 ci-dessous.

L'entrée et la sortie sont caractérisées par la phase d'un signal de même fréquence.

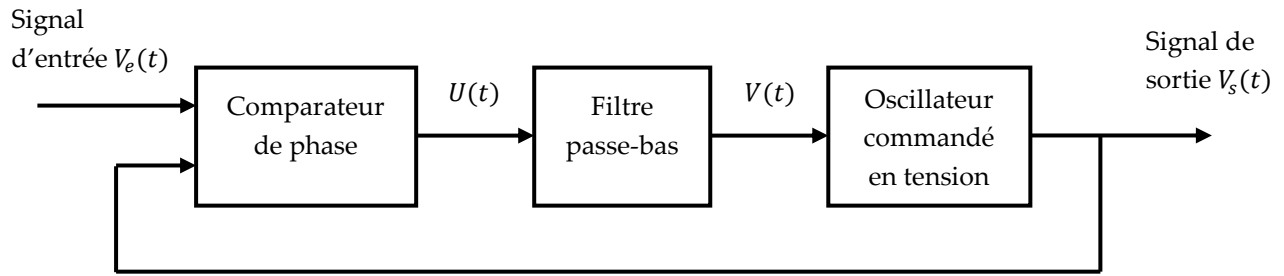


Figure 1.1 : Schéma fonctionnel de la PLL

Les éléments constitutifs de ce circuit sont :

- **Un comparateur de phase,**
- **Un filtre passe-bas,**
- **Un oscillateur commandé en tension ou VCO.**

#### 1.2.1.1. Comparateur de phase :

Le comparateur de phase ou détecteur de phase fournit en sortie une information sur le déphasage entre le signal de sortie du VCO et le signal d'entrée de la boucle. Il fournit une tension proportionnelle à la différence de phase entre la consigne et le signal de sortie.

Dans le schéma fonctionnel de la PLL Figure 1.1 le comparateur de phase se modélise par :

- Un comparateur qui calcul la différence de phase entre les signaux  $V_e(t)$  et  $V_s(t)$
- Un bloc de gain traditionnellement noté  $K_d$  exprimé en volts/radian qui effectue la conversion déphasage-tension,
- La tension  $U(t)$  étant en général affectée de fluctuations, il faut les éliminer par filtrage passe-bas.

Le comparateur de phase est représenté dans la figure 1.2 ci-dessous :

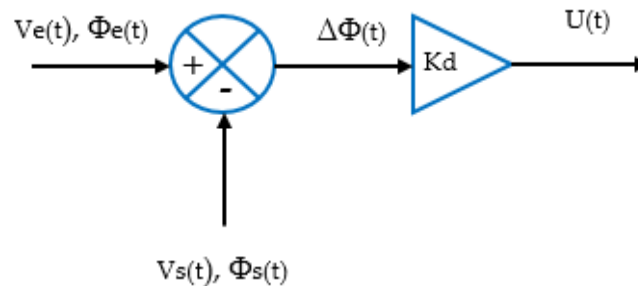


Figure 1.2 : Comparateur de phase

Le spectre de la tension de sortie  $U(t)$  du comparateur de phase dans les conditions de verrouillage comprend :

- Une composante continue, image du déphasage entre les signaux d'entrée,
- Des harmoniques de fréquence  $2f_e$  et plus.

Le signal de l'erreur de phase  $U(t)$  s'exprime par :

$$U(t) = K_d \Delta\Phi(t) = K_d (\Phi_e(t) - \Phi_s(t)) \quad (1.1)$$

$U(t)$  : Tension de sortie du comparateur,

$f_e$  : Fréquence d'entrée du comparateur,  
 $\Delta\Phi(t)$  : Déphasage entre les signaux  $V_e(t)$  et  $V_s(t)$ ,  
 $\Phi_e(t)$  : Phase du signal d'entrée,  
 $\Phi_s(t)$  : Phase du signal de sortie,  
 $K_d$  : Le gain du comparateur ( $V/rad$ ) représente le rapport entre le changement de la tension de sortie dû aux changements de phases aux entrées. La figure 1.3 ci-dessous montre la sortie du comparateur de phase.

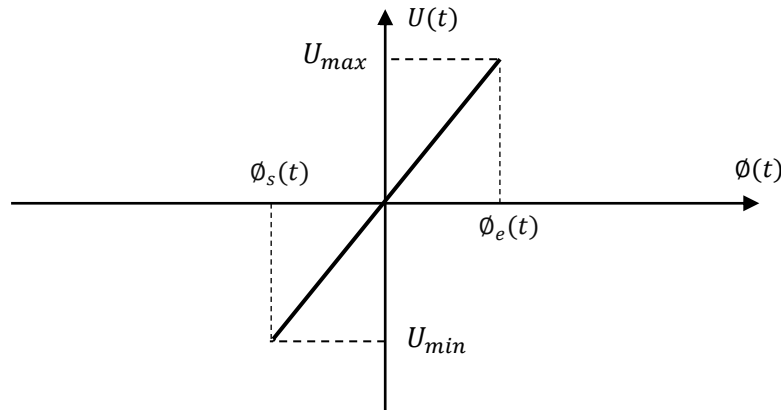


Figure 1.3 : Sortie  $U(t)$  du comparateur de phase

Les technologies utilisées par le comparateur de phase sont variées ; ce sont elles qui définissent la technologie générale de la PLL, on distingue :

- La technologie analogique ;
- La technologie digitale :
  - Les comparateurs combinatoires,
  - Les comparateurs séquentiels.

De par ces différentes technologies découlent plusieurs types de comparateurs qui sont :

- Le comparateur de phase à trois états,
- Le comparateur de phase à bascule JK,
- Le comparateur de phase à porte OU exclusive.
- Etc. [11]

#### 1.2.1.2. Filtre passe-bas :

La tension  $U(t)$  de sortie du comparateur étant inutilisable à cause de ses harmoniques, le rôle du filtre passe-bas est :

- de ne conserver que la composante continue qui est proportionnelle à l'écart de phase,
- d'assurer les performances de l'asservissement : bande passante, amortissement, etc.

On rencontre alors :

- Le filtre passif constitué de résistances et condensateurs, c'est le cas le plus fréquent lorsqu'on utilise les circuits intégrés PLL,
- Le filtre actif qui permet, en plus de sa fonction initiale, d'apporter un gain supplémentaire dans la chaîne directe.

Les filtres les plus souvent utilisés sont décrits ci-dessous :

### a. Premier type : filtre passif comportant un pôle

C'est le filtre le plus simple, il comprend une résistance et un condensateur il est représenté dans la figure 1.4 ci-dessous :

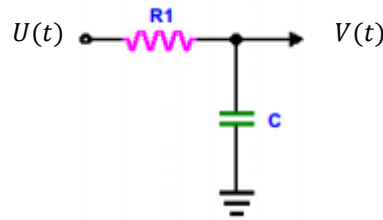


Figure 1.4 : Filtre RC de 1<sup>er</sup> type

La fonction de transfert correspondante est :

$$F(p) = \frac{1}{1 + \tau_1 p} \quad (1.2)$$

Avec  $\tau_1 = R_1 C$

Le diagramme de Bode de cette fonction donné dans la figure 1.5.

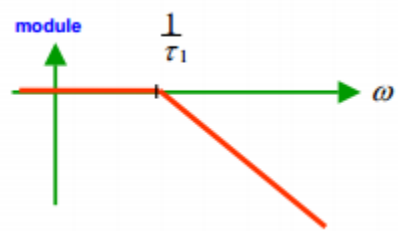


Figure 1.5 : Diagramme de Bode du Filtre RC de 1<sup>er</sup> type

### b. Deuxième type : filtre passif comportant un pôle et un zéro

Ce filtre est constitué par deux résistances et un condensateur il est représenté dans la figure 1.6 ci-dessous :

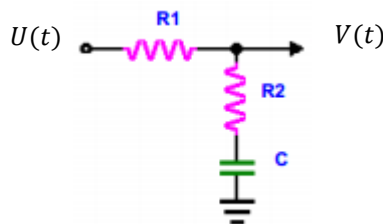


Figure 1.6 : Filtre RC de 2<sup>ème</sup> type

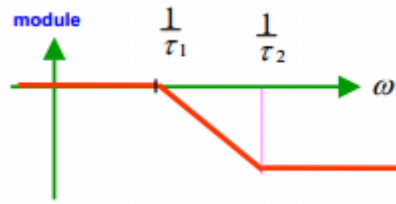
La fonction de transfert correspondante est :

$$F(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_1 p} \quad (1.3)$$

Avec  $\tau_1 = (R_1 + R_2)C$  et  $\tau_2 = R_1 C$

Le diagramme de Bode de cette fonction est donné dans la figure 1.7.



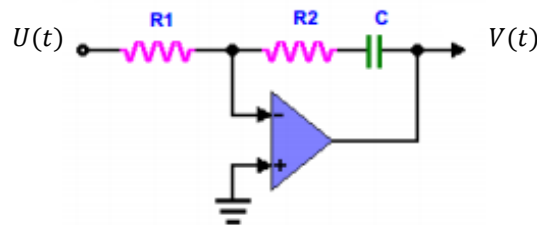
Figure 1.7 : Diagramme de Bode du Filtre RC de 2<sup>ème</sup> type

### c. Troisième type : filtre actif intégrateur du 1<sup>er</sup> ordre

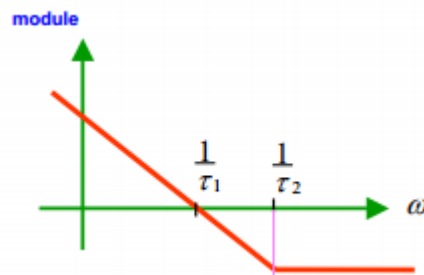
La troisième structure est un filtre actif mettant en œuvre un amplificateur opérationnel. Il existe une multitude de montages. La figure 1.8 nous indique le schéma d'un filtre classique dont la fonction de transfert est :

$$F(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{\tau_1 p} \quad (1.4)$$

Avec  $\tau_1 = R_1 C$  et  $\tau_2 = R_2 C$

Figure 1.8 : Filtre actif de 3<sup>ème</sup> type

Le diagramme de Bode de cette fonction est donné dans la figure 1.9.

Figure 1.9 : Diagramme de Bode du Filtre actif de 3<sup>ème</sup> type [3]

Remarque : Pour ce genre de filtre, on ajoute une résistance en dérivation avec la deuxième résistance et la capacité afin d'éviter un gain infini dans le cas d'une saturation de la capacité pour la pulsation  $\omega = 0$ .

#### 1.2.1.3. Oscillateur contrôlé VCO :

L'oscillateur contrôlé ou oscillateur commandé en tension, « Voltage Controlled Oscillator » en anglais est un circuit qui délivre une tension périodique (sinus, carré, etc.) dont la fréquence dépend de la tension appliquée à son entrée. Son symbole est donné à la figure 1.10 qui suit :



Figure 1.10 : Oscillateur contrôlé en tension

Le VCO doit répondre à certaines conditions :

- Le VCO doit bien-sûr couvrir la gamme de fréquence dans laquelle la PLL doit fonctionner,
- Les structures du VCO utilisées dépendront de la fréquence à laquelle doit travailler la boucle,
- Aux fréquences inférieures à quelques MHz, le VCO est simplement un convertisseur tension-fréquence,

Il est souhaitable que la dépendance **fréquence-tension du VCO soit linéaire**. Le VCO est linéarisé autour de son point de fonctionnement  $f_0$  (fréquence centrale ou fréquence libre du VCO). Il est caractérisé alors par sa pente  $K_0$ , ou gain statique, voir figure 1.11. La courbe caractéristique du VCO est représentée dans la figure 1.12.

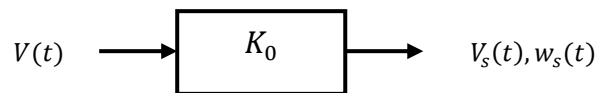


Figure 1.11 : Modèle du VCO

- la transmittance statique  $K_0$  est définie autour du point de repos correspondant à la tension  $V_0$  :

$$K_0 = \frac{\Delta\omega}{\Delta V} \quad (1.5)$$

$\Delta\omega$  : Variation de la pulsation de sortie,

$\Delta V$  : Variation de la tension d'entrée.

- La PLL pourra fonctionner dans une plage de fréquence centrée sur  $f_0$ ,
- Certaines applications comme le démodulateur FM exigent une bonne linéarité du VCO, d'autres non (synthèse, extraction, etc.).

La figure 1.12 ci-dessous montre la courbe caractéristique du VCO.

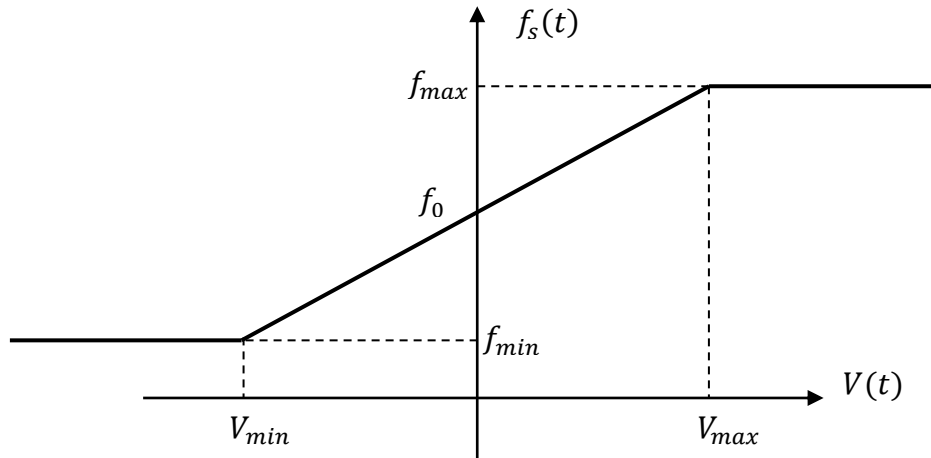


Figure 1.12 : Courbe caractéristique du VCO

La relation tension-fréquence du VCO est la suivante :

- Pour  $V < V_{min} \rightarrow f_s = f_{min}$ ,
- Pour  $V > V_{max} \rightarrow f_s = f_{max}$ ,
- Pour  $V \in [V_{min}, V_{max}] \rightarrow f_s = f_0 + \frac{f_{max} - f_{min}}{V_{max} - V_{min}} V$ ,

$$f_s = f_0 + K_0 V \quad (1.6)$$

La sensibilité  $K_0$  est exprimée en Hz/V et ne doit pas être trop élevée afin de préserver la stabilité de la boucle.

En pratique, deux types d'oscillateurs de fréquence contrôlés sont rencontrés :

- Les oscillateurs sinusoïdaux, accordés par une diode Varicap dont on fait varier la capacité à l'aide d'une tension. Ils sont utilisés surtout en haute fréquence,
- Les oscillateurs à relaxation, qui fournissent des signaux carrés ou triangulaires. C'est le principe des générateurs de fonctions constitués d'une boucle intégrateur-trigger.

La technologie des VCO est en général axée autour des circuits intégrés spécialisés mais on peut rencontrer des montages à éléments discrets.

### 1.3. Cas des boucles complètes :

Toujours dans le cadre des boucles uniques, on peut trouver en plus des éléments fondamentaux (le détecteur de phase, le filtre passe-bas et le VCO) :

- Un amplificateur en tension à gain variable permettant d'ajuster la précision, la stabilité et certains paramètres,
- Un diviseur par M en retour, programmable ou non,
- Éventuellement d'autres dispositifs électroniques permettant d'ajuster un signal, etc.

La figure 1.13 constitue un exemple de boucle d'une PLL.

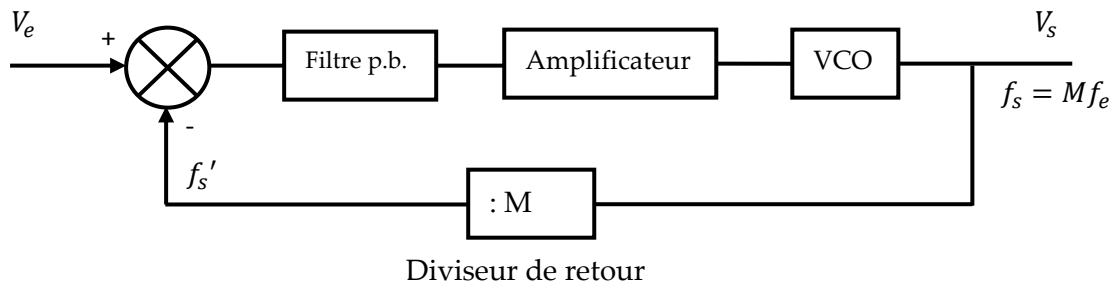


Figure 1.13 : Boucle complète

Le nombre de composants utilisés, leurs technologies et les applications donnent lieu à différents types de PLL :

- Si un élément linéaire comme un multiplieur quatre quadrants est utilisé comme comparateur de phase et que le filtre et le VCO sont aussi analogiques, nous aurons une PLL analogique ou encore "Linéaire" (LPLL).
- Si le comparateur de phase est numérique (comme un ou exclusif, une bascule...) et que les autres éléments sont identiques au cas précédent, nous aurons une PLL digitale ou semi-numérique. (DPLL).
- Si la PLL est constituée uniquement d'éléments numériques (comparateur, filtre...) sans aucune fonction analogique ou linéaire, nous aurons une PLL tout numérique (ADPLL-All Digital PLL).
- Enfin, lorsque l'information est numérisée et que l'on dispose d'un moyen de calcul numérique suffisamment rapide (DSP) il est possible de concevoir une PLL sous forme d'un logiciel qui sera implanté sur un DSP, on parle alors de PLL logiciel (SPLL-Software PLL). [12]

Cependant le principe de fonctionnement reste le même quel que soit la réalisation. Le choix d'une réalisation dépend principalement de la nature des signaux à l'entrée de la PLL.

#### 1.4. Étude qualitative :

L'étude qualitative porte essentiellement sur la comparaison de phases de signaux alternatifs et les plages de fonctionnement de l'oscillateur commandé en tension.

##### 1.4.1. Déphasage de deux signaux alternatifs :

###### 1.4.1.1. Phase instantanée d'un signal sinusoïdal :

Un signal de la forme

$$v = V \sin \varphi(t) \quad (1.7)$$

Permet de définir :

- La phase instantanée  $\varphi(t)$ ,
- La pulsation instantanée

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} \varphi(t) \quad (1.8)$$

Si le signal est à la fréquence fixe  $f_0$ ,

$$v = V \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1.9)$$

Si le signal est modulé en fréquence autour de  $f_0$ ,

$$v = V \sin[\omega_0 + f(t)]t \quad (1.10)$$

Où  $f(t)$  est une fonction qui représente l'écart de pulsation par rapport à  $f_0$ .

#### 1.4.1.2. Déphasage de deux signaux sinusoïdaux de même fréquence :

Soit deux signaux :

$$v_1 = V_1 \sin \varphi_1(t) \quad (1.11)$$

$$v_2 = V_2 \sin \varphi_2(t) \quad (1.12)$$

Le déphasage de  $v_2(t)$ , par rapport à  $v_1(t)$  correspond à la différence des deux phases instantanées :

$$\varphi(t) = \varphi_2(t) - \varphi_1(t) \text{ à } 2k\pi \text{ près} \quad (1.13)$$

Si les deux signaux sont définis en pulsation :

$$v_1 = V_1 \sin(\omega_0 t + \varphi_1) \quad (1.14)$$

$$v_2 = V_2 \sin(\omega_0 t + \varphi_2) \quad (1.15)$$

Alors

$$\varphi(t) = (\omega_0 t + \varphi_2) - (\omega_0 t + \varphi_1) = \varphi_2 - \varphi_1 \quad (1.16)$$

C'est le déphasage classique de deux fonctions de même fréquence.

#### 1.4.1.3. Déphasage de deux signaux sinusoïdaux de fréquences différentes :

Soit deux signaux définis en pulsation,

$$v_1 = V_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (1.17)$$

$$v_2 = V_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (1.18)$$

Le déphasage de ces deux signaux est

$$\varphi(t) = (\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1 \quad (1.19)$$

Ce déphasage n'est plus constant, mais varie linéairement en fonction du temps, au rythme du battement  $\omega_2 - \omega_1$ .

#### 1.4.1.4. Déphasage de deux signaux rectangulaires :

Pour des signaux rectangulaires ou carrés dites impulsions, on ne parle plus de déphasage mais de décalage dans le temps par fraction de période. Toutefois pour une raison de simplicité et de généralisation, on utilisera dans tous les cas le terme déphasage. [1]

#### 1.4.2. Plage de verrouillage et de capture :

Il existe deux plages caractéristiques de fonctionnement correct de la PLL. Ce sont les plages de verrouillage (bande de fréquence où la PLL reste verrouillée) et de capture (bande de fréquence où la PLL se verrouille) voir figure 1.14.

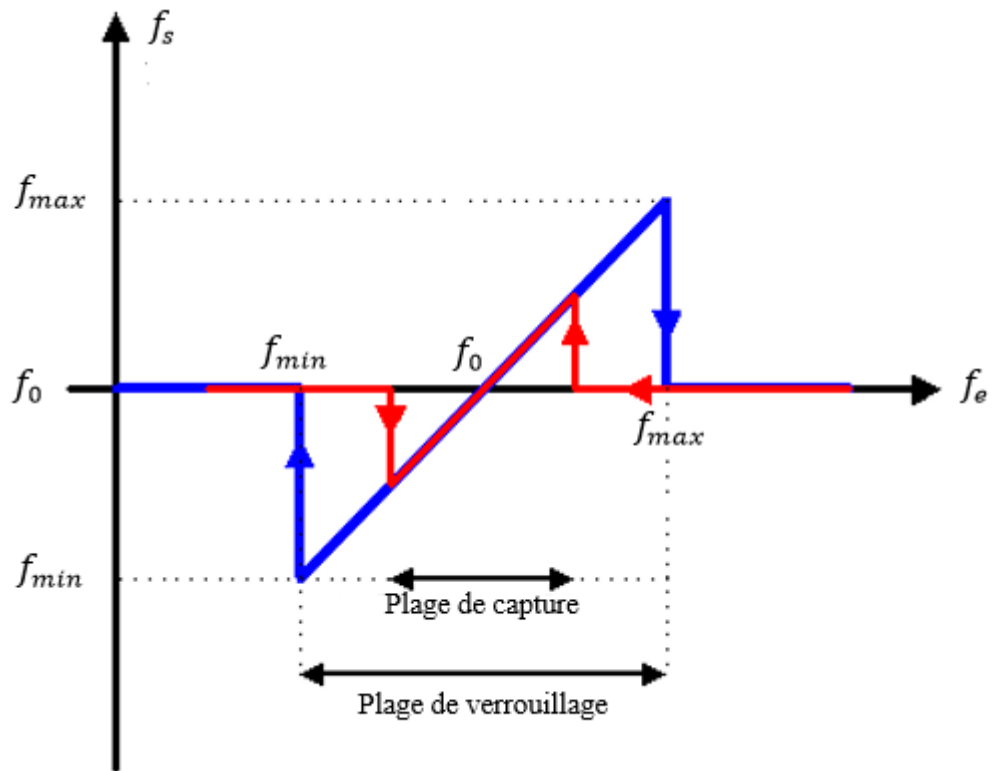


Figure 1.14 : Les plages de capture et de verrouillage

La PLL passe d'un état non verrouillé à un état verrouillé (capture), pour deux fréquences bien particulières, l'une  $F_1$  inférieure à la fréquence libre, l'autre  $F_2$  supérieure. Voir figure 1.15.

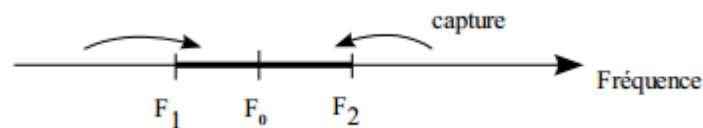


Figure 1.15 : Plage de capture

La plage de capture est l'intervalle de fréquence pour lequel la PLL est verrouillée mais dont les limites sont fixées par les deux fréquences conduisant à la capture (état non verrouillé vers un état verrouillé).

Lorsque la PLL est verrouillée, la fréquence d'entrée peut varier, la fréquence de sortie va suivre. Si la variation est trop grande, la PLL va décrocher. Voir figure 1.16.

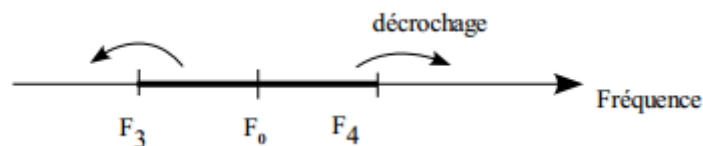


Figure 1.16 : Plage de verrouillage

La plage de maintien est donc l'intervalle de fréquence pour lequel la PLL est verrouillée mais dont les limites sont fixées par les deux fréquences conduisant au décrochage de la PLL. Systématiquement, la plage de maintien est supérieure ou égale à la plage de capture. [4]

### 1.4.3. Accrochage et décrochage de la PLL :

La figure 1.17 ci-dessous montre la phase d'accrochage et de décrochage de la PLL.

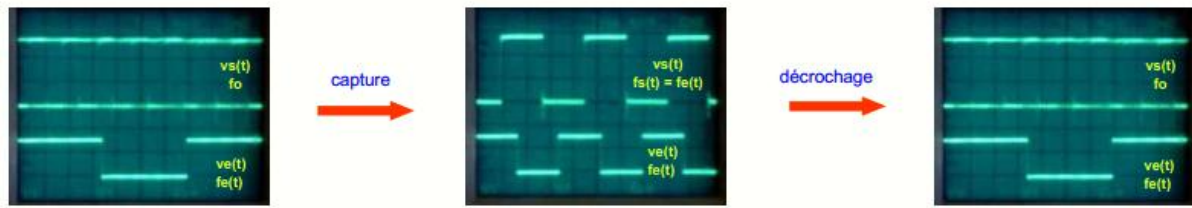


Figure 1.17 : Phase d'accrochage et de décrochage de la PLL

- Accrochage :
  - au départ, la fréquence  $f_e$  d'entrée (trace du bas) est très faible, la PLL n'est pas verrouillée, le VCO est à  $f_0$  (trace du haut),
  - si on augmente  $f_e$ , on finit par atteindre la fréquence de capture à laquelle la boucle se verrouille,
  - une fois la boucle verrouillée, la fréquence de sortie  $f_s$  du VCO suit la fréquence  $f_e$  injectée dans la boucle.
- Décrochage :
  - au départ, la PLL est verrouillée, la fréquence du VCO (trace du haut) est rigoureusement égale à la fréquence d'entrée (tracé du bas),
  - si la fréquence  $f_e$  du signal injecté diminue, on finit par atteindre la limite de la plage de verrouillage et la boucle décroche,
  - le VCO revient alors à sa fréquence centrale  $f_0$  et on n'a plus égalité entre les fréquences d'entrée et de sortie.

### 1.5. Étude quantitative :

L'étude quantitative d'une PLL est associée à l'étude des systèmes asservis. Un système asservi est un système bouclé dont la grandeur de sortie est asservie à celle de l'entrée. Le diagramme général d'un tel système donné sur la figure 1.18 ci-dessous :

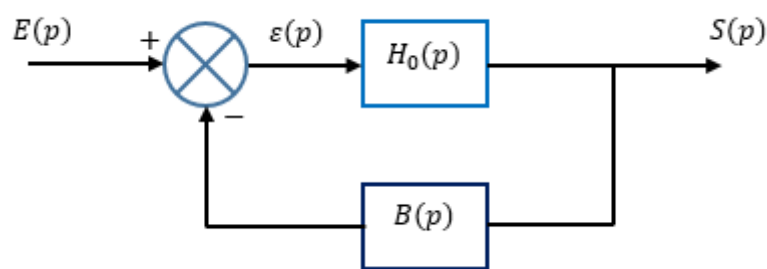


Figure 1.18 : Diagramme d'un système asservi

Les fonctions de transfert ou transmittances rencontrées sont :

- $H_0(p)$  : Fonction de transfert de la chaîne directe,
- $B(p)$  : Fonction de transfert de la chaîne de retour,
- $H_0(p) \cdot B(p)$  : Fonction de transfert de la boucle (boucle ouverte),
- $H(p)$  : Fonction de transfert de la boucle fermée

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{H_0(p)}{1 + H_0(p)B(p)} \quad (1.20)$$

L'étude des systèmes asservis s'effectue en trois parties :

- Détermination de la fonction de transfert de chaque élément constitutif du système, construction et réduction du schéma-bloc.
- Étude de la stabilité du système et de la compensation associée.
- Études des performances, précision en régime statique et dynamique.

### 1.5.1. Fonctions de transfert et schéma-bloc des PLL :

#### 1.5.1.1. Fonctions de transfert des différents éléments :

On définit la fonction de transfert de chaque élément si celui-ci n'est pas modifié par l'élément qui suit ou qui précède.

##### 1.5.1.1.1. Comparateur de phase analogique :

La fonction  $U(\varphi)$  est en général une fonction sinusoïdale voir figure 1.19. Elle est de la forme :

$$U(\varphi) = V \sin \varphi \quad (1.21)$$

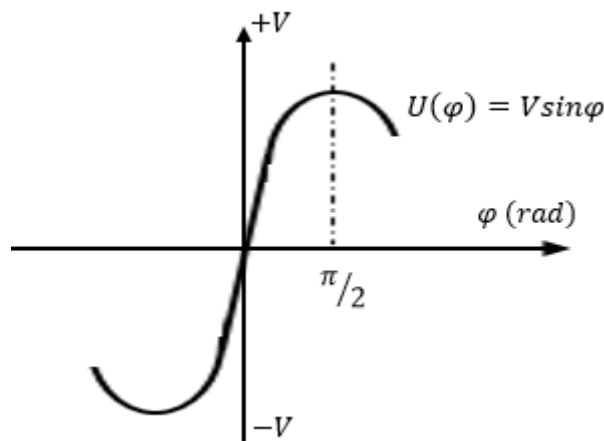


Figure 1.19 : Détecteur de phase analogique

Cette fonction est linéaire autour du point zéro de repos. En prenant la tangente à cette fonction nous obtenons :

$$\frac{d}{d\varphi} U = V \cos \varphi \quad (1.22)$$

Et pour  $\varphi \approx 0$ ,  $\cos \varphi \approx 1$  il vient

$$\frac{\Delta U}{\Delta \varphi} = V = K_d \quad (1.23)$$

$K_d$  Représente la fonction de transfert du comparateur et s'exprime en volt par radian.

##### 1.5.1.1.2. Comparateur de phase numérique :

La sortie est à variation linéaire en fonction du déphasage des deux signaux d'entrée. La fonction de transfert est la suivante :



$$\frac{\Delta U}{\Delta \varphi} = \frac{V_{DD}}{\pi} = K_d \quad (1.24)$$

Elle s'exprime en V/rad. Sa courbe est donnée sur la figure 1.20 suivante :

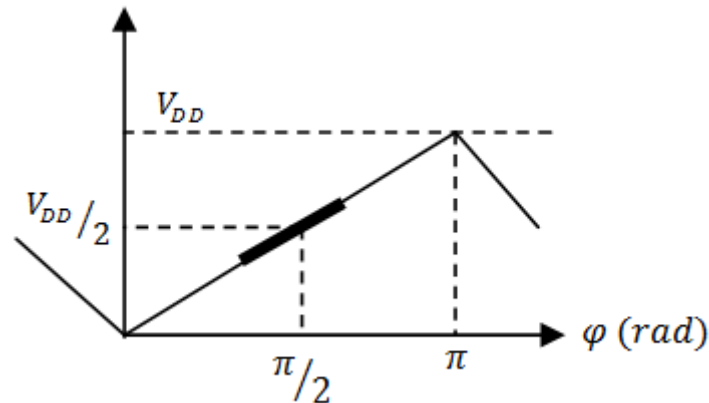


Figure 1.20 : Détecteur de phase numérique

### 1.5.1.1.3. Filtre passe-bas :

Il est défini par la même grandeur en entrée et en sortie. Nous avons trois principales formes de fonctions de transfert :

- Réseaux RC,  $F(p) = \frac{1}{1+RCp}$  (1.25)

- Réseaux  $R_1R_2C$ ,  $F(p) = \frac{1+R_2Cp}{1+(R_1+R_2)Cp}$  (1.26)

- Filtre actif  $F(p) = \frac{1+R_2Cp}{R_1Cp}$  (1.27)

### 1.5.1.1.4. Oscillateur contrôlé :

Les oscillateurs contrôlés en tension et travaillant en basse fréquence sont en général linéaires. A une variation de tension d'entrée  $\Delta V$  correspond à une variation de fréquence  $\Delta f_s$ .

$$F(p) = K_0 = 2\pi \frac{\Delta f_s}{\Delta V} \quad (1.28)$$

$K_0$  en (rad/s)/V

### 1.5.1.2. Schéma-bloc d'ensemble de la PLL:

#### 1.5.1.2.1. Schéma-bloc en grandeurs de phases :

Le schéma bloc est représenté sur la figure 1.12 ci-dessous. Le passage de  $w_s$  à  $\varphi_s$  par le bloc  $1/p$  n'a rien de matériel, c'est la dérivée par rapport au temps de la phase instantanée :

$$w = \frac{d\varphi(t)}{dt} \text{ et } w(p) = p \cdot \varphi(p). \quad (1.29)$$

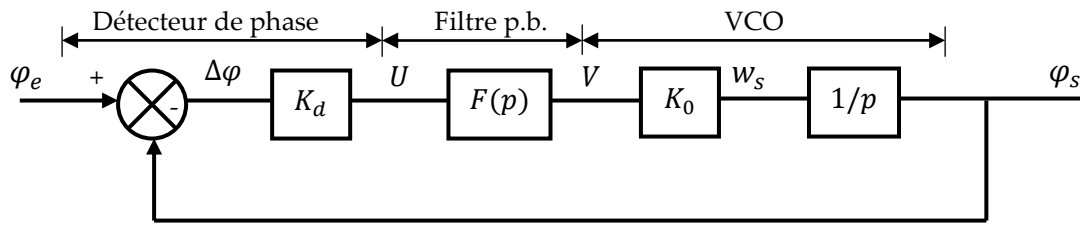


Figure 1.21 : Diagramme en grandeurs de phases

#### 1.5.1.2.2. Schéma-bloc en grandeur de pulsations :

Le schéma bloc est représenté sur la figure 1.13 ci-dessous. On passe de  $\omega_e$  à  $\varphi_e$  et de  $\omega_s$  à  $\varphi_s$  en multipliant par  $1/p$ .

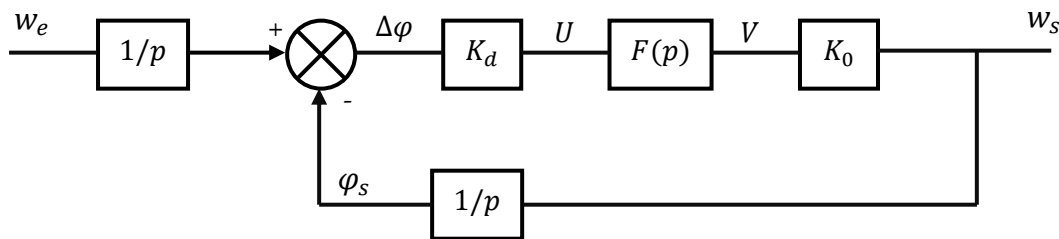


Figure 1.22 : Diagramme en grandeurs pulsations de la PLL

La réduction des blocs aboutit à, la figure 1.21. On voit que le schéma-bloc des grandeurs de pulsations est le même que celui des grandeurs de phases.

#### 1.5.1.2.3. Schéma-bloc en grandeurs fréquences :

En pratique on travaille plus en grandeurs fréquences qu'en grandeurs pulsations ou phases. Le passage de la fréquence à la pulsation se fait en utilisant le coefficient  $2\pi$ . Le schéma bloc en grandeurs fréquence est représenté dans la figure 1.23.

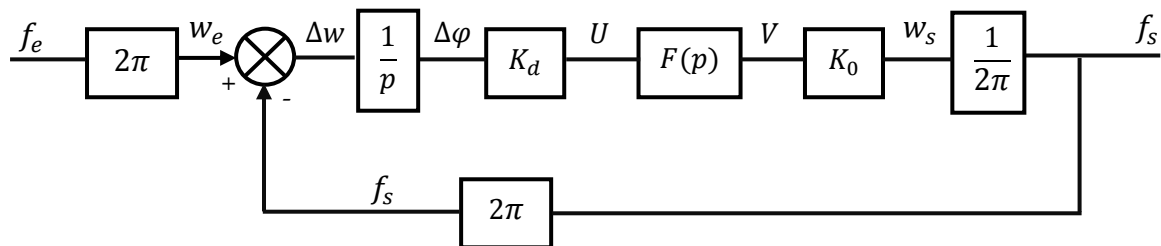


Figure 1.23 : Diagramme en grandeurs fréquences de la PLL

#### 1.5.1.3. Fonction de transfert de la chaîne directe :

Elle représente le produit de la FT de chaque bloc. Les figures 1.21, 1.22 et 1.23 nous donnent :

$$H_0(p) = \frac{K_d \cdot K_0 \cdot F(p)}{p} \quad (1.30)$$

**1.5.1.4.Fonction de transfert de la boucle fermée :**

$$H(p) = \frac{H_0(p)}{1+H_0(p)} \quad (1.31)$$

**1.5.2.Stabilité des PLL :**

L'étude de la stabilité d'un système bouclé linéaire est fondamentale, car elle permet de déterminer le comportement de celui-ci en régime permanent et en régime transitoire. Un système asservi linéaire est stable lorsque, écarté momentanément de sa position d'équilibre par une perturbation, il tend à y revenir lorsque celle-ci disparaît. Cette stabilité peut être étudiée de plusieurs manières :

- Par le lieu de Nyquist de la fonction de transfert : Si ce lieu passe à gauche ou sur le point « -1 », il y'a stabilité permanente.
- Par le signe des pôles de la FT du système : Si l'un de ces pôles est positif, il y'a divergence donc instabilité.
- Par le diagramme de Bode de la fonction de transfert du système. Si le module de la FT  $|H(p)|=1$  et la phase  $\varphi(H(p)) \leq -\pi$ , il y'a instabilité.
- Par l'étude de la fonction de transfert du système. Si dans la décomposition en forme canonique de la fonction de transfert, une seule fonction du second ordre présente un coefficient d'amortissement  $z$  nul ou négatif, il y'a instabilité.

Les conditions précitées ne sont valables que dans le domaine de la théorie et en régime établi. Un système asservi doit conserver ses performances en régime transitoire ce qui impose de nouvelles conditions. Les deux méthodes couramment rencontrées sont :

- Étude des diagrammes de Bode de la FT de la boucle. Pour le module  $|FT|=1$ , il faut une marge de phase  $\Phi_M$  minimale de  $45^\circ$  c'est-à-dire  $\varphi(H(p)) \geq -135^\circ$ .
- Étude la FT du système où les coefficients d'amortissement des fonctions du second ordre doivent être plus que ou égaux à 0.5.

FT : fonction de transfert.

**1.5.3.La précision des PLL :**

Un système est asservi parce que l'on souhaite obtenir le maximum de précision à sa sortie, comparée à la consigne.

Ainsi l'étude de la précision est directement liée au calcul de l'erreur relative. Voir figure 1.24.

$$\varepsilon(p) = E(p) - S(p) = E(p) - H_0(p) \cdot \varepsilon(p) \quad (1.32)$$

Soit :

$$\varepsilon(p)[1 + H_0(p)] = E(p) \quad (1.33)$$

Enfin :

$$\varepsilon(p) = \frac{E(p)}{1+H_0(p)} \quad (1.34)$$

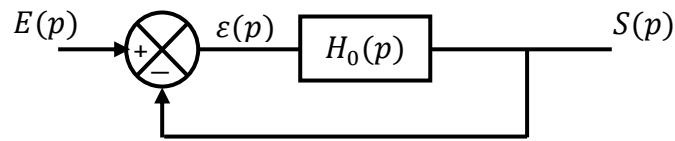


Figure 1.24 : Erreur relative

L'erreur d'un système dépend :

- Du type de l'entrée  $E(p)$  qui peut mener soit à une erreur de position ou soit à une erreur de vitesse ou de trainage selon la consigne qui est respectivement  $E(p) = a/p$  pour l'erreur et  $E(p) = a/p^2$  pour l'erreur de trainage.  
a : indique l'amplitude de la variation de l'entrée.
- De la fonction de transfert du système.

Les entrées typiques considérées sont en générales l'impulsion, l'échelon, la rampe, l'accélération et le régime harmonique.

## 1.6. Conclusion :

Dispositif électronique, la PLL constitue un mécanisme, extrêmement important pour la commande des moteurs à courant continu. Dans le sens qu'elle garantit un meilleur asservissement de vitesse du moteur à courant continu. L'étude qualitative permet de mieux appréhender le comportement des éléments de la PLL comme le comparateur de phase et le filtre entre autre. L'étude quantitative assure quant à elle une bonne modélisation et la simulation du système d'asservissement automatique à travers l'étude de la fonction de transfert, l'établissement du schéma-bloc, la stabilité du système et la précision de cette dernière. La PLL permet donc d'éliminer les dispositifs comme les multiplicateurs ou les réducteurs de vitesse (assure l'élimination des contraintes de vitesses stables et la nécessité de travailler à différents régimes dans la commande des moteurs).

Le prochain chapitre sera consacré sur l'étude et la modélisation du moteur à courant continu.

## Chapitre 2 : Étude et Modélisation d'un moteur à courant continu

### 2.1. Introduction :

Dispositif incontournable pour toute industrie, le moteur à courant continu se retrouve également dans de nombreux appareils utilisés au quotidien. Le moteur à courant continu (ou « machine à courant continu ») possède un atout principal qui réside dans la simplicité de la commande, et de la régulation (ne nécessite pas beaucoup d'électronique de commande).

La machine à courant continu constitue une référence, aussi bien en fonctionnement moteur qu'en génératrice et possède plusieurs gammes de puissances, de tensions et de vitesses de rotation. Il est possible d'obtenir de manière relativement simple sa modélisation dans le cas où le flux agissant sur l'induit est constant (machine à flux constant).[2]

### 2.2. Principe physique :

Un moteur à courant continu est mis en rotation grâce à une force magnétique induite : la force de LAPLACE. Cette force s'applique à un conducteur parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique. L'orientation de cette force est donnée par la règle des trois doigts de la main droite. La figure 2.1 ci-dessous montre le principe physique de la machine à courant continu.

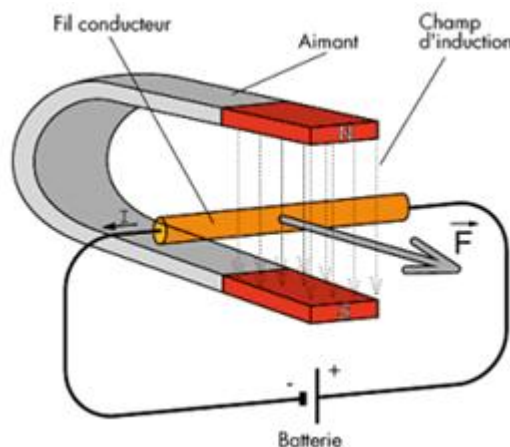


Figure 2.1 : Principe physique de la machine à courant continu.

Les pôles Nord et Sud des aimants permanents créent un flux (champ magnétique  $B$ ) dans le moteur. La spire est alimentée et plongée dans ce flux. Elle est soumise à un couple de forces  $F$  (force de Laplace). Le moteur se met en rotation. On dit qu'il y a création d'un couple moteur. Compte tenu de la disposition des balais et du collecteur, le sens du courant  $I$  dans la spire change à chaque demi-tour, ce qui permet de conserver le même sens de rotation (sinon, la spire resterait en position d'équilibre).

$$\vec{F} = I \vec{L} \wedge \vec{B} \quad (2.1)$$

### 2.3. Constitution des moteurs à courant continu :

Les moteurs à courant continu sont essentiellement composés :

- D'un circuit électrique :
  - L'inducteur porté par le stator, pour créer un flux magnétique,
  - L'induit porté par le rotor, pour créer un courant ou une force selon le mode de fonctionnement de la machine,
  - De balais et d'un collecteur à lames pour distribuer le courant électrique au circuit induit tournant.
- D'un circuit magnétique pour canaliser le flux magnétique.
- D'une partie mécanique pour fixer les différents organes.

La figure 2.2 ci-dessous montre la constitution d'un moteur à courant continu.

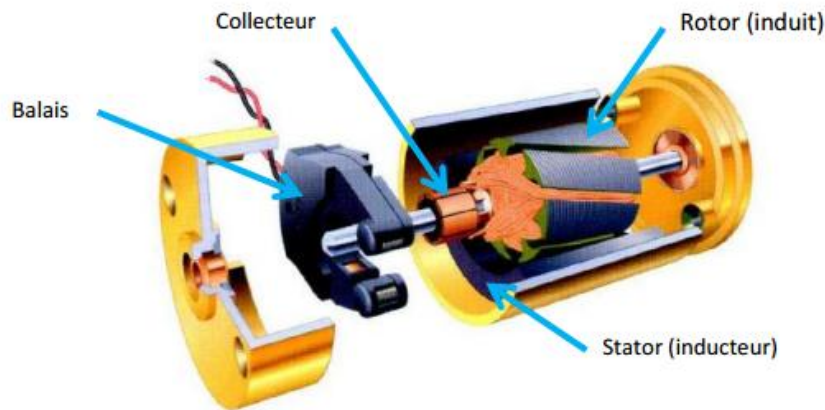


Figure 2.2 : Constitution d'un moteur à courant continu

### 2.3.1 Stator :

Le stator (ou « inducteur ») est la partie fixe du moteur. Il a pour fonction de créer un champ magnétique reçu par les bobines du rotor. Il peut être constitué d'aimant permanent ou de bobines alimentées par un courant. La figure 2.3 montre le schéma d'un stator.

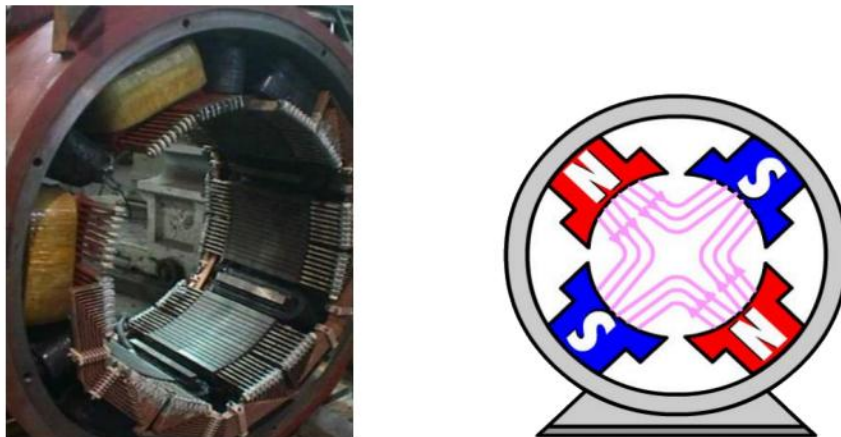


Figure 2.3: Photo et schéma d'un stator.

### 2.3.2. Rotor :

Le rotor (ou « induit ») est la partie tournante du moteur (**rotor** venant du mot **rotation**). Il est constitué d'un enroulement de spires conductrices réunies en faisceaux, disposés de telle manière que lorsqu'un côté est soumis au pôle nord, l'autre est au pôle sud : les faisceaux sont tous reliés en série grâce au lames du collecteur.

Comme le courant électrique provient généralement d'une source extérieure fixe, pour ne pas emmêler les fils lors de la rotation, les bobines du rotor sont alimentées par des contacts électriques frottants, via des **ballais** ou des **charbons** fixé sur le stator. L'élément du rotor qui est en contact avec ces balais s'appelle le **collecteur**. Ce dernier est un ensemble de lames reliées sur lesquelles sont soudées deux faisceaux de conducteurs d'induit. La figure 2.4 montre la photo d'un rotor avec le collecteur.

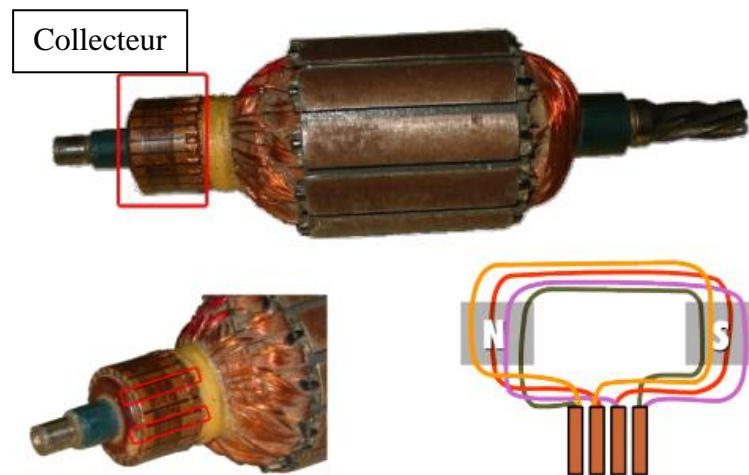


Figure 2.4 : Photo d'un rotor.

### 2.3.3. Les paires de pôles :

On appelle paire de pôles le nombre de bobines indépendantes dans le rotor. Ce nombre correspond également au nombre d'aimants sur le stator. Son rôle est d'améliorer la puissance, le couple généré et la fluidité du moteur.

## 2.4. Caractéristiques électromécaniques :

### 2.4.1. Force électromotrice f.é.m. :

Le flux magnétique créé par le pôle du stator est désigné par  $\Phi$  et s'exprime « en Webbers, Wb ». La f.é.m. induite au rotor, recueillie entre balais, est proportionnelle au flux par pôle et à la vitesse angulaire de rotation. Il s'agit d'une variante de la loi de Lenz.

$$E = K\Phi\Omega \quad (2.2)$$

$\Omega$  : Vitesse de rotation en « rad/s »

La constante de proportionnalité  $K$  ne dépend que du nombre du nombre  $N$  de conducteurs au rotor, du mode de bobinage (nombre  $a$  de paires de voies d'enroulement), et du nombre  $p$  de paires de pôles.

$$K = \frac{p}{a} \frac{N}{2\pi} \quad (2.3)$$

Dans le cas où le flux  $\Phi$  est créé par un bobinage inducteur, plusieurs possibilités de branchements existent :

- Le bobinage inducteur est alimenté par un courant continu indépendant. La machine est dite à excitation séparée. Le flux  $\Phi$  est constant :  $K' = K\Phi$  l'équation (2.2) devient

$$E = K'\Omega \quad (2.4)$$

- Le bobinage inducteur est alimenté par un courant continu égal ou proportionnel au courant passant dans le bobinage induit. La machine est dite à excitation série. Le flux  $\Phi$  est variable.

#### 2.4.2. Couple électromagnétique :

Le rotor de la machine possède un couple que l'on nommera **couple électromagnétique**.

$$T_{em} = K\Phi I \quad (2.5)$$

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

$I$ : Courant dans l'induit (A).

#### 2.4.3. Puissance électromagnétique :

La puissance électromagnétique est la partie de la puissance électrique de la machine, convertie en puissance mécanique.

$$P_{em} = EI = T_{em}\Omega \text{ (W)} \quad (2.6)$$

- La puissance électrique  $P_e$  « ou puissance absorbée » au niveau de l'induit s'exprime par la relation

$$P_e = P_a = UI \text{ (W)} \quad (2.7)$$

- La puissance mécanique  $P_m$  « ou puissance utile » s'exprime par la relation

$$P_m = P_u = T_{em}\Omega \text{ (W)} \quad (2.8)$$

- La puissance dissipée  $P_d$  correspond aux pertes électriques par effet joules ( $RI^2$ ), aux pertes mécaniques et aux pertes magnétiques, la puissance est donc toujours plus faible que la puissance absorbée. La figure 2.5 récapitule le bilan des puissances d'une machine réelle.

$$P_d = P_a - P_u \text{ (W)} \quad (2.9)$$



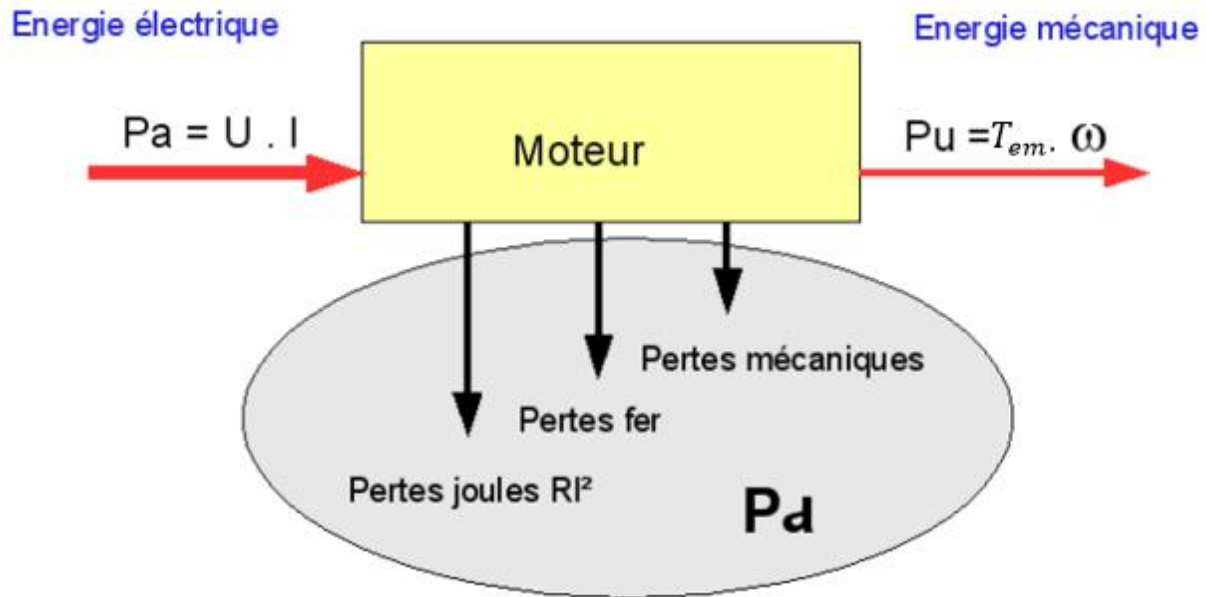


Figure 2.5 : Bilan des puissances d'une machine réelle

#### 2.4.4. Rendement :

Le rendement du moteur est défini comme le rapport de la puissance utile sur la puissance absorbée.

$$\mu = \frac{P_u}{P_a} \quad (2.10)$$

#### 2.4.5. Vitesse de rotation :

La vitesse s'exprime en tours par minutes (tr/mn) ou en radians par secondes (rad/s). Cette grandeur est souvent notée  $n$  ou  $N$  (tr/mn) ou  $\Omega$  (rd / s) ou encore  $\omega$  (rad/s).

$$E = K_v \omega \quad (2.11)$$

$E$ : Force électromotrice en volt (V)

$\omega$ : Vitesse de rotation en (rad/s)

$K_v$ : Constante de vitesse ( $V \cdot rad^{-1} \cdot s$ )

Si on néglige la chute de tension aux bornes de la résistance de l'induit on peut dire que la vitesse de rotation de l'arbre moteur est proportionnelle à la tension d'alimentation  $U$  du moteur.

#### 2.4.6. Courbes caractéristiques :

On donne dans les figures 2.6 et 2.7 ci-dessous, les courbes caractéristiques d'un moteur à courant continu. Les grandeurs vitesse de rotation, rendement, puissance électrique et puissance mécanique sont données en fonction du couple résistant sur l'arbre moteur pour une tension d'alimentation constante.

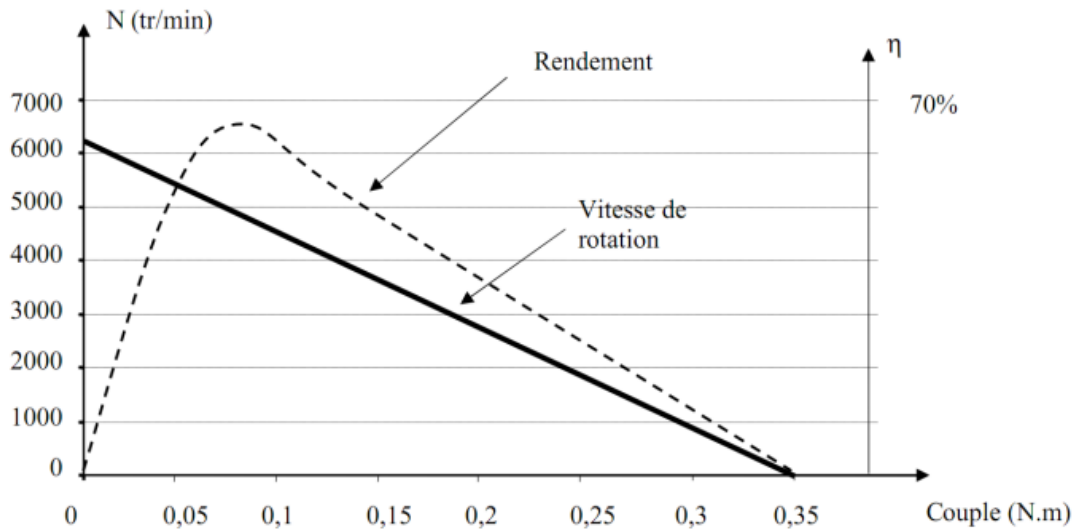


Figure 2.6 : Caractéristique de la vitesse et le rendement en fonction du couple résistant

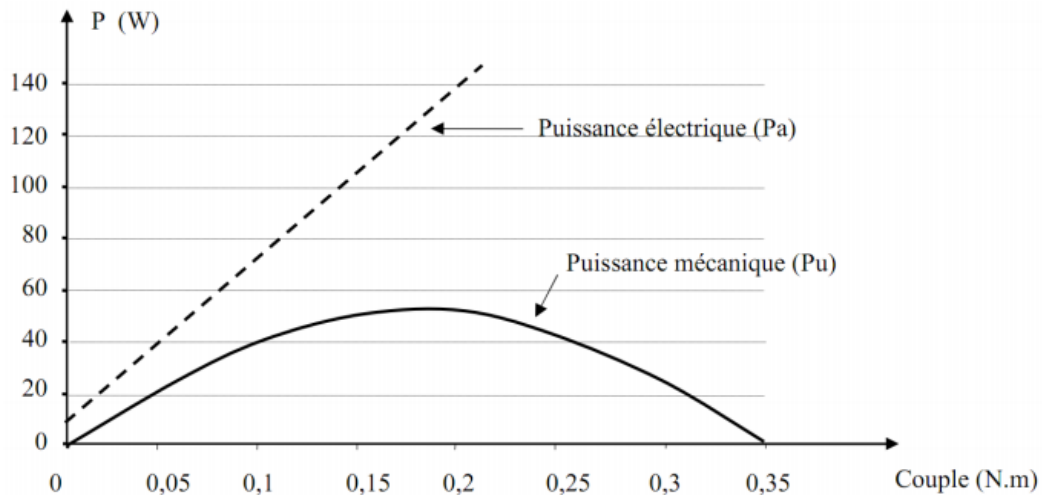


Figure 2.7 : Caractéristique des puissances électrique et mécanique en fonction du couple résistant

## 2.5. Réversibilité de fonctionnement :

A flux  $\Phi$  constant,  $E$  ne dépend que de  $\Omega$  et  $I$  ne dépend que de  $T_{em}$ . La f.é.m. de la machine et l'intensité du courant dans l'induit sont deux grandeurs indépendantes. On peut donc donner le signe souhaité au produit  $EI$ .

La machine peut donc indifféremment fonctionner en moteur ( $P_{em} > 0$ ) ou en génératrice ( $P_{em} < 0$ ). On dit qu'elle est réversible.

### 2.5.1. Descriptif de fonctionnement :

Soit une machine électrique alimentée par une source de tension  $U$  constante. Lorsque le moteur tourne à vide (il ne fait pas d'effort) il n'y a pas besoin de fournir de couple,  $I$  est très faible et  $U \simeq E$ . La vitesse de rotation est proportionnelle à  $U$ .

- **Fonctionnement en moteur**

Lorsque l'on veut la faire travailler la machine, en appliquant un couple résistant sur son axe, cela la freine donc  $E$  diminue. Comme  $U$  reste constante, le produit  $RI$  augmente donc  $I$  augmente, donc le couple  $T_{em}$  augmente lui aussi et lutte contre la diminution de vitesse : **c'est un couple moteur.**

Plus on le freine, plus le courant augmente pour lutter contre la diminution de vitesse. C'est pourquoi les moteurs à courant continu peuvent « griller ». La figure 2.8 ci-dessous montre le fonctionnement en moteur.

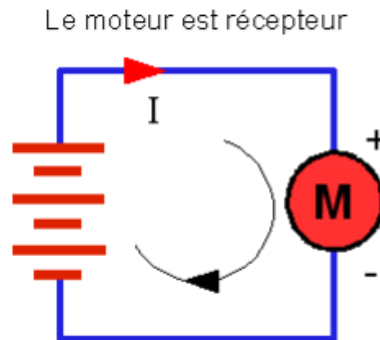


Figure 2.8 : Fonctionnement en moteur

- **Fonctionnement en génératrice**

Si une source d'énergie mécanique essaie d'augmenter la vitesse de la machine,  $\Omega$  augmente donc  $E$  augmente. Comme  $U$  reste constante, le produit  $RI$  devient négatif et augmente en valeur absolue, donc  $I$  augmente, donc le couple  $T_{em}$  augmente lui aussi et lutte contre l'augmentation de vitesse : c'est un **couple frein.**

Le signe du courant ayant changé, le signe de la puissance consommée change lui aussi. La machine consomme une puissance négative, donc elle fournit de la puissance au circuit. Elle est devenue génératrice. La figure 2.9 ci-dessous montre le fonctionnement en génératrice.

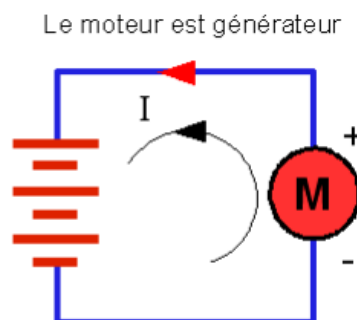


Figure 2.9 : Fonctionnement en génératrice

## 2.6. Modèle équivalent de la machine à courant continu :

Le modèle électrique d'un moteur à courant continu est constitué d'une force électromotrice f.é.m. notée  $E$ , proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur, d'une résistance  $r$  (résistance de l'induit) et d'une inductance  $L$ . Dans la figure 2.10 on trouve le modèle équivalent de la machine à courant continu.

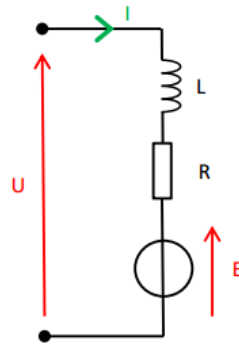


Figure 2.10 : Modèle équivalent de la MCC

$$U = E + RI + L \frac{dI}{dt} \quad (2.12)$$

Avec  $U$  : tension d'alimentation du moteur en volts (V),

$R$  : Résistance de l'induit en ohm ( $\Omega$ )

$I$  : Courant traversant le moteur en ampère (A)

$L$  : Inductance de l'induit en henry (H)

$E$  : Force électromotrice en volt (V)

Le terme  $L \frac{dI}{dt}$  n'existe que si le courant est variable, c'est à dire aux régimes transitoires (démarrage, freinage). En régime permanent établi, il est alors possible de simplifier ce modèle.

### 2.6.1. Modèle équivalent pour un fonctionnement en moteur et en génératrice :

La figure 2.11 ci-dessous montre le modèle équivalent pour les deux modes de fonctionnement.

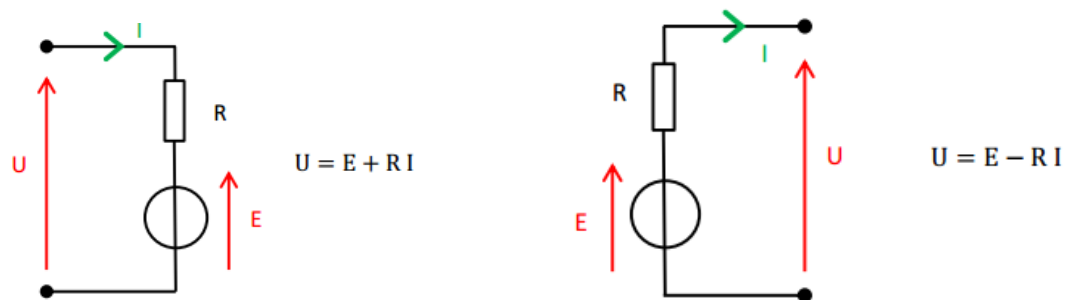


Figure 2.11 : Modèle équivalent en fonctionnement moteur et en génératrice.

### 2.7. Excitation des moteurs à courant continu :

Le type d'inducteur (à aimant permanent ou à inducteur bobiné) et la méthode utilisée pour alimenter l'inducteur et l'induit déterminent le comportement des moteurs à courant continu. On parle d'excitation pour décrire le mode d'alimentation de l'inducteur et de l'induit bobiné.

### 2.7.1. Moteur à excitation indépendante (ou excitation séparée) :

Ce moteur est appelé **moteur à excitation indépendante** car il n'y a aucun lien électrique entre l'induit et l'inducteur. Il existe deux modes d'excitations séparées : l'excitation à aimants permanents et celle à inducteur bobiné. Cette dernière nécessite deux sources d'alimentations distinctes. Le circuit électrique est représenté dans la figure 2.12.

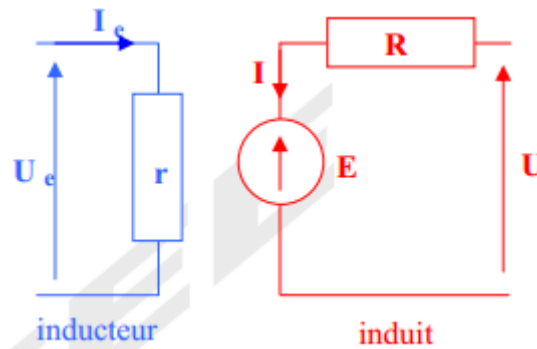


Figure 2.12: Circuit électrique d'un MCC à excitation séparée

### 2.7.2. Moteur à excitation série :

L'induit est monté en série avec le circuit inducteur. Le courant d'induit est également le courant d'excitation. Ce type de moteur est caractérisé par un fort couple à basse vitesse. Il est utilisé dans les applications exigeant un couple au démarrage assez élevé (cas de la traction électrique). Son schéma électrique est représenté dans la figure 2.13.

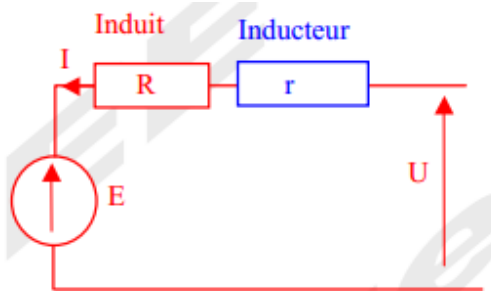


Figure 2.13 : Circuit électrique d'un MCC à excitation série

### 2.7.3. Moteur à excitation dérivation :

L'induit est monté en dérivation avec le circuit inducteur. On l'appelle également moteur shunt ou moteur à excitation shunt. 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. Son schéma électrique est représenté dans la figure 2.14.

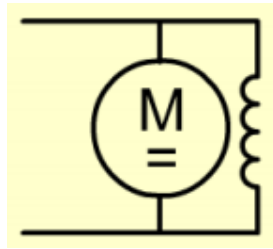


Figure 2.14 : Moteur à excitation shunt

#### 2.7.4. Moteur à excitation composée :

Dans le moteur à excitation composée (ou moteur compound) une partie du stator est raccordé en série avec le rotor et une autre est de type parallèle ou shunt. Ce moteur réunit les avantages des deux types de moteurs : Le fort couple à basse vitesse du moteur série et l'absence d'emballement (survitesse) du moteur shunt. On distingue deux types de moteur compound : long dérivation (l'enroulement parallèle est aux bornes de la source d'alimentation) et courte dérivation (l'enroulement parallèle est aux bornes du moteur). Son schéma électrique est représenté dans la figure 2.15.

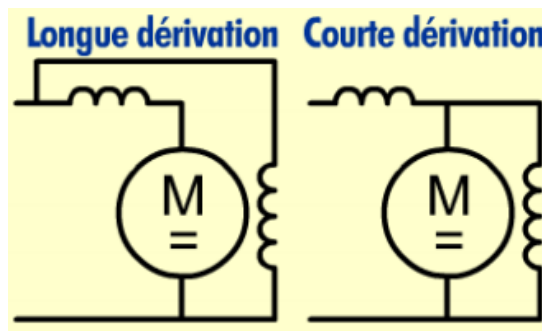


Figure 2.15 : Moteur à excitation composée

#### 2.8. Point de fonctionnement :

Soit une charge opposant à un moteur un couple résistant  $Tr$ . Pour que le moteur puisse entraîner cette charge, le moteur doit fournir un couple utile  $Tu$  de telle sorte que :  $Tu = Tr$ . Le point de fonctionnement de l'ensemble moteur+charge est représenté dans la figure 2.16.

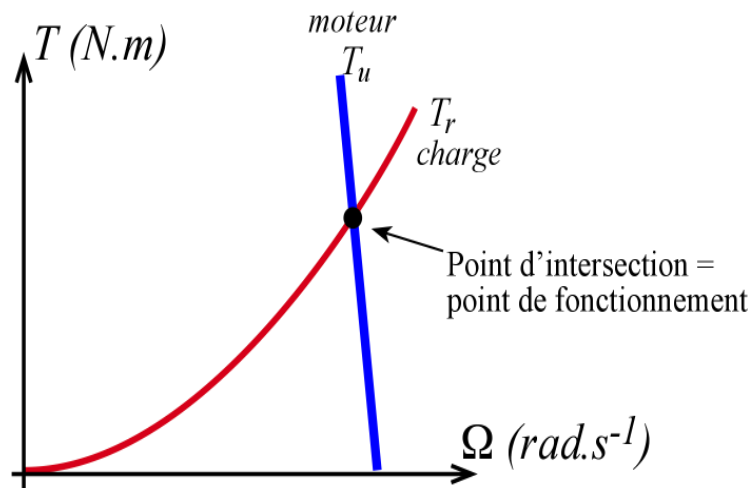


Figure 2.16 : Point de fonctionnement de l'ensemble moteur + charge

## 2.9. Modélisation d'un moteur à courant continu :

La machine à courant continu peut être modélisée par le biais d'équations électrique, électromécanique et mécanique.

Ces trois groupes d'équations nous permettront de mieux appréhender la machine à courant continu dans son fonctionnement réel.

Du côté électrique nous pouvons dire que la machine à courant continu se définit par un circuit d'induit et un circuit inducteur ; l'induit du moteur à courant continu peut être vu comme une résistance  $R$  et une inductance  $L$  en série avec une source de tension commandée  $E$  proportionnelle à la vitesse  $\omega(t)$ .

Du côté mécanique, nous représentons la machine à courant continu par l'inertie de l'induit augmentée de celle de la charge entraînée.

### 2.9.1. Equations de la Machine à courant continu :

Notons d'abord que dans notre modélisation nous allons utiliser le moteur à courant continu afin d'établir les équations. Du fait que, par des changements de connexions entre l'induit et l'inducteur on aboutit aux autres types de machine à courant continu (par rapport à l'excitation) et que les MCC sont réversibles, nous pourrions donc obtenir les autres modèles moyennant des modifications à partir du premier.

Le schéma technologique d'une machine à courant continu est représenté sur la figure 2.17. ci-dessous :

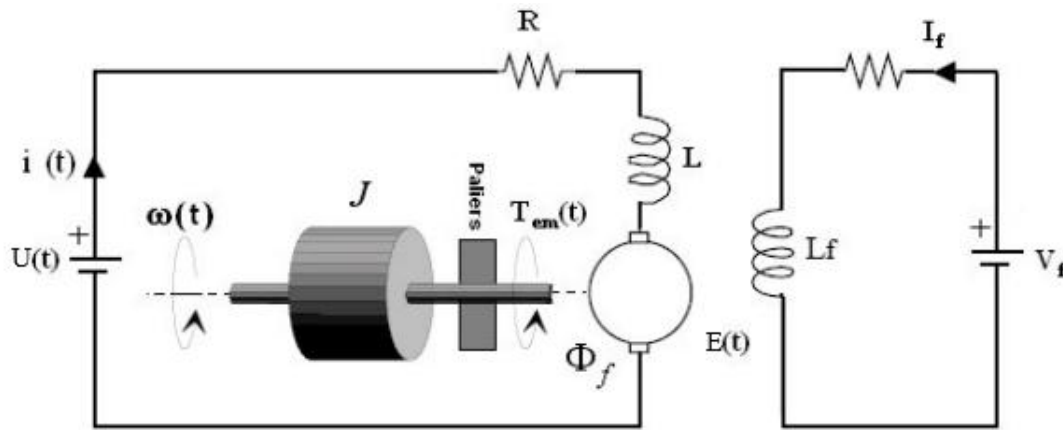


Figure 2.17: Schéma d'un entraînement avec une MCC à excitation indépendante

Les signaux y intervenant sont les suivants :

- $U(t)$  La tension aux bornes de l'induit,
- Résistance de l'induit  $R$ ,
- Inductance de l'induit  $L$ ,
- Une tension  $E(t)$  appelée f.e.m. (force électromotrice), proportionnelle à la vitesse angulaire  $\omega(t)$ ,
- Courant traversant le circuit d'induit  $i(t)$
- Couple électromagnétique instantané  $T_{em}(t)$  produit ;  
inducteur, fixé au stator, créant un flux magnétique d'excitation  $\Phi_f$ ,
- Charge mécanique, dépendante de l'application (inertie  $J$ , frottement visqueux, élasticité de la transmission, etc.) ;
- Vitesse  $\omega(t)$  ou  $\Omega(t)$ , du rotor du moteur.

### 2.9.1.1. Equation électromécanique du moteur à courant continu en régime dynamique :

On a deux relations de proportionnalité entre la f.é.m.  $E(t)$ , et la vitesse du rotor :

$$E = K\Omega \quad (2.13)$$

$E$  en Volts (V) et  $K$  : constante du temps ;

Et un moment du couple électromagnétique directement proportionnel au courant d'induit

$$T_{em} = KI \quad (2.14)$$

$T_{em}$  en (N.m) ;

#### 2.9.1.1.1. Équations électriques :

$$U(t) = E(t) + RI(t) + L \frac{dI}{dt}(t) \quad (2.15)$$

$U$  en Volts (V) ;



**2.9.1.1.2. Équation mécanique :**

Le principe fondamental de la dynamique (PFD) nous permet d'écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_u - T_r \quad (2.16)$$

Avec  $T_u = T_{em} - T_p$

Avec  $T_r$  : couple résistant,  $T_u$  : couple utile,  $T_p$  : couple de perte,  $J$  : inertie.

$T_r, T_u, T_p$  en (N.m) ;

On suppose que le moment du couple de perte est de la forme :  $T_p = f\Omega$ ,  $f$  : coefficient de frottement visqueux. On a alors :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - f\Omega - T_r \quad (2.17)$$

**2.9.1.2. Équations électromécaniques dans le domaine de Laplace :**

- La transformée de Laplace de l'équation (2.15) est :

$$U(p) = RI(p) + LpI(p) + E(p) \quad (2.18)$$

- La transformée de Laplace de l'équation (2.13) est :

$$E(p) = K\Omega(p) \quad (2.19)$$

- La transformée de Laplace de l'équation (2.17) est :

$$Jp\Omega(p) = KI - f\Omega(p) - T_r \quad (2.20)$$

Soit

$$\Omega(p) = \frac{KI - T_r}{Jp + f} \quad (2.21)$$

**2.9.2. Fonction de transfert du moteur :**

On suppose que le moment du couple résistant (qui est vu comme une perturbation) est négligeable devant le moment du couple électromagnétique ce qui donne :

$$\Omega(p) = \frac{KI}{Jp + f} \quad (2.22)$$

Le courant  $I$  est donc :

$$I(p) = \frac{(Jp + f)\Omega(p)}{K} \quad (2.23)$$

et en remplaçant cette nouvelle expression de  $I(p)$  dans l'équation (2.18), on obtient :

$$U(p) = R \frac{(Jp+f)\Omega(p)}{K} + L \frac{(Jp+f)\Omega(p)}{K} p + K\Omega \quad (2.24)$$

$$U = \frac{RJ\Omega p + Rf\Omega + LJ\Omega p^2 + Lf\Omega p + K^2\Omega}{K} \quad (2.25)$$

$$\frac{U}{\Omega} = \frac{LJp^2 + (RJ + Lf)p + Rf + K^2}{K} \quad (2.27)$$

On peut maintenant exprimer la fonction de transfert en boucle fermée la vitesse de sortie par rapport à la tension d'entrée :

$$T = \frac{\Omega}{U} = \frac{K}{LJp^2 + (RJ + f)p + f + K^2} \quad (2.28)$$

On peut écrire aussi sous la forme canonique d'une fonction de transfert de second ordre :

$$T = \frac{K_0}{\tau_e \tau_e p^2 + (\tau + \alpha \tau_e)p + 1} \quad (2.29)$$

Avec  $\tau_e = \frac{L}{R}$ ,  $\tau = \frac{RJ}{K^2 + Rf}$ ,  $K_0 = \frac{K}{K^2 + Rf}$ , et  $\alpha = \frac{Rf}{K^2 + Rf}$  on peut négliger  $\alpha$  car  $KI \gg f\Omega$  et de même pour  $E = K\Omega \gg RI$  donc  $K$  tend vers l'infini.

On aura une nouvelle écriture de la fonction de transfert :

$$T = \frac{K_0}{\tau_e \tau_e p^2 + \tau p + 1} \quad (2.30)$$

et si l'on a  $\tau_e \ll \tau$ , c'est souvent le cas: la constante de temps électrique est négligeable devant la constante de temps électromécanique, on peut alors réécrire une nouvelle fois la fonction de transfert en factorisant son dénominateur: ( $\tau_e + \tau \approx \tau$  on rajoute une quantité négligeable ( $\tau_e$ ) à  $\tau$ ).

$$T = \frac{K_0}{\tau_e \tau_e p^2 + (\tau + \tau_e)p + 1} \quad (2.31)$$

On factorise à nouveau, puis on obtient :

$$T = \frac{K_0}{(1 + \tau_e p)(1 + \tau p)} \quad (2.32)$$

### 2.9.3. Schéma fonctionnel du modèle :

Les transformées de Laplace obtenues nous permettent de modéliser le moteur sous forme de schéma-bloc ou schéma fonctionnel. Ces schémas présentent les fonctions de transfert suivant les paramètres d'entrée et de sortie considérés.

Si on considère comme grandeur d'entrée la tension appliquée aux bornes de l'induit et comme grandeur de sortie la vitesse du moteur, nous obtenons le schéma bloc tension – vitesse représenté dans la figure 2.18. Ce dernier nous permet de voir l'évolution de la vitesse avec la tension.

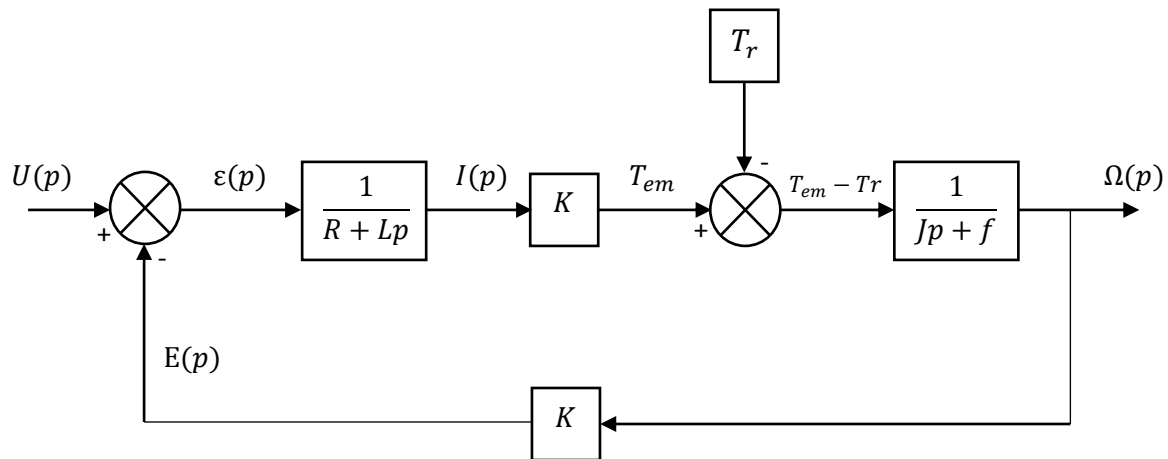


Figure 2.18 : Schéma bloc du modèle du MCC en vitesse

### 2.10. Variation de la vitesse :

La vitesse de rotation pour les moteurs à courant continu est proportionnelle à la tension d'alimentation,  $E = K\Omega$  pour faire varier leurs vitesses on trouve généralement un hacheur ou un redresseur commandé.

### 2.11. Avantages et inconvénients :

L'avantage principal des moteurs à courant continu réside dans leur adaptation simple aux moyens permettant de régler ou de faire varier leur vitesse, leur couple et leur sens de rotation. Il a également l'avantage d'être facile à appréhender, car les deux bobines qui le composent sont non seulement fixes dans l'espace grâce à l'action du collecteur, mais aussi faiblement couplées. Les moteurs à courant continu ont pendant longtemps été les seuls aptes à la vitesse variable à large bande passante.

Leurs inconvénients quant à eux proviennent essentiellement du frottement entre les balais et le collecteur rotatif, l'échauffement du collecteur, la complexité de réalisation du collecteur. Ainsi que les pertes importantes engendrées par la conversion de la puissance électrique en puissance mécanique (ou inversement) dues à l'induit nécessairement lié au rotor. On note aussi le manque d'accès à des vitesses de rotation plus grandes,

### 2.12. Conclusion :

Nous avons étudié dans ce chapitre la constitution physique élémentaire et le fonctionnement du moteur à courant continu, puis nous avons modélisé son fonctionnement.

Le modèle mathématique du moteur à courant continu qui caractérise son comportement dynamique et ainsi établi.

Concernant le choix du moteur pour la modélisation, on a choisi un moteur à courant continu à excitation indépendante (séparée) car il est plus utilisé dans l'automatique et la

robotique pour ces dimensions et sa non-influence de la charge sur la vitesse (vitesse est relativement constante quel que soit la charge). La simplicité de polarisation est ainsi influée dans le choix.

Nous retiendrons qu'un moteur à courant continu est un actionneur commandé en vitesse, cette dernière ne varie pas beaucoup lorsque le couple change.

Le prochain chapitre sera consacré à l'étude, conception et simulation du système de commande et d'affichage de la vitesse du moteur à courant continu.

## Chapitre 3 : Conception de la commande du moteur à courant continu avec la PLL

### 3.1. Introduction :

Après les généralités sur la PLL et l'étude et la modélisation d'un moteur à courant continu respectivement au chapitre 1 et chapitre 2, nous présenterons dans ce chapitre la conception de la commande du moteur à courant continu par une PLL.

Afin de concevoir cette commande, nous emploierons une démarche progressive. Elle portera sur une étude théorique qui concerne la description des composants utilisés et éventuellement le calcul de leurs valeurs ; suivi d'une étude pratique axée sur la conception du dispositif par logiciels. Le but est d'établir le modèle le plus adapté à notre projet. La comparaison entre les performances et les limites de chaque composant ou circuit déterminera le choix définitif pouvant conduire à un circuit simple.

### 3.2. Description du fonctionnement :

L'asservissement de vitesse par la PLL s'appelle également PLS («Phase locked servo-system»). Le principe général est de comparer la consigne et l'état du système de manière à le corriger. La commande se fera donc par rétroaction négative.

Afin d'asservir la vitesse de sortie du moteur, on alimente le système sous une tension de 5V et on procède de la manière suivante :

- Génération d'un signal de référence variable qui constitue la consigne.
- La consigne est l'entrée de la PLL et constitue la première entrée du comparateur. Le signal de sortie du comparateur est filtré et assure la commande de l'oscillateur contrôlé en tension. Quant à la sortie du VCO elle constitue la deuxième entrée du comparateur pour créer une boucle de rétroaction.
- Le signal de sortie du comparateur n'étant pas adéquat pour la commande du moteur, nous l'amplifions par un étage de puissance situé en amont du moteur.
- Une roue codeuse est utilisée comme capteur de vitesse du moteur. On obtient ainsi un signal carré qui nécessite une adaptation pour effectuer l'affichage de la vitesse.
- Pour afficher la vitesse du moteur on a opté pour l'usage d'une carte Arduino suivi d'un afficheur LCD. Le programme d'affichage est réalisé au moyen du logiciel Arduino.

Le fonctionnement général du système est représenté dans la figure 3.2.

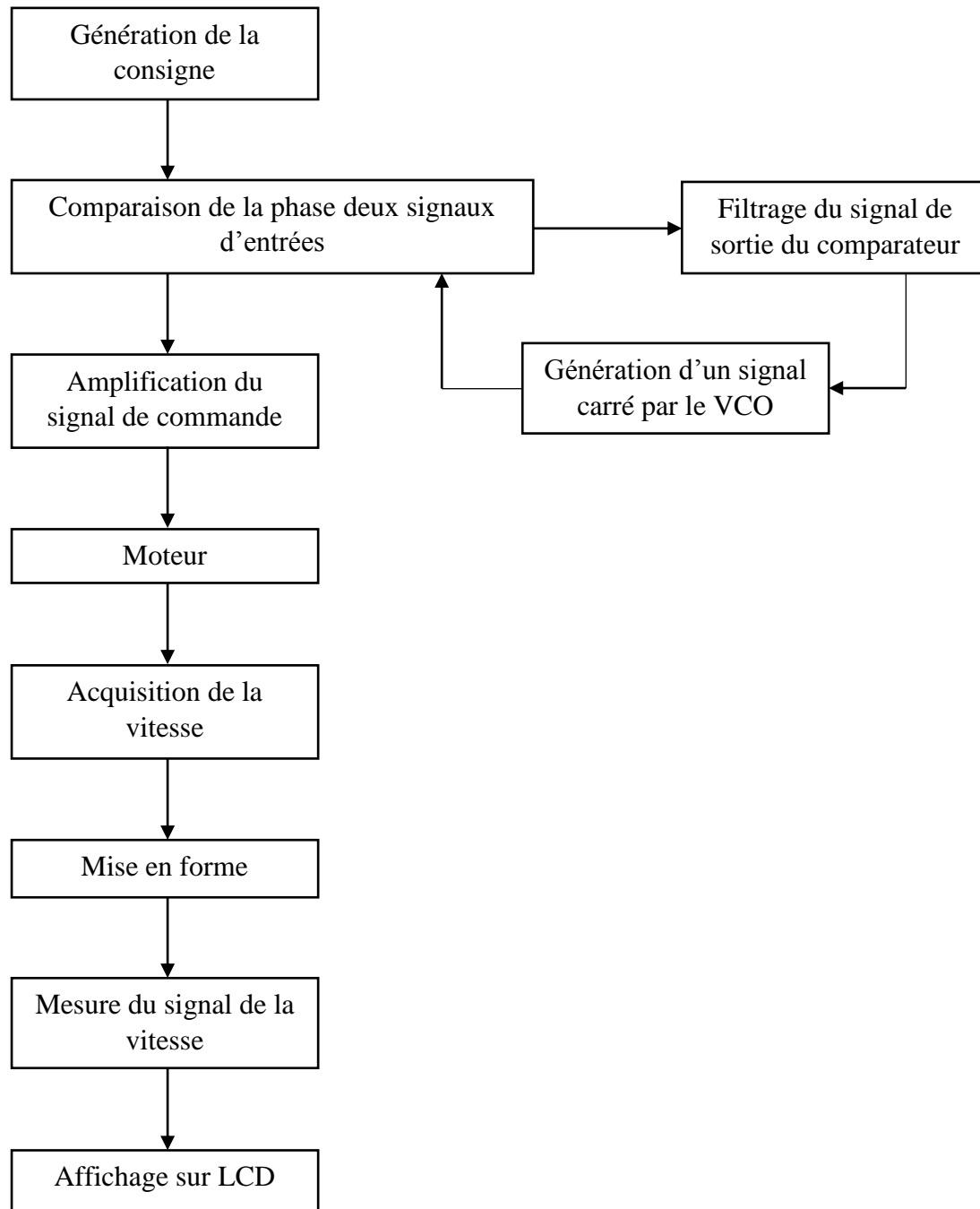


Figure 3.1 : Fonctionnement général du système

### 3.3. Présentation globale du système :

La conception de ce dispositif prend en considération les problèmes de stabilité, ce qui conduit à de bonnes performances du système global. Elle nécessite une conjonction de plusieurs composants électroniques d'où la création de plusieurs blocs à savoir un bloc d'alimentation, un bloc de commande, un bloc de puissance, un bloc d'acquisition et de mise en forme et un bloc d'affichage.

La configuration globale du système est représentée dans le schéma synoptique de la figure 3.1.

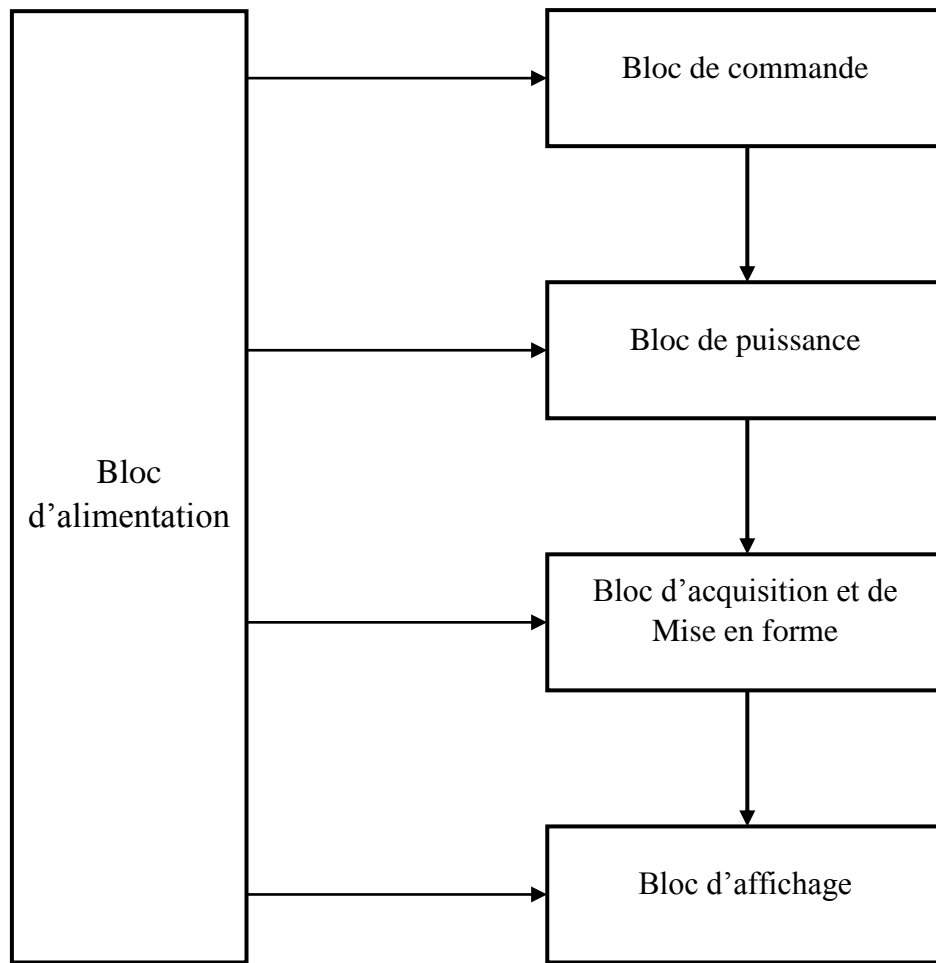


Figure 3.2 : Schéma synoptique du dispositif

Chaque bloc est composé de plusieurs circuits électroniques principalement des circuits intégrés, des résistances, des condensateurs, etc. Ces différents circuits seront implémentés sur une carte électronique.

### 3.4. Description des différents montages (matériels) et leurs réglages :

Afin de mieux décrire le système nous l'avons scindé en plusieurs blocs. Ces différents blocs constituent des circuits électroniques.

#### 3.4.1. Bloc de commande :

Le bloc de commande est composé de deux parties notamment le circuit d'asservissement comprenant le circuit de la PLL ainsi que le signal de référence. Voir figure 3.3.

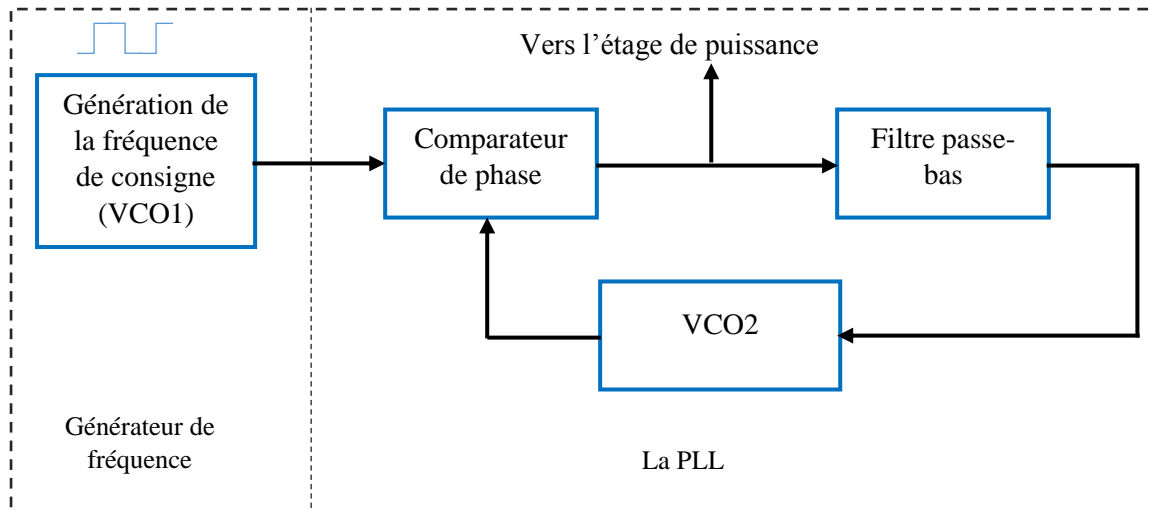


Figure 3.3 : Schéma de la commande

Le signal de référence est généré à partir d'un VCO. Le circuit de la PLL comporte un comparateur de phase, un filtre et un VCO. Ainsi nous avons nommé VCO1 le VCO du générateur de la fréquence de consigne et VCO2 celui de la PLL. Dans les deux cas nous ferons usage du circuit intégré HEF 4046B.

#### 3.4.1.1. Description du HEF 4046B :

Le circuit intégré HEF4046B est un circuit classique destiné à la réalisation d'une boucle à verrouillage de phase numérique de la famille CMOS 4000. Elle est composée d'un VCO et de deux comparateurs de phase au choix.

Le filtre de la boucle est extérieur au circuit car ne dépendant de la fréquence de travail et des performances désirées.

- Le schéma équivalent et brochage en boîtier DIL est donné dans la figure 3.4 et 3.5 respectivement.



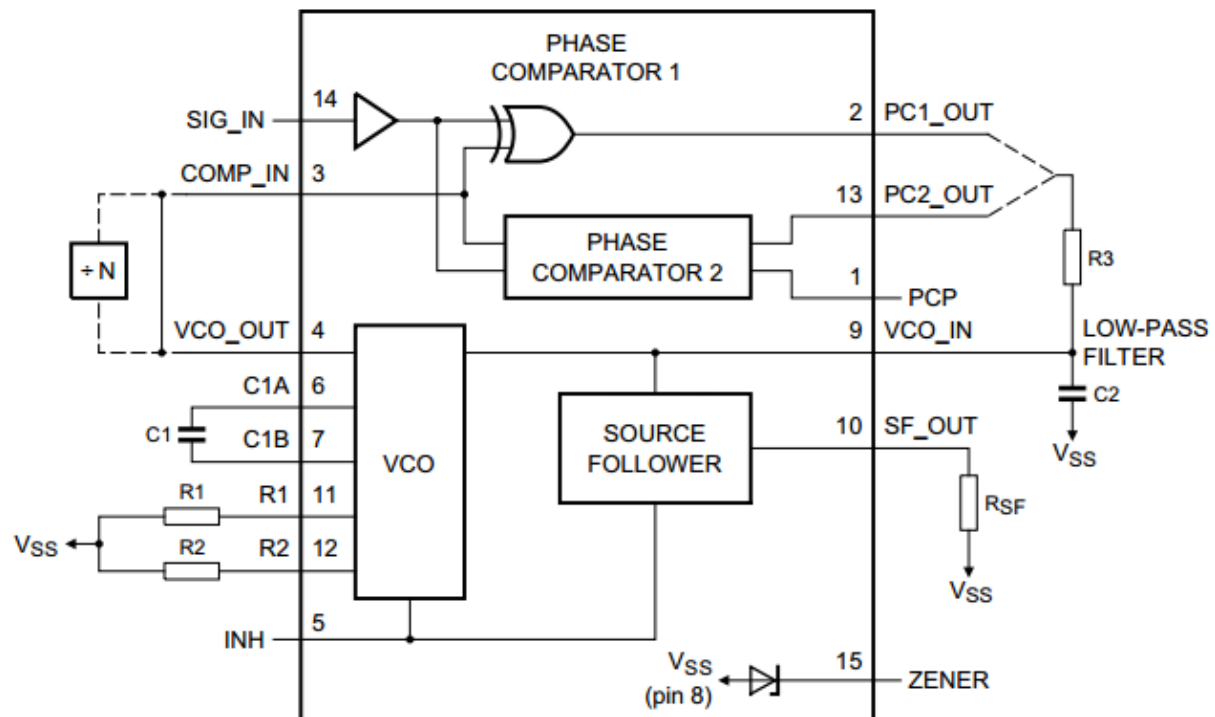


Figure 3.4 : Diagramme fonctionnel du HEF4046B

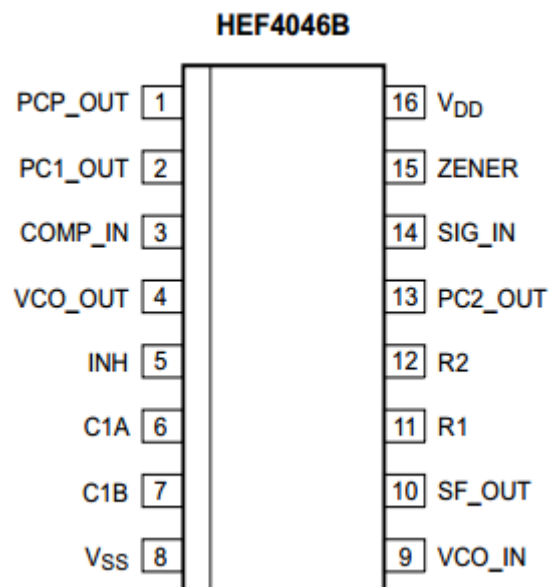


Figure 3.5 : Brochage en boîtier

Brochage :

1. Sortie d'impulsion du comparateur de phase,
2. Sortie du comparateur de phase 1,
3. Entrée du comparateur,
4. Sortie du VCO,
5. Entrée d'inhibition,

6. Connexion A du condensateur C1,
7. Connexion B du condensateur C1,
8.  $V_{SS}$ ,
9. Entrée du VCO,
10. Sortie de l'état suiveur,
11. Connexion de la résistance  $R_1$ ,
12. Connexion de la résistance  $R_2$ ,
13. Sortie du comparateur de phase 2,
14. Entrée des signaux,
15. Entrée de la diode, régulatrice de tension,
16.  $V_{DD}$ .

**a. Le comparateur de phase :**

Le circuit HEF 4046 contient deux types de comparateurs numériques :

- **Le comparateur de type 1 :** est à base de OU EXCLUSIF sa sortie est PC1\_OUT et ses entrées SIG\_IN pour l'entrée de référence et COMP\_IN pour le signal de retour. Les signaux logiques doivent être carrés de rapport cyclique 0.5.
- **Le comparateur de type 2 :** est basé sur un réseau de mémoires numériques commandées par fronts d'impulsions et composé de 4 bascules RS et 2 transistors PNP et NPN. Sa sortie est PC2\_OUT. Ses sont entrées SIG\_IN pour l'entrée de référence et COMP\_IN pour le signal de retour. Ce deuxième comparateur est utilisé pour la réalisation de multiplieurs de fréquences car il conduit à des plages de verrouillage et de capture maximales et ne peut pas s'accrocher sur une harmonique. Il ne fonctionne que sur des fronts montants des signaux d'entrées. Le rapport cyclique de ces signaux n'a pas d'importance.

Le circuit logique détecte les fronts montants :

Lorsque le front montant de SIG\_IN précède celui de COMP\_IN la sortie PC2\_OUT est à  $V_{DD}$ . Lorsque le front montant de SIG\_IN suit celui de COMP\_IN, la sortie PC2\_OUT est à  $V_{SS} = 0$  V. Le troisième état est  $V_{DD}/2$ . La figure 3.6 illustre les différents signaux de ce comparateur.

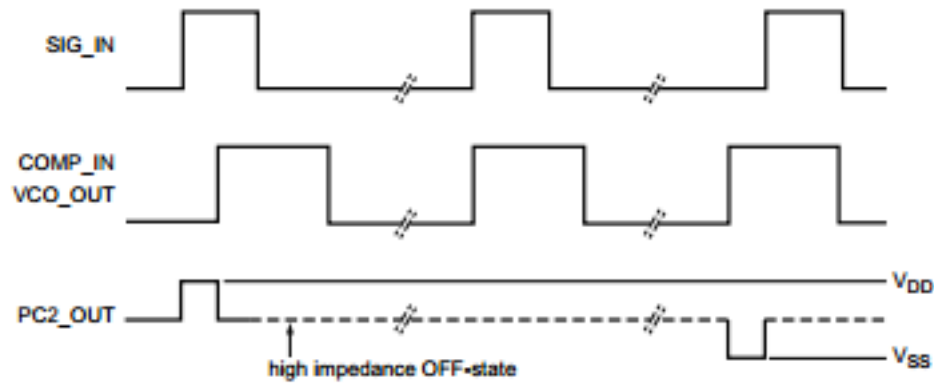


Figure 3.6 : Signaux du comparateur de type 2

### b. Le Filtre passe-bas :

Comme énoncé précédemment le filtre de boucle est extérieur au circuit. Le filtre doit supprimer efficacement les harmoniques issues du comparateur de phase.

### c. Le VCO :

Le domaine de fréquence dans lequel travaillera le VCO est choisi à l'aide des composants externes  $R_1$ ,  $R_2$  et  $C_1$ . La résistance  $R_1$  et le condensateur  $C_1$  déterminent la plage de fréquence du VCO quand à la résistance  $R_2$ , elle permet au VCO d'avoir une fréquence de déviation si nécessaire. La fréquence du VCO est  $f_0$  et est comprise entre  $f_{min}$  et  $f_{max}$  correspondant à la tension d'entrée variant entre  $V_{min}$  et  $V_{DD}$ . La caractéristique et le schéma du VCO sont donnés dans la figure 3.7 ci-dessous :

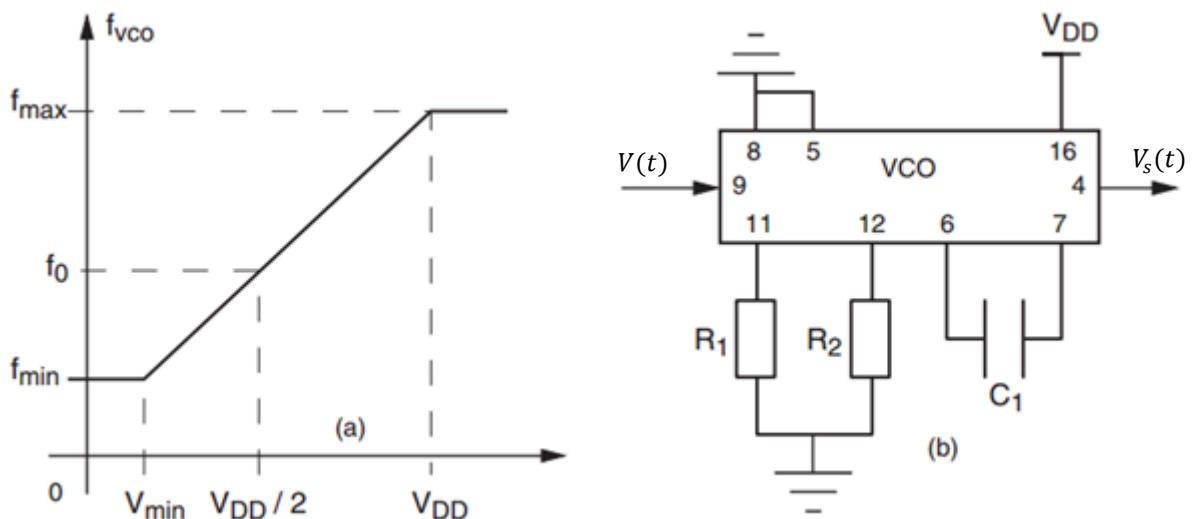


Figure 3.7 : Caractéristique et schéma du VCO

### 3.4.1.2. Générateur de fréquence :

Pour varier la fréquence du signal de référence, nous utiliserons un potentiomètre à l'entrée du VCO1. Ce signal doit varier dans une plage de fréquence allant de 3KHz à 17KHz sachant que la plage de verrouillage du VCO2 varie de 5KHz à 15KHz.

### Réglage des valeurs du VCO1 :

Pour une alimentation  $V_{DD} = 5V$ , une résistance  $R_1 = 10K\Omega$  et une résistance  $R_2 = \infty$ , on obtient une capacité  $C_1 = 4nF$ . (Voir les abaques dans la partie annexes).

La figure 3.8 ci-dessous donne le montage du générateur de fréquence de la consigne.

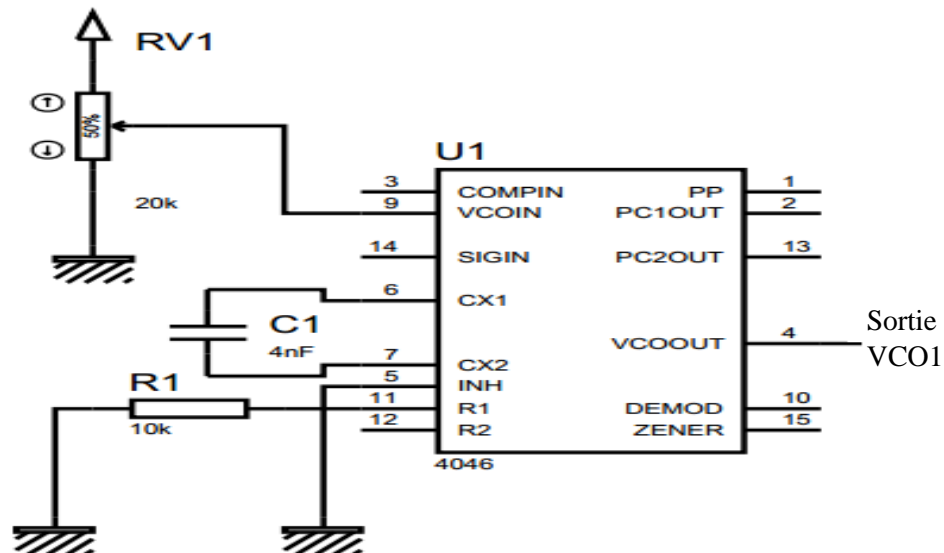


Figure 3.8 : Générateur de la fréquence de consigne

#### 3.4.1.3.Circuit de la PLL :

##### a. Comparateur de phase :

Nous avons choisi le comparateur de type 1 à cause de sa simplicité de fonctionnement. Voir figure 3.9.

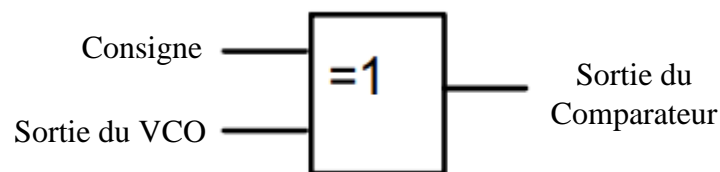


Figure 3.9 : Schéma du comparateur de type 1

Le « OU EXCLUSIF » délivre en sortie des impulsions de fréquences  $2f_e$  et dont la largeur est proportionnelle à l'écart de phase entre les deux signaux d'entrées. La valeur moyenne du signal du comparateur est donc une fonction linéaire de déphasage. Voir figure 3.10.

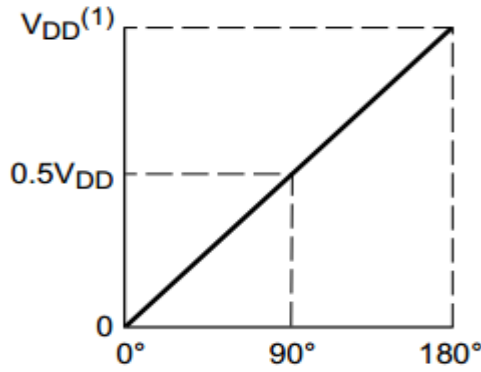


Figure 3.10 : Différence de phase entre les entrées du comparateur.

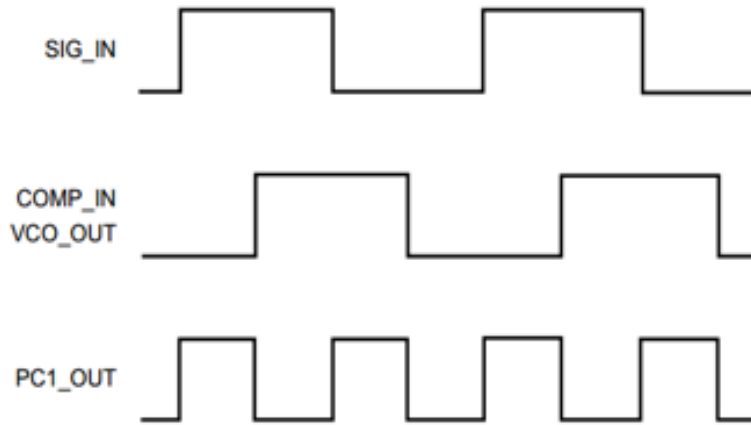


Figure 3.11 : Forme typique des signaux de la PLL du comparateur 1 verrouillé sur  $f_0$

On peut remarquer que la valeur moyenne de la tension de sortie du comparateur représente au signe près l'écart de "phase" entre les signaux à l'entrée du comparateur (à condition que ceux-ci soit de rapport cyclique 0,5).

#### b. Réglage du filtre :

Le problème essentiel des PLL consiste à déterminer le filtre permettant le meilleur compromis. Nous choisissons un filtre passe-bas du premier ordre. Ainsi pour une meilleure atténuation des harmoniques nous prendrons une fréquence de coupure  $F_c = 0.5 \text{ KHz}$ .

La constante de temps  $\tau = R_4 C_3$ . La fréquence de coupure s'exprime donc par :

$$F_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi R_4 C_3} \quad (3.1)$$

Pour une valeur de  $R_4 = 10 \text{ K}\Omega$  nous obtenons  $C_3 = 31.8 \text{ nF}$ . Voir figure 3.12.

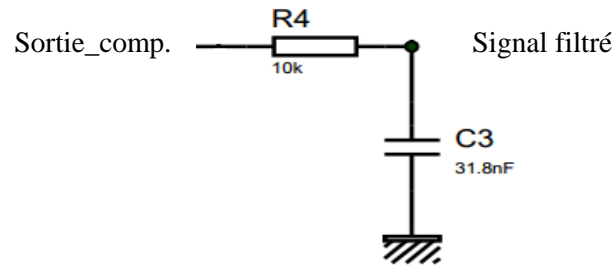


Figure 3.12 : Filtre du circuit de commande

### c. Réglage du VCO2 :

Pour le VCO2 nous choisissons une fréquence centrale  $f_0 = 10\text{Khz}$  sous une alimentation  $V_{DD} = 5\text{V}$ .

D'après le datasheet les valeurs recommandées pour  $R_2$  et  $R_3$  varient de  $10\text{k}\Omega$  à  $1\text{M}\Omega$ , pour  $C_1$  elles varient de  $50\text{pF}$  jusqu'à une valeur normalisée quelconque. (Voir annexes)

Il existe deux procédés de choix de valeurs de ces composants : avec déviation et sans déviation de fréquence.

Pour notre réalisation, nous utiliserons le deuxième procédé (c'est-à-dire VCO avec déviation de la fréquence) :

- a. Avec  $f_0 = 10\text{KHz}$  on fixe  $f_L = 5\text{KHz}$ , on calcule  $f_{min}$  à l'aide l'équation :

$$f_{min} = f_0 - f_L \quad (3.2)$$

On obtient :

$$f_{min} = 5\text{KHz}.$$

- b. A partir de  $f_{min}$  et des courbes de l'abaque : Déviation de fréquence typique en fonction de la capacité  $C_1$  (voir annexe), on détermine  $R_2$  et  $C_1$ . Ainsi pour une tension  $V_{DD} = 5\text{V}$ . On trouve :

$$C_1 = 10\text{nF} \text{ et } R_3 = 10\text{K}\Omega.$$

- c. On calcule  $f_{max}$  à partir de l'équation :

$$f_{max} = f_0 + f_L \quad (3.3)$$

On obtient :

$$f_{max} = 15\text{KHz}.$$

- d. A partir du rapport  $f_{max}/f_{min}$  et des courbes de l'abaque : Rapport  $R_3/R_2$  typique en fonction du rapport  $f_{max}/f_{min}$  (voir annexe), on détermine  $R_3/R_2$  puis on calcule la valeur de  $R_2$ . On obtient  $R_2 = 4\text{K}\Omega$ .

Voir le schéma du montage à la figure 3.13.

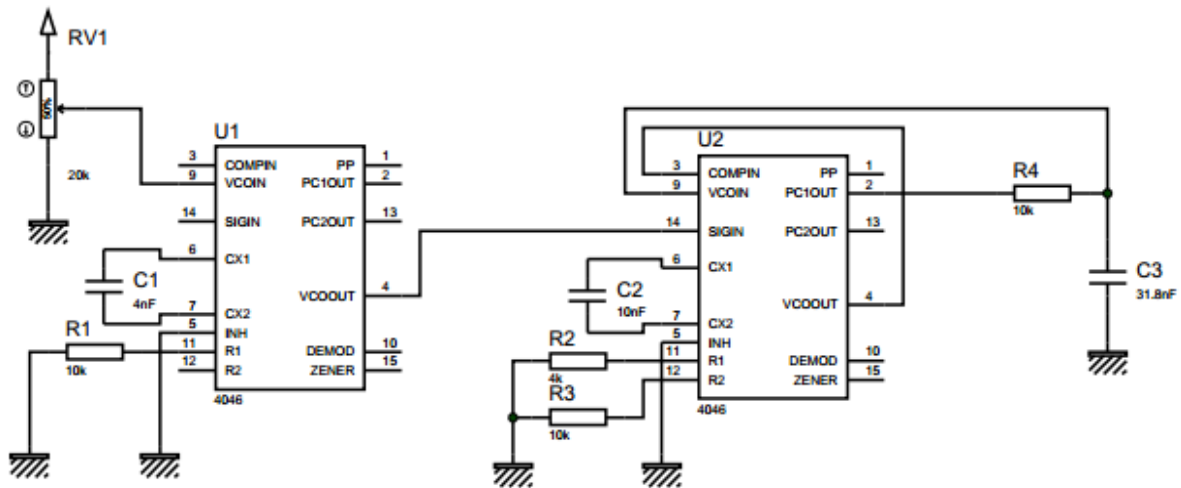


Figure 3.13 : Circuit de commande

Remarque : Les valeurs des résistances et de la capacité sont approximatives vu quelles sont obtenues à partir des abaques.

### 3.4.1. Bloc de puissance :

Le signal de sortie du comparateur nécessite un étage de puissance pour attaquer le moteur. Celui-ci est réalisé grâce à un MOSFET de type IRF830B. Afin de protéger l'étage de puissance on monte une diode de roue libre de type 1N4007 en dérivation par rapport au moteur. La figure 3.14 indique le schéma du montage.

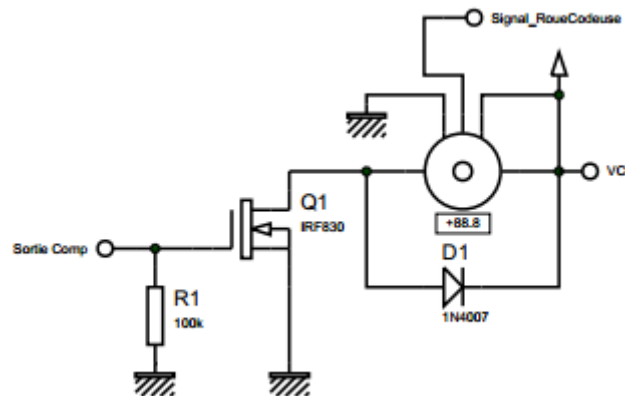


Figure 3.14 : Circuit du bloc de puissance

Le moteur commandé dans notre projet est un moteur à courant continu à excitation série, «moteur universel ». C'est un modèle RF-310TA du constructeur Mabuchi utilisé dans les lecteurs DVD. Il a un fort couple à basse vitesse et la propriété d'autorégulateur de puissance (la vitesse décroît lorsque la charge augmente).

La commande de la vitesse de rotation du moteur est directement liée à la consigne engendrée par le générateur de fréquence. Ainsi la grandeur désirée est constamment comparée au signal de référence. La boucle fermée de l'asservissement doit permettre de réduire les perturbations externes sur la grandeur de sortie.

Les données techniques du moteur sont consignées dans le tableau suivant :

Voltage		Sans charge		Efficacité Maximum				Stalle			
Plage de fonctionnement	Nominal	Vitesse	Courant	Vitesse	Courant	Couple		Puissance	Couple		Courant
		Trs/min	A	Trs/min	A	mN.m	g.cm	V	mN.m	g.cm	A
1-6V	2.5 V	2800	0.017	2190	0.06	0.32	3.3	0.073	1.47	15	0.22

Tableau 3.1 : Caractéristiques du moteur à courant continu RF-310TA.

### 3.4.2. Bloc d'acquisition et de mise en forme :

L'acquisition de la vitesse du moteur est assurée par un capteur photocoupleur associé à un dispositif qui comporte une roue codeuse comportant 8 fentes montée sur l'axe du moteur.

La liaison entre le moteur et la roue codeuse est illustrée dans la figure 3.15.

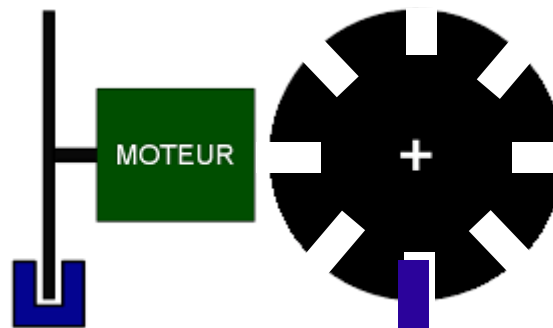


Figure 3.15 : Schéma de liaison moteur + roue codeuse

#### 3.4.3.1.Acquisition :

Un photocoupleur, ou « optocoupleur » est un dispositif électronique composé de deux éléments électriquement indépendants : à l'entrée, un photoémetteur en général une LED, dans le visible ou l'infrarouge et à la sortie un photorécepteur, photodiode ou le plus souvent un phototransistor.

Le rôle d'un optocoupleur est :

Soit d'assurer une isolation galvanique (aucune liaison électrique) entre deux systèmes électriques :

- Interface pour la transmission de données,
- Commande de structures Basse Tension,
- Variation de puissance.

Soit de capter une information par le biais de la lumière :

- Présence d'obstacles,

Notre objectif est d'utiliser l'optocoupleur comme capteur de vitesse du MCC. Le photocoupleur choisi est de type TCST2300. La figure 3.16 ci-contre montre la photo et le schéma d'un optocoupleur.



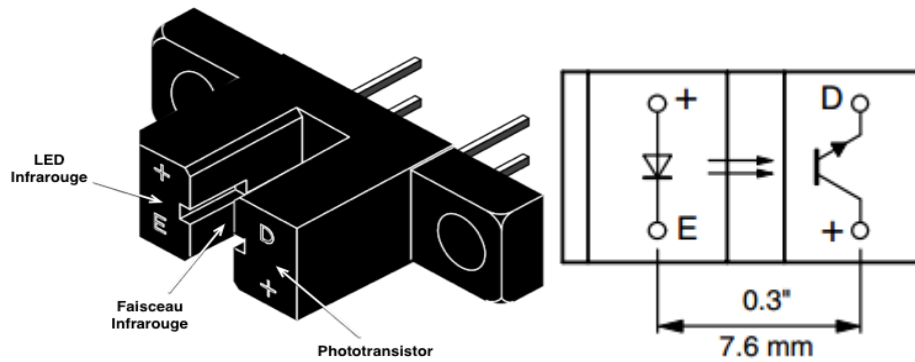


Figure 3.16 : Photo et schéma d'un optocoupleur

**Fonctionnement du photocoupleur :**

- Le phototransistor ne reçoit pas de lumière (un objet interrompt le faisceau lumineux), le phototransistor est bloqué. Le courant  $I_C$  est nul. Voir figure 3.17.

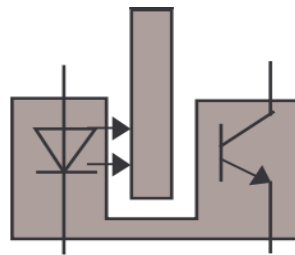


Figure 3.17 : Signal émetteur bloqué

- Le phototransistor reçoit de lumière (le faisceau lumineux n'est pas interrompu), le phototransistor est passant. Le courant  $I_C$  est différent de 0. Voir figure 3.18.

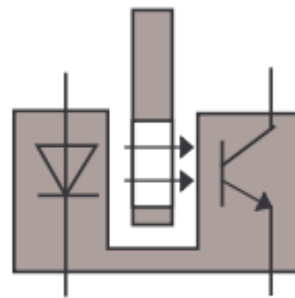


Figure 3.18 : Signal émetteur passant

**Quelques caractéristiques de l'optocoupleur :**

- Dimensions (L x W x H en mm) : 24.5 x 6.3 x 10.8 ;
- Écart de la fente (in mm) : 3.1 ;
- Courant de sortie :  $I_C = 0.5mA$  ;
- Longueur d'onde de l'émetteur : 950 nm.

Pour bien fonctionner l'optocoupleur nécessite deux résistances reliées respectivement à l'émetteur et au récepteur. Nous relions donc une résistance  $R_6 = 220\Omega$  à l'émetteur et une de  $R_7 = 15K\Omega$  au récepteur. Les deux bornes d'alimentation seront reliées à une tension  $+5V$ .

Le composant utilisé pour la mise en forme du signal obtenu à partir du capteur est un transistor bipolaire NPN de type 2N2222. Elle permet l'obtention d'un signal rectangulaire avec un rapport cyclique adéquat pour l'affichage de la vitesse du moteur. La figure 3.19 ci-contre indique le montage de transistor.

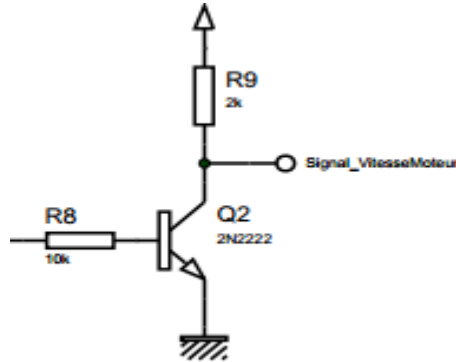


Figure 3.19 : circuit de mise en forme

Elle est implémentée avec deux résistances. La première de  $R_8 = 10K\Omega$  en série avec l'émetteur E du transistor et la seconde de  $R_9 = 2K\Omega$  en série avec le collecteur C du transistor.

La vitesse de rotation du moteur est directement obtenue en fonction de la fréquence délivrée par ce signal. Ainsi on a :

$$n = \frac{f}{n_f} \quad (3.4)$$

On trouve donc :

$$V = \frac{60f}{n_f} \quad (3.5)$$

$f$  : Nombre d'impulsions par seconde,

$n$  : Vitesse de rotation en tours par seconde,

$V$  : Vitesse de rotation en tours par minutes,

$n_f$  : Nombre de fentes,  $n_f = 8$ .

#### 3.4.4. Bloc d'affichage :

Pour le calcul et l'affichage de la vitesse du moteur on a utilisé une carte Arduino UNO et un afficheur LCD.

##### 3.4.4.1. Carte Arduino UNO :

Le module UNO est une carte électronique dont le cœur est un microcontrôleur ATMEL de référence ATmega238 sa tension de fonctionnement est de 5V, elle constitue un environnement de programmation qui permet à l'utilisateur de formuler ses projets par l'expérimentation directe avec l'aide de nombreuses ressources disponible en ligne, ce qui nous permet de calculer et d'afficher la vitesse du moteur. Elle dispose :

- de 14 broches numériques d'entrées/sorties (dont 6 peuvent être utilisées en sorties PWM (largeur d'impulsions modulée)) ;
- de 6 entrées analogiques (qui peuvent également être utilisées en broches entrée/sorties numériques) ;
- d'un quartz 16MHz ;
- d'une connexion USB ;
- d'un connecteur d'alimentation jack ;
- d'un connecteur ICSP (programmation "in-circuit") ;
- d'un bouton de réinitialisation (reset) ;
- d'une mémoire FLASH : 32KB ;
- d'une mémoire SRAM : 2KB ;
- d'une mémoire EEPROM : 1KB.

La carte est illustrée dans la figure 3.20 ci-dessous :

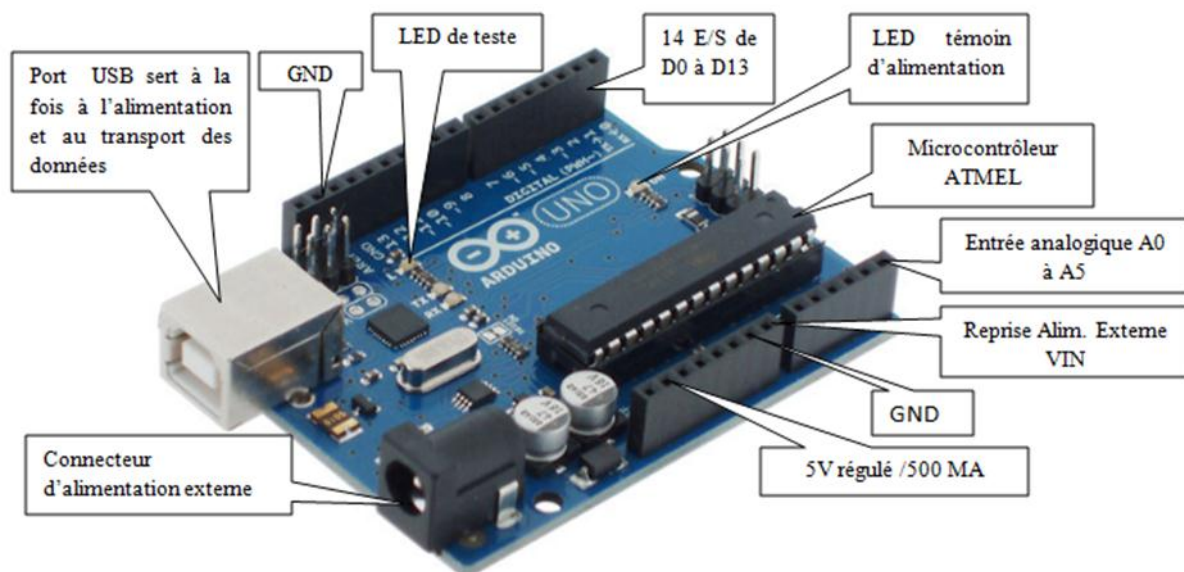


Figure 3.20 : Photo de la carte Arduino UNO

#### 3.4.4.1.1. Schéma simplifié de la carte Arduino UNO :

Les signaux d'entrée-sorties du microcontrôleur sont reliés à des connecteurs selon le schéma qui est représenté dans la figure 3.21.

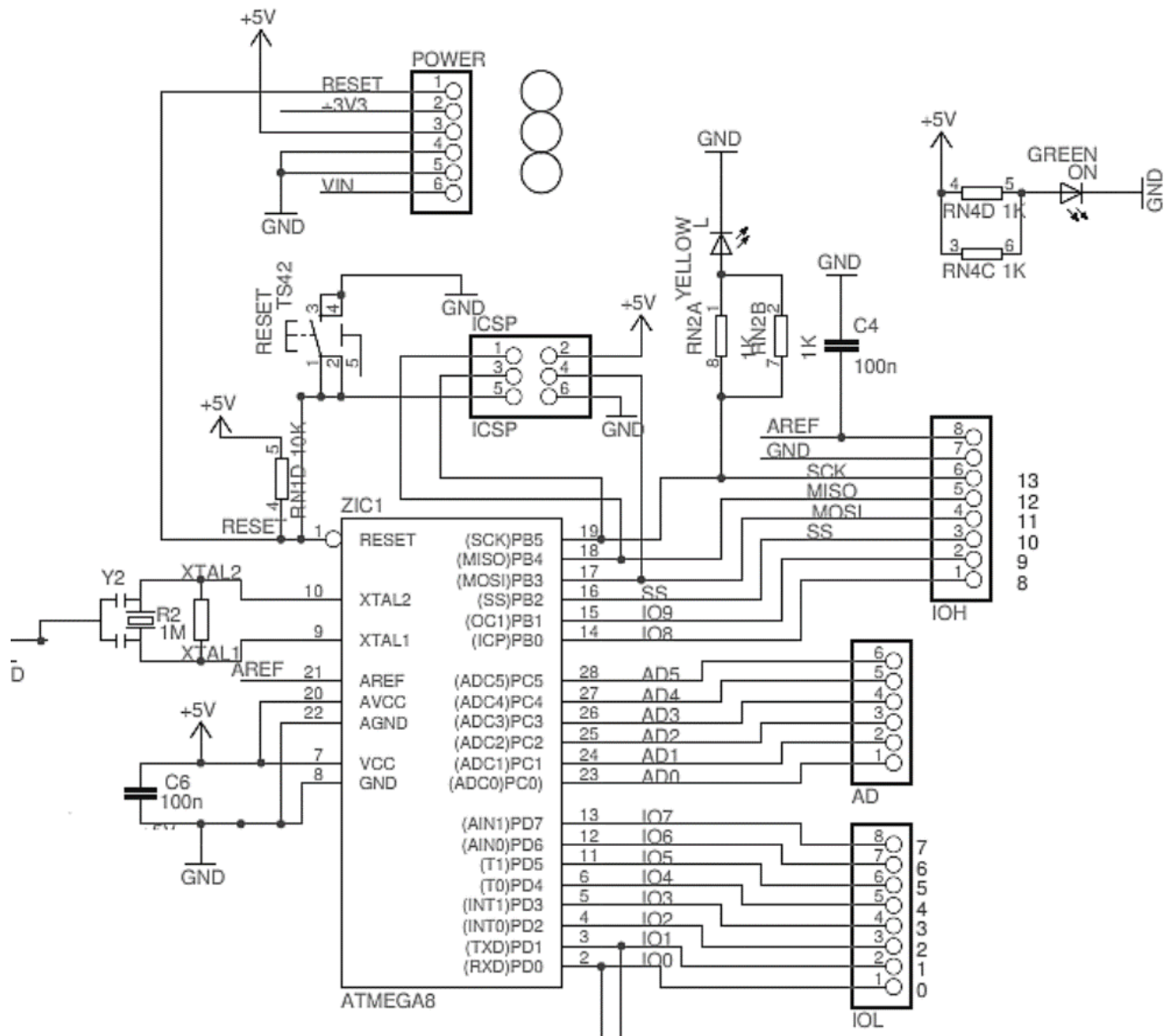


Figure 3.21 : Schéma simplifié de la carte Arduino UNO

#### 3.4.4.1.2. Brochage de la carte Arduino UNO :

Le brochage de la carte Arduino UNO est représenté dans la figure 3.22 ci-dessous :

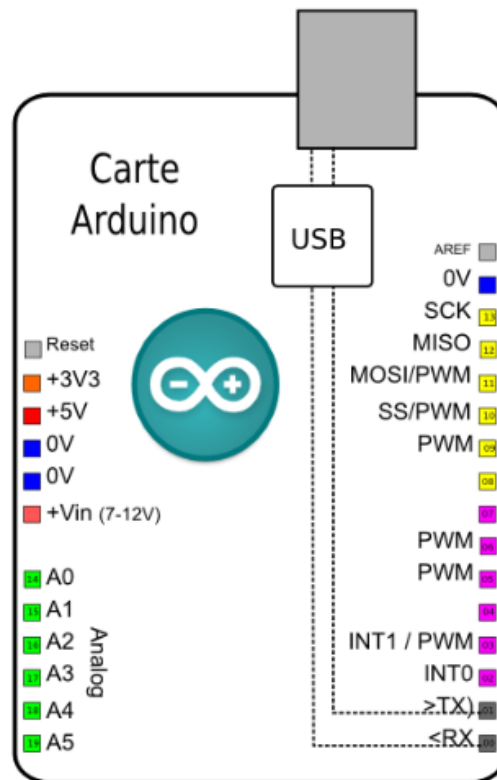


Figure 3.22 : Brochage de la carte Arduino UNO

### Avantages de la carte Arduino UNO :

Le système Arduino simplifie la façon de travailler avec les microcontrôleurs tout en offrant à personnes intéressées plusieurs avantages cités comme suit :

- Pas cher,
- Environnement de programmation clair et simple,
- Multiplateforme : tourne sous Windows, Macintosh et Linux,
- Nombreuses librairies disponibles avec diverses fonctions implémentées,
- Logiciel et matériel open source et extensible,
- Nombreux conseils, tutoriaux et exemple en ligne.

#### 3.4.4.2. Afficheur LCD :

L'afficheur LCD est de type alphanumérique destiné à être utilisé dans notre application avec le module Arduino UNO, ce dernier assure l'affichage de la vitesse de notre moteur.

Les afficheurs LCD (Liquid Crystal Display) sont devenues incontournables dans toutes applications qui demandent la visualisation de paramètres, il s'agit donc d'une interface Homme/Machine doté de 2 lignes de 16 caractères. Ils sont très utilisés dans les montages à microcontrôleur ou Arduino, et permettent une grande convivialité. Ils peuvent aussi être utilisés lors de la phase de développement d'un programme, car on peut facilement y afficher les valeurs de différentes variables. Auparavant onéreux et difficiles à mettre en œuvre, ils

sont maintenant bon marché et l'interface parallèle au standard Hitachi permet un pilotage facile.

L'afficheur est représenté dans la figure 3.23 ci-dessous :

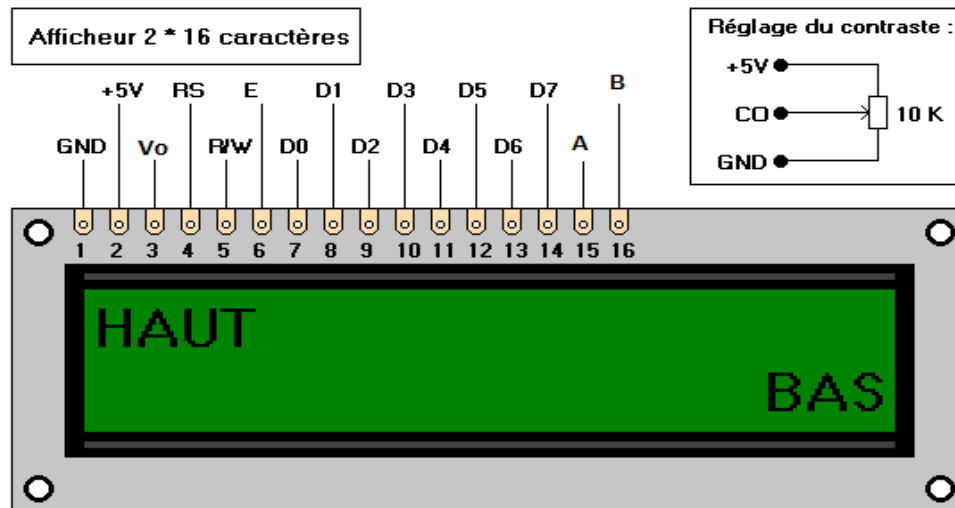


Figure 3.23 : Afficheur alphanumérique 2×16

#### 3.4.4.2.1. Description des pins :

Le tableau 3.2 ci-dessous nous montre la description des pins de notre afficheur LCD :

Broches	NOM	Niveau	Fonction
1	Vss	-	Masse
2	Vdd	-	Alimentation positive +5V
3	Vo	0-5v	Cette tension permet, en la faisant varier entre 0 et +5V, le réglage du contraste de l'afficheur.
4	Rs	TTL	Sélection du registre (Register Select) Grâce à cette broche, l'afficheur est capable de faire la différence entre une commande et une donnée. Un niveau bas indique une commande et un niveau haut indique une donnée.
5	R/W	TTL	Lecture ou écriture (Read/Write) L : Écriture H : Lecture
6	E	TTL	Entrée de validation (Enable) active sur front descendant. Le niveau haut doit être maintenue pendant au moins 450 ns à l'état haut.
7	D0	TTL	Bus de données bidirectionnel 3 états (haute impédance lorsque
8	D1	TTL	

<b>9</b>	D2	TTL	(E=0)
<b>10</b>	D3	TTL	
<b>11</b>	D4	TTL	
<b>12</b>	D5	TTL	
<b>13</b>	D6	TTL	
<b>14</b>	D7	TTL	
<b>15</b>	A	-	Anode rétroéclairage (+5V)
<b>16</b>	K	-	Cathode rétroéclairage (masse)

Tableau 3.2 : Description des pins de l'afficheur LCD

#### 3.4.4.2.2. Commande de l'afficheur LCD :

Deux modes de fonctionnement de l'afficheur sont disponibles, le mode 8 bits et le mode 4 bits, c'est ce dernier dont on s'occupera dans notre application.

- **Mode 8 bits :** Dans ce mode 8 bits, les données sont envoyées à l'afficheur sur les broches **D0 à D7**. On place la ligne **RS** à **0** ou à **1** selon que l'on désire transmettre une commande ou une donnée. Il faut aussi placer la ligne **R/W** à **0** pour indiquer à l'afficheur que l'on désire effectuer une écriture. Il reste à envoyer une impulsion d'au moins 450 ns sur l'entrée **E**, pour indiquer que des données valides sont présentes sur les broches **D0 à D7**. L'afficheur lira la donnée sur le front descendant de cette entrée. Si on désire au contraire effectuer une lecture, la procédure est identique, mais on place cette fois la ligne **R/W** à **1** pour demander une lecture. Les données seront valides sur les lignes **D0 à D7** lors de l'état haut de la ligne **E**.
- **Mode 4 bits :** Il peut, dans certains cas, être nécessaire de diminuer le nombre de fils utilisés pour commander l'afficheur, comme, par exemple lorsqu'on dispose de très peu de broches d'entrées sorties disponibles sur un microcontrôleur. Dans ce cas, on peut utiliser le mode quatre bits de l'afficheur LCD. Dans ce mode, seuls les 4 bits de poids fort (**D4 à D7**) de l'afficheur sont utilisées pour transmettre les données et les lire. Les 4 bits 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 alors écrites ou lues en envoyant séquentiellement les quatre bits de poids fort suivi des quatre bits de poids faible. Une impulsion positive d'au moins 450 ns doit être envoyée sur la ligne **E** pour valider chaque demi-octet ou nibble.

Il se peut qu'on dispose encore de moins de broches disponibles dans l'application envisagée. Dans ce cas, on peut alors relier la ligne **R/W** à la masse de façon à forcer l'afficheur en écriture. On a alors besoin, hors alimentation de seulement six fils en mode 4 bits, et dix fils en mode 8 bits, pour commander l'afficheur.

### 3.4.4.2.3. Connexion afficheur LCD Arduino UNO :

Le montage que nous avons réalisé dans notre application à connecter le LCD à l'Arduino UNO, et on a ajouté un potentiomètre pour ajuster le contraste. Le transfert des données sous forme de bits est pris en compte par la bibliothèque Liquid Crystal, aussi tout ce que nous avons à faire est appeler une fonction quand on veut afficher quelque chose. La figure 3.24 ci-dessous illustre le mode de connexion utilisé.

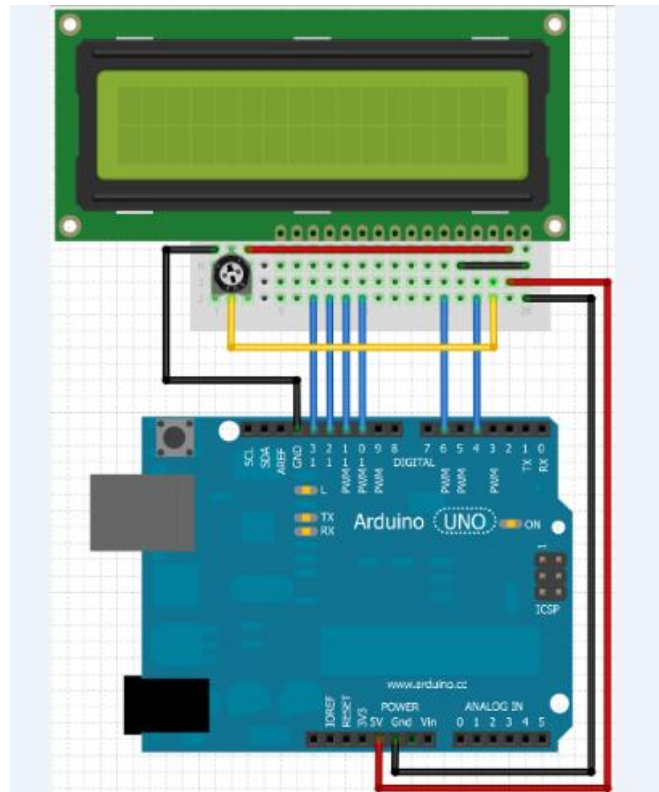


Figure 3.24 : Connexion Afficheur LCD Arduino UNO avec mode 4 bits

### 3.4.5. Alimentation :

L'alimentation de notre carte nécessite une tension continue de 5V. On réalise donc un circuit d'alimentation stabilisée pouvant imposer une tension maximale  $U = 5V$ .

Cette carte est composée :

- d'un transformateur à point milieu de 12V, 1A ;
- deux diodes de type 1N4007 pour le redressement ;
- d'un circuit de filtrage condensateur chimique  $2200\mu F$ , et deux capacités de  $100nF$  ;
- d'un régulateur 5V de type 7805.

Le schéma du montage est illustré sur la figure 3.25 ci-dessous.



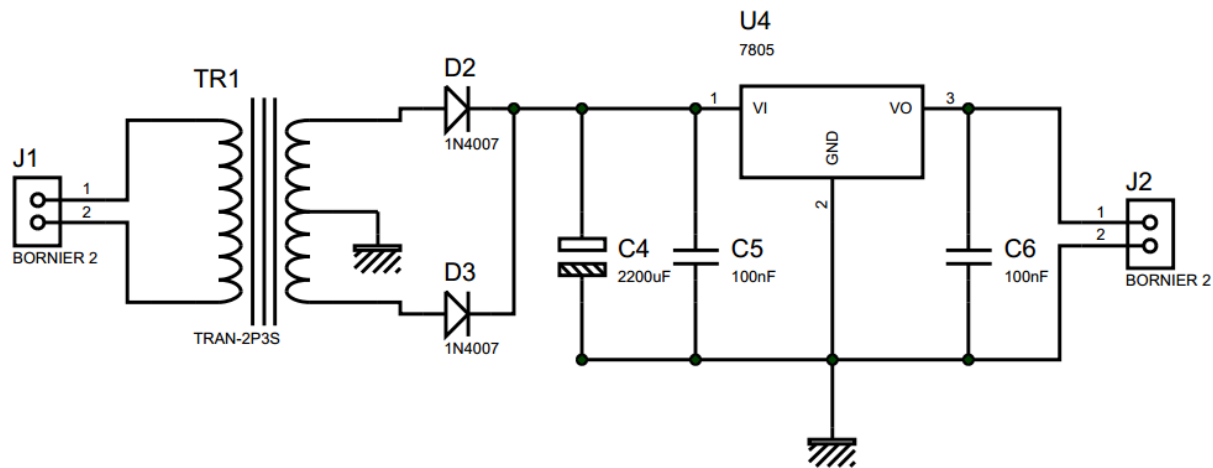


Figure 3.25 : Circuit d'alimentation

### 3.5. Conception :

Avant la réalisation pratique de notre carte, nous ferons la conception et la simulation de ce dernier. Pour ce faire nous allons utiliser un logiciel de conception assisté par ordinateur (CAO) : il s'agit du logiciel PORTEUS. C'est un outil de CAO électronique perfectionné conçu par Labcenter Electronics qui permet de dessiner des schémas électroniques, de les simuler et de réaliser le circuit imprimé correspondant.

En effet la conception virtuelle permet l'appréciation globale du comportement de l'objet créé avant même que celui-ci n'existe. En CAO, on construit virtuellement un objet capable de réagir dans son espace non réel selon des lois régies par le logiciel. Le résultat, appelé maquette numérique, constitue alors un véritable prototype évolutif.

En électronique, on peut assembler des composants (résistances, capacités, éléments de logique...) simulables. La conception d'un circuit électronique présente deux difficultés :

- La première concernant le comportement électrique ou logique souhaité, est certainement la plus facile à traiter. On obtient un modèle informatique du schéma construit comme sur un outil DAO. Cependant, chaque composant est affecté d'une loi de comportement, ce qui fournit au final un modèle virtuel permettant des tests de fonctionnement.
- l'implantation réelle des composants sur le circuit imprimé est par contre un vrai problème technique ; si les schémas simples trouvent facilement une solution, pour les circuits complexes la CAO est d'un grand secours. Le tracé des pistes doit parfois être établi sur une ou plusieurs couches.

Ces outils informatiques sont souvent appelés suite de logiciels, parce que leur utilisation comprend des phases indépendantes : la saisie schématique du circuit (le modèle de représentation), la simulation (modèle mathématique), le placement des composants, et le routage (pistes conductrices).

#### 3.5.1. Présentation de Proteus :

Cette suite logicielle est très connue dans le domaine de l'électronique. Elle est utilisée dans de nombreuses entreprises et organismes de formation. Outre la popularité de l'outil, Proteus possède d'autres avantages :

- Pack contenant des logiciels faciles et rapides à comprendre et à utiliser,
- Support technique performant,
- Outil de création de prototype virtuel permettant de réduire les coûts matériel et logiciel lors de la conception d'un projet.

Le logiciel comprend deux principaux modules : ISIS et ARES.

### 3.5.1.1. ISIS :

Le module ISIS de Proteus est principalement utilisé pour éditer un schéma structurel d'un circuit électronique (assemblage de composants électroniques dont on fixe les valeurs et les références) reliés par des connexions électrique (fils). Par ailleurs, le logiciel permet également de simuler les différents types de montages ce qui permet de déceler certaines erreurs dès l'étape de conception. Indirectement, les circuits électriques conçus grâce à ce logiciel peuvent être utilisés dans des documentations car le logiciel permet de contrôler la majorité de l'aspect graphique des circuits. la figure 3.26 ci-dessous montre la fenêtre du module de simulation Proteus ISIS.

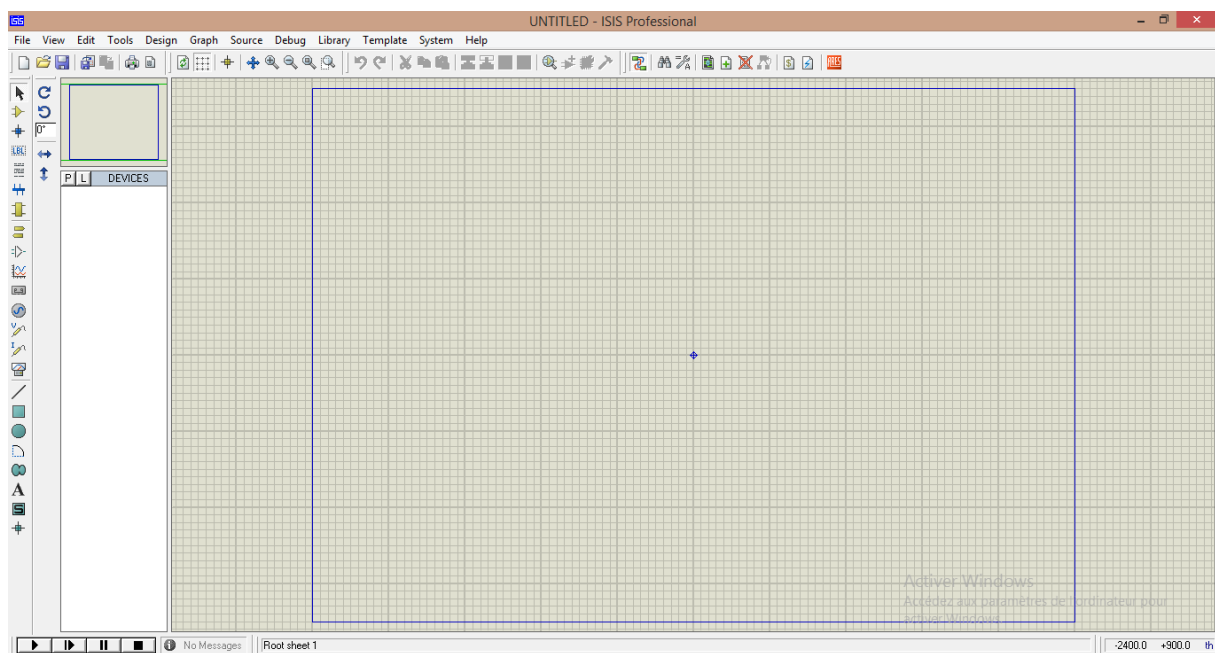


Figure 3.26 : Fenêtre du module de simulation Proteus ISIS

Le module ISIS a la possibilité d'importer des codes hexadécimaux pour les réalisations qui contiennent des composants programmables ou des cartes programmables (l'Arduino dans notre cas).

### 3.5.1.2.ARES :

Le module ARES est un outil d'édition et de routage qui complète parfaitement ISIS. Un schéma électrique réalisé sur ISIS peut alors être importé facilement sur ARES pour réaliser le PCB de la carte électronique. Bien que l'édition d'un circuit imprimé soit plus efficace lorsqu'elle est réalisée manuellement, ce logiciel permet de placer automatiquement les composants et de réaliser le routage automatiquement. La figure 3.27 ci-dessous montre la fenêtre du module de simulation Proteus ARES.

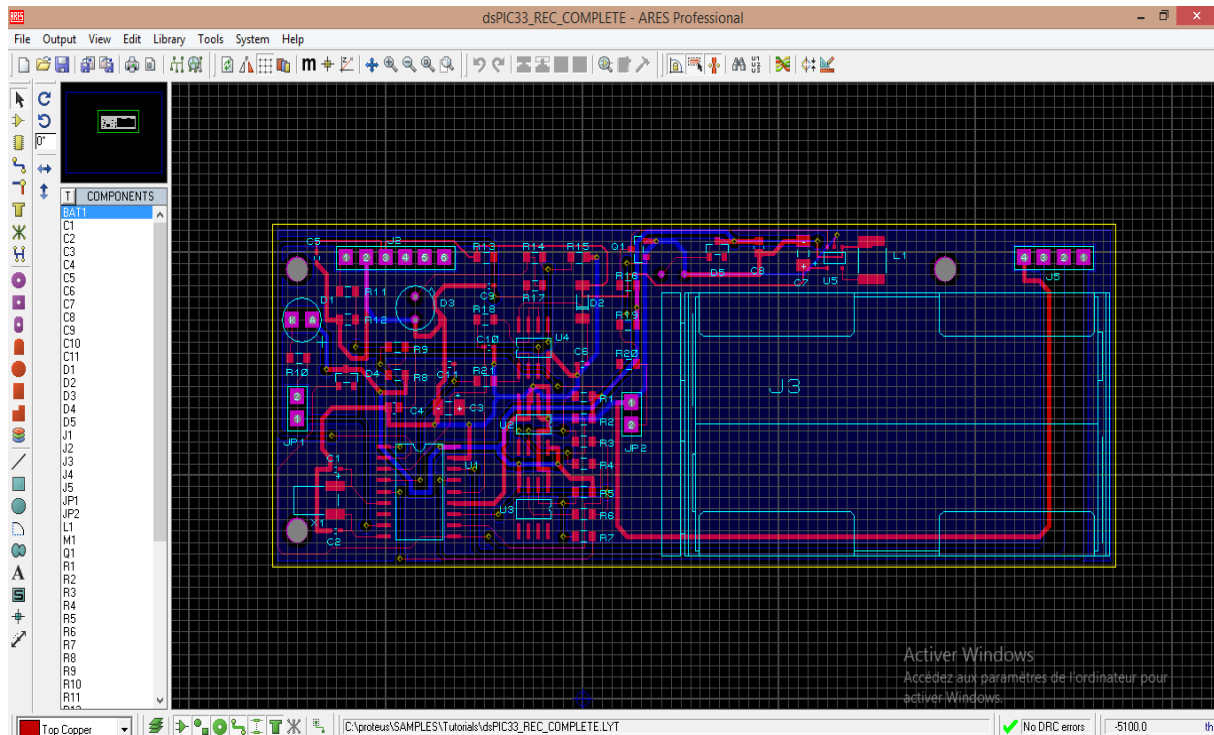


Figure 3.27 : Fenêtre du module Proteus ARES

### 3.5.2. Conception Matérielle et Simulation :

Pour la conception et la simulation des différents montages de la carte électronique le paramétrage des différents composants est effectué selon les valeurs obtenues dans l'étude théoriques.

Le schéma de la carte globale est représenté sur la figure 3.28 suivante :



### 3.6. Simulation :

Pour effectuer la simulation nous avons reparti le système en trois parties afin de mieux appréhender le comportement de chaque sous-système. Cette simulation est réalisée au moyen de l'oscilloscope intégré au module ISIS du logiciel Proteus. L'échelle des temps ainsi que le réglage peuvent être vus directement sur l'oscilloscope.

### 3.6.1. Simulation du circuit de commande :

La simulation du circuit de commande ainsi que les graphes de ces signaux sont donnés dans les figure 3.29 et 3.30 respectivement.

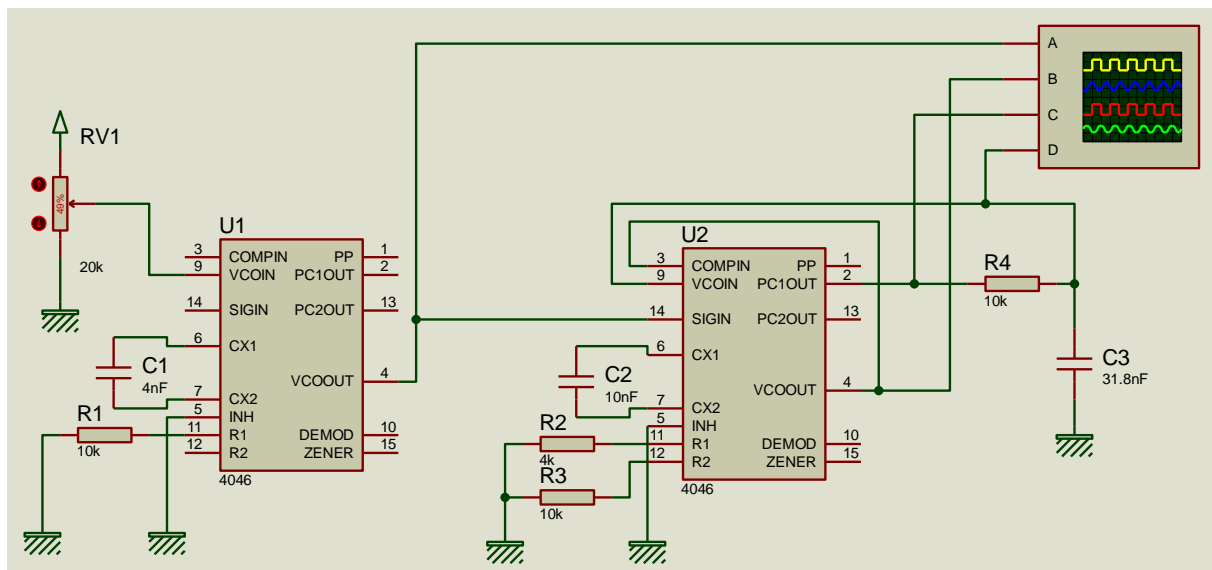


Figure 3.29 : Circuit de commande

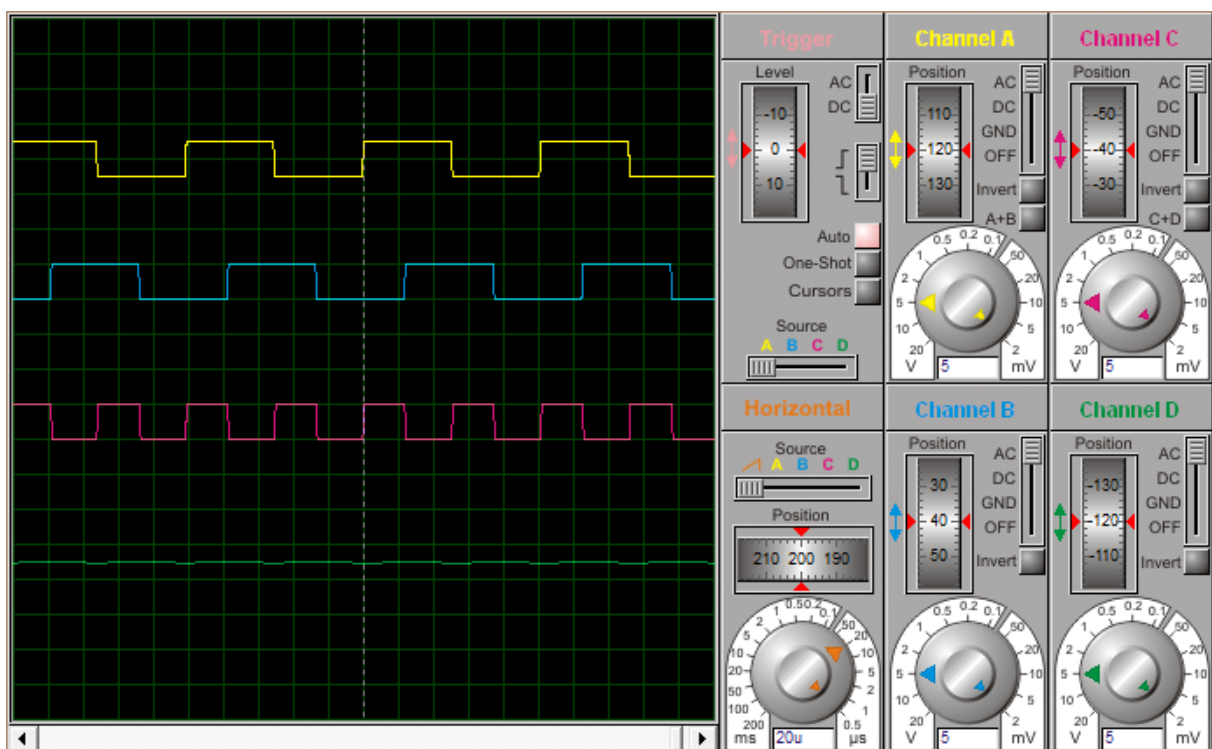


Figure 3.30 : Graphes des principaux signaux du sous-système de commande

### 3.6.2. Simulation du circuit de puissance, d'acquisition et de mise en forme:

La figure 3.31 ci-dessous représente le modèle de puissance, d'acquisition et de mise en forme.

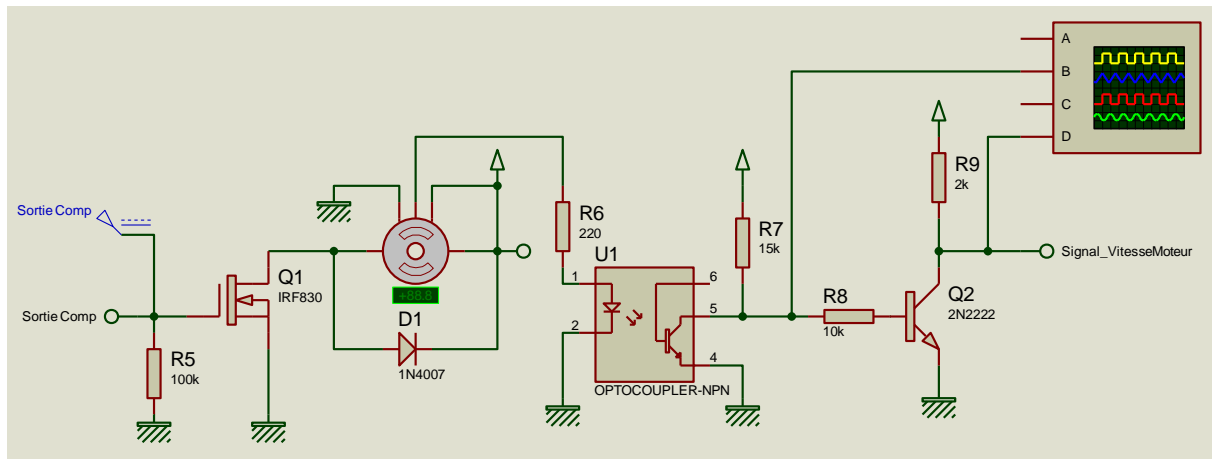


Figure 3.31 : Modèle de puissance, d'acquisition et de mise en forme

Les graphes des principaux signaux du sous-système d'acquisition et de mise en forme sont donnés dans la figure 3.32.

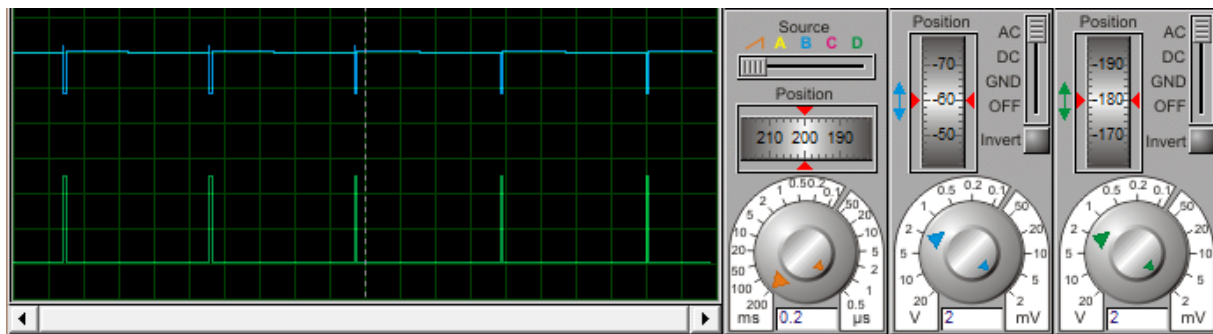


Figure 3.32 :Graphes des signaux du circuit, d'acquisition et de mise en forme

### 3.6.3. Simulation du système d'affichage de la vitesse :

Pour simuler l'affichage de la vitesse de rotation du moteur, on injecte à partir du générateur un signal de fréquence 300KHz indépendant qui représente celui de l'optocoupleur. Sa courbe et son résultat de simulation sont donnée respectivement dans la figure 3.33 et la figure 3.34.

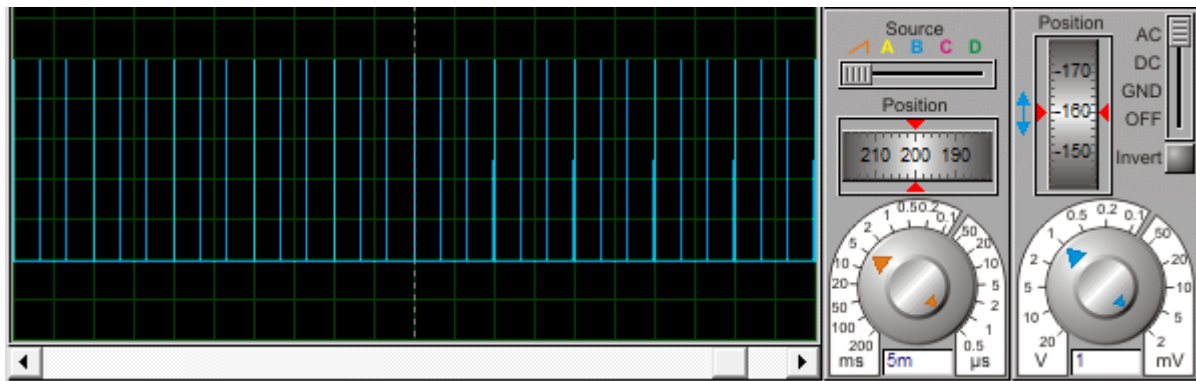


Figure 3.33 : Graphe de la fréquence d'entrée

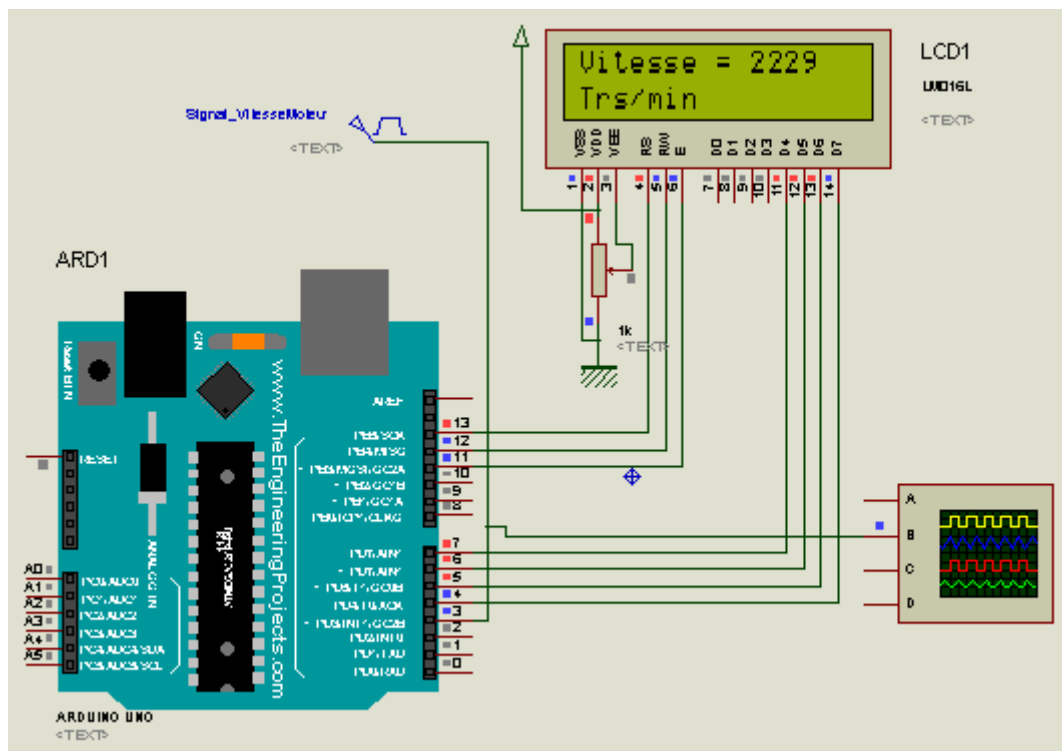


Figure 3.34 : Système de l'affichage

### 3.7. Programme d'affichage :

Le programme d'affichage est effectué en langage Arduino qui est très proche du langage C et du C++. Le logiciel Arduino permet de compiler et d'envoyer le code directement sur la carte en utilisant un câble USB. Pour que la liaison soit correcte il est nécessaire de sélectionner le type de la carte (Arduino UNO dans notre cas) et le numéro du port USB. Le diagramme fonctionnel du programme d'affichage réalisé est donné dans la figure 3.35 ci-dessous :

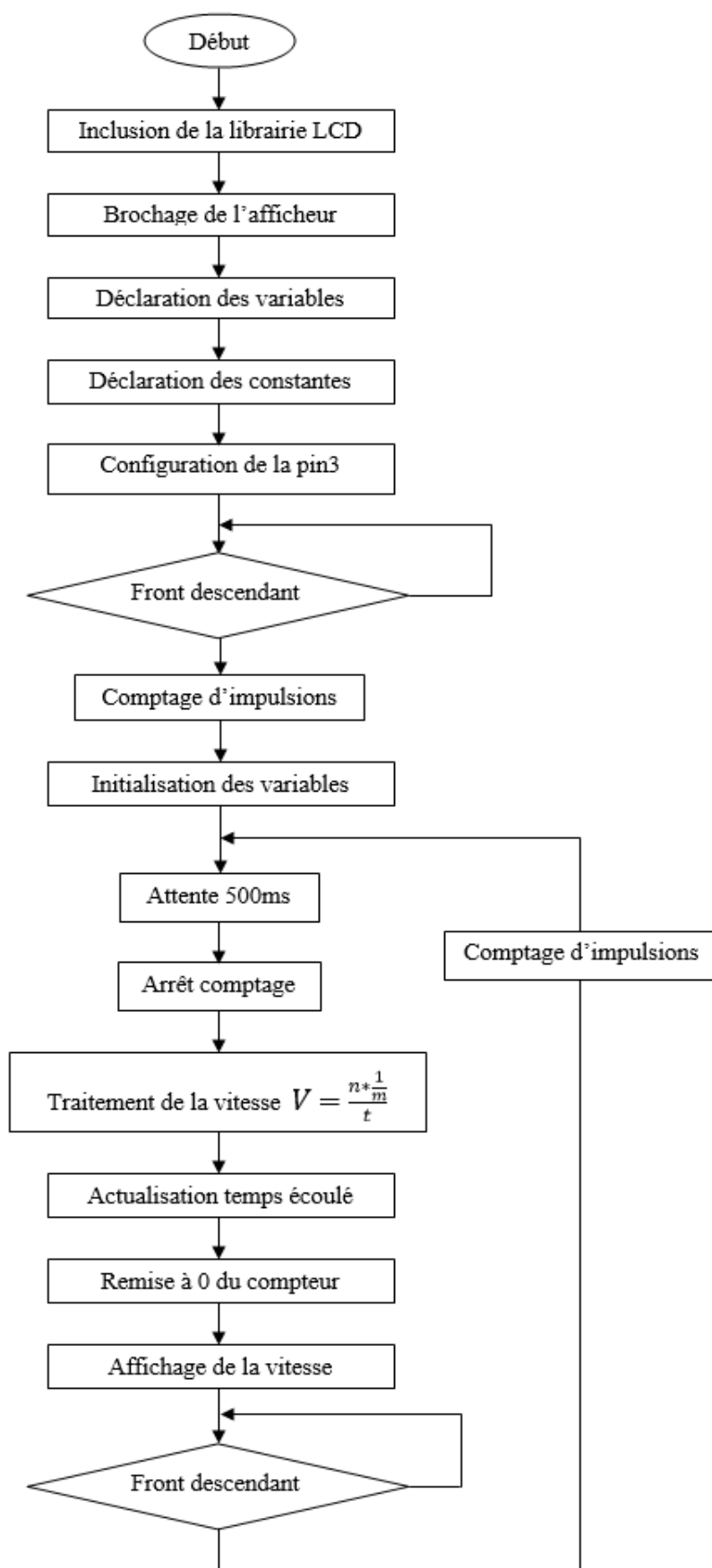


Figure 3.35 : Diagramme fonctionnel du programme



V : vitesse de rotation (Trs/min), n : nombre d'impulsions, m : nombre de trous sur la roue codeuse et t : temps

### **3.8. Conclusion :**

Ce chapitre constitue à la fois une étude théorique et pratique du système étudié. Elle traite l'aspect matériel du système et est indispensable pour la suite du projet qu'est la réalisation.

Premièrement, elle nous a permis le choix, la description des composantes et éventuellement le calcul de ces dernières.

Deuxièmement, elle a permis d'avoir une idée plus pratique du système finale à travers la conception qui est réalisée avec le module ISIS du logiciel Proteus. En effet cette conception nous a permis par la suite d'effectuer une simulation des différents circuits du système. Cette simulation a contribué au choix et réglages de plusieurs composantes. Ce qui nous conduit à une bonne réalisation pratique du système dans le chapitre suivant.

Les différents logiciels intervenus dans cette partie nous ont causés beaucoup de tracas mais constituent une enrichissante expérience pour nous.

## Chapitre 4 : Réalisation, résultats des tests

### 4.1.Introduction :

Ce quatrième et dernier chapitre est consacré à la réalisation pratique de la carte de commande du moteur, à l'interprétation des résultats et les tests réalisés. Il constitue le fruit du travail accompli dans les trois précédents chapitres et la phase finale de la réalisation du dispositif.

### 4.2.Réalisation :

Après avoir conçu et simuler nos différents circuits sur le logiciel ISIS nous avons procédé à plusieurs essais afin de choisir les meilleurs résultats pour un circuit définitif.

#### 4.2.1.Essais :

En effet, cette étape est très importante pour la réalisation pratique des circuits. Car elle permet de choisir les composants adéquats. Pour effectuer les différents essais, on réunit tous les composants nécessaires à la carte ainsi que les matériels existants au labo comme l'oscilloscope, le générateur, la plaque d'essais, etc. Par la suite on a procédé aux différents essais sur la plaque d'essai.

##### 4.2.1.1.Essai 1 : Système de commande

Pour le premier essai on a effectué le montage en utilisant les valeurs théoriques obtenues précédemment. Ces dernières n'étant pas satisfaisantes dans la pratique. On procédés à plusieurs compromis notamment pour le choix des résistances et capacités montés sur le VCO et le filtre passe bas afin d'obtenir la même fréquence pour le VCO2 qui est  $f_0 = 10\text{KHz}$  et une tension continue pour le filtre passe-bas avec une capacité  $C_3 = 10\text{nF}$ .

Valeurs choisis :

$$f_{min} = 6.2\text{KHz}, f_{max} = 16.5\text{KHz}.$$

$$R_2 = 6\text{K}\Omega + \text{potentiomètre variable de } 2\text{k}\Omega, R_3 = 22\text{K}\Omega, C_2 = 7.5\text{nF},$$

$$R_4 = 33\text{K}\Omega, C_3 = 10\text{nF}$$

Quant au générateur de fréquence la résistance prise est  $R_1 = 15\text{K}\Omega$  et la capacité  $C_1 = 3.6\text{nF}$  de sorte que la fréquence soit comprise entre 3KHz et 17KHz.

Les signaux obtenus sont consignés dans les figures 4.1 et 4.2 ci-dessous :

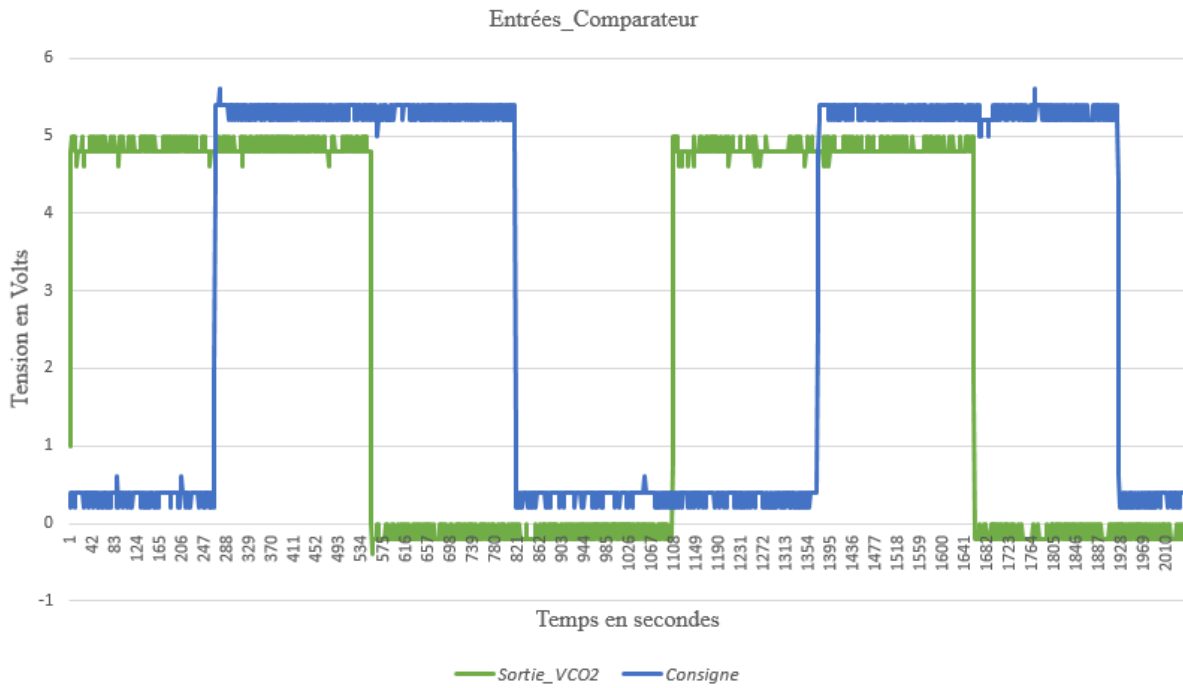


Figure 4.1 : Entrées du comparateur

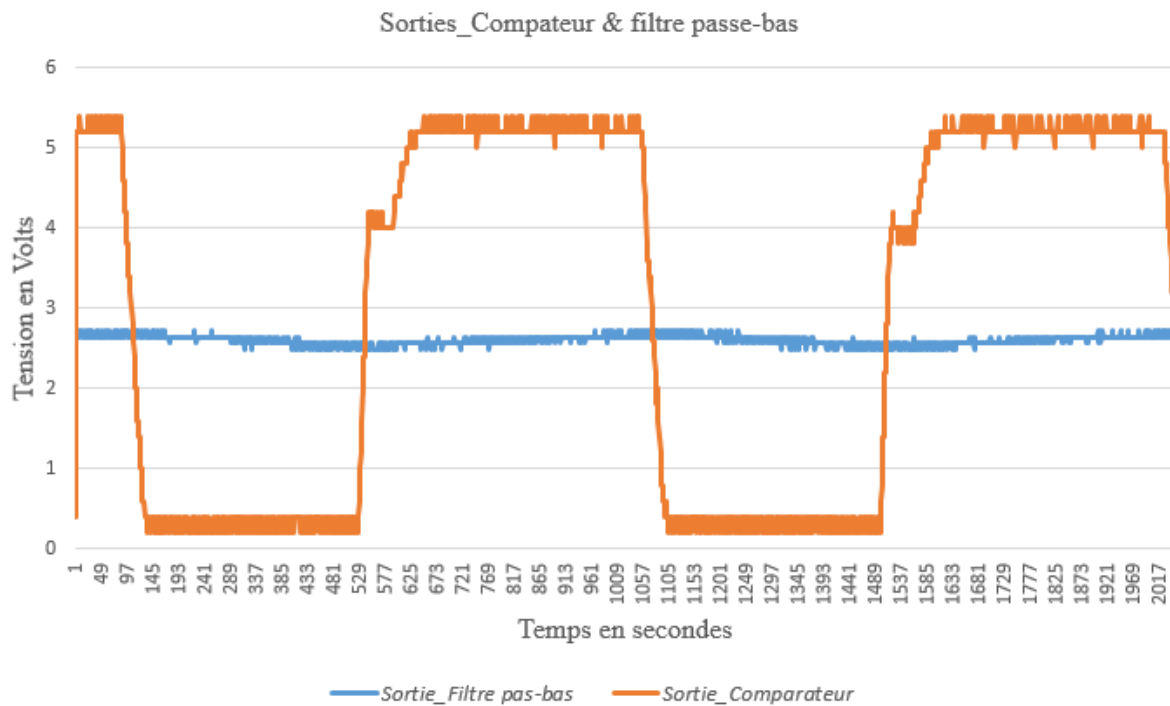


Figure 4.2 : Sortie du comparateur et du filtre

#### Plage de verrouillage :

- On fixe la consigne c'est-à-dire la fréquence d'entrée  $f_e$  à une valeur proche de  $f_0$  ;
- En faisant croître  $f_e$  jusqu'au décrochage, on note la  $f_{VMax} = 16.2KHz$  ;
- En faisant décroître  $f_e$  jusqu'au décrochage, on note la  $f_{VMin} = 6.2KHz$  ;

- Quand on n'est plus dans la plage de verrouillage on remarque que la sortie du VCO n'est pas stable. La figure 4.3 montre les signaux d'entrées du comparateur avec une fréquence de 17.16KHz.

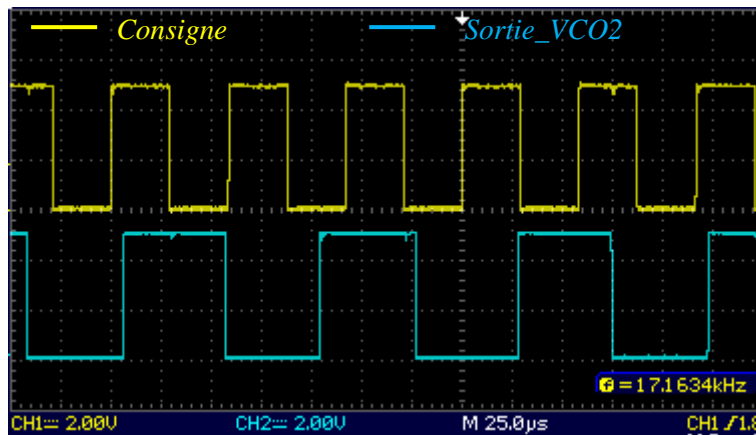


Figure 4.3 : Entrées du comparateur avec une fréquence de 17.16KHz

- Quand on varie la consigne jusqu'à une fréquence de 4.76KHz, on sort également de la plage de verrouillage et on remarque que la sortie du VCO n'est pas stable. La figure 4.4 nous montre les signaux d'entrées du comparateur à la fréquence de 4.76KHz.

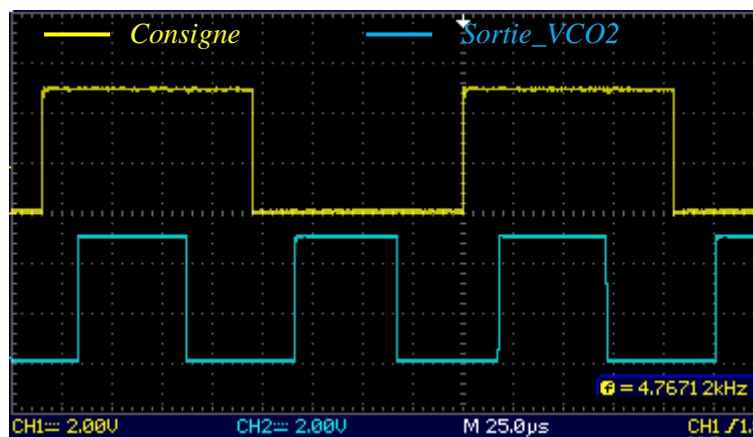


Figure 4.4 : Entrées du comparateur avec une fréquence de 4.76KHz

#### Plage de capture :

- On fixe la fréquence d'entrée  $f_e$  à une valeur basse de sorte que la PLL n'accroche pas ;
- En faisant croître  $f_e$  jusqu'à l'accrochage on note la  $f_{CMin} = 7.5KHz$  ; la PLL se verrouille.
- Fixer la fréquence d'entrée  $f_e$  à une valeur haute de sorte que la PLL n'accroche pas ;

- En faisant décroître  $f_e$  jusqu'à l'accrochage on note la  $f_{CMax} = 12.7KHz$  ; la PLL se verrouille.
- Quand on varie la consigne jusqu'à une fréquence de  $13.10KHz$ , on sort de la plage de capture, on remarque que le signal du VCO est toujours accroché. La figure 4.5 nous montre les signaux d'entrées du comparateur à la fréquence de  $13.10KHz$ .

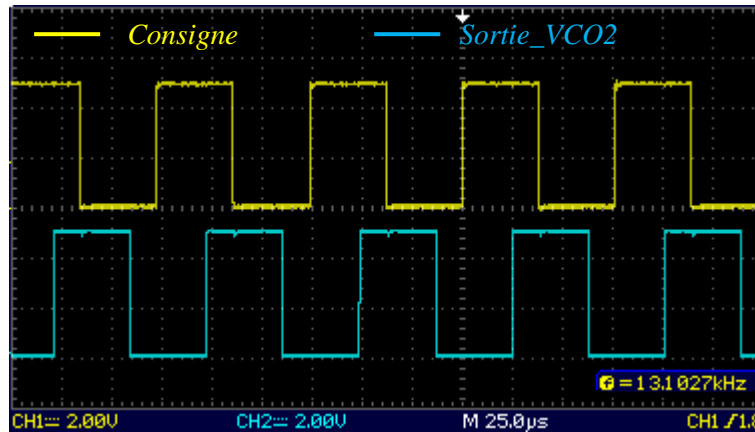


Figure 4.5 : Entrées du comparateur avec une fréquence de  $13.10KHz$

#### 4.2.1.2.Essai 2 : Etage de puissance

L'essai de l'étage de puissance était simple et rapide d'autant plus qu'il se compose seulement du transistor et une résistance. Les courbes du signal de sortie du comparateur et du signal adapté pour attaquer le moteur sont représentées sur la figure 4.6 ci-dessous.

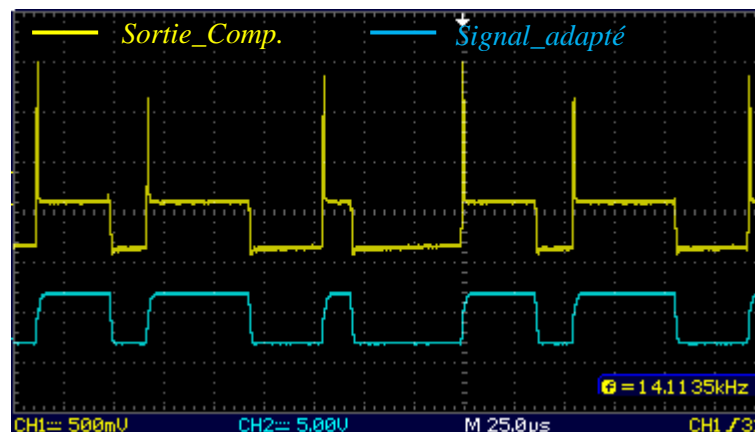


Figure 4.6 : Signal d'attaque du moteur

#### 4.2.1.3.Essai 3 : Système d'acquisition et de mise en forme

Pour le calcul et l'affichage de la vitesse de rotation du moteur un signal carré était nécessaire pour pouvoir compter les impulsions pendant une durée déterminée. Le signal obtenu du capteur doit donc être adapté selon les conditions susmentionnées.

Dans une première approche nous avions opté pour l'usage d'un circuit d'inverseurs pour l'obtention d'un meilleur signal, suivi d'un monostable pour l'obtention d'un rapport cyclique adéquat.

Dans une deuxième approche nous avons opté pour l'utilisation d'un transistor 2N2222 monté avec deux résistances.

Le résultat obtenu dans la seconde approche constitue la solution la plus simple et la moins coûteuse, en plus elle nous offre une meilleure adaptation du signal.

La courbe du signal de sortie du capteur et son adaptation peuvent être voir sur la figure 4.7 ci-dessous :

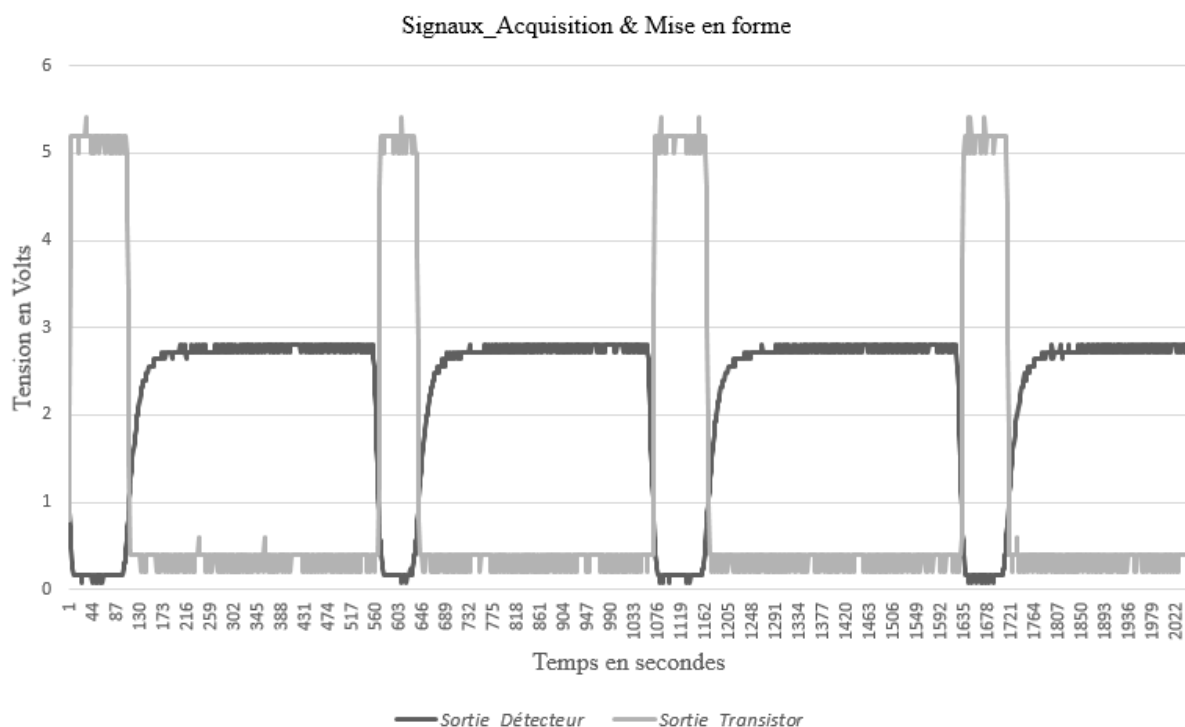


Figure 4.7: Signal de mesure de la vitesse.

#### 4.2.1.4.Essai 4 : Affichage

Dans ce dernier essai on a effectué la liaison de l'afficheur LCD avec la carte Arduino contenant le programme d'affichage. On injecte la sortie du capteur (signal adapté) à l'Arduino.

On peut donc directement lire la vitesse du MCC qui s'affiche sur l'écran. Voir figure 4.8

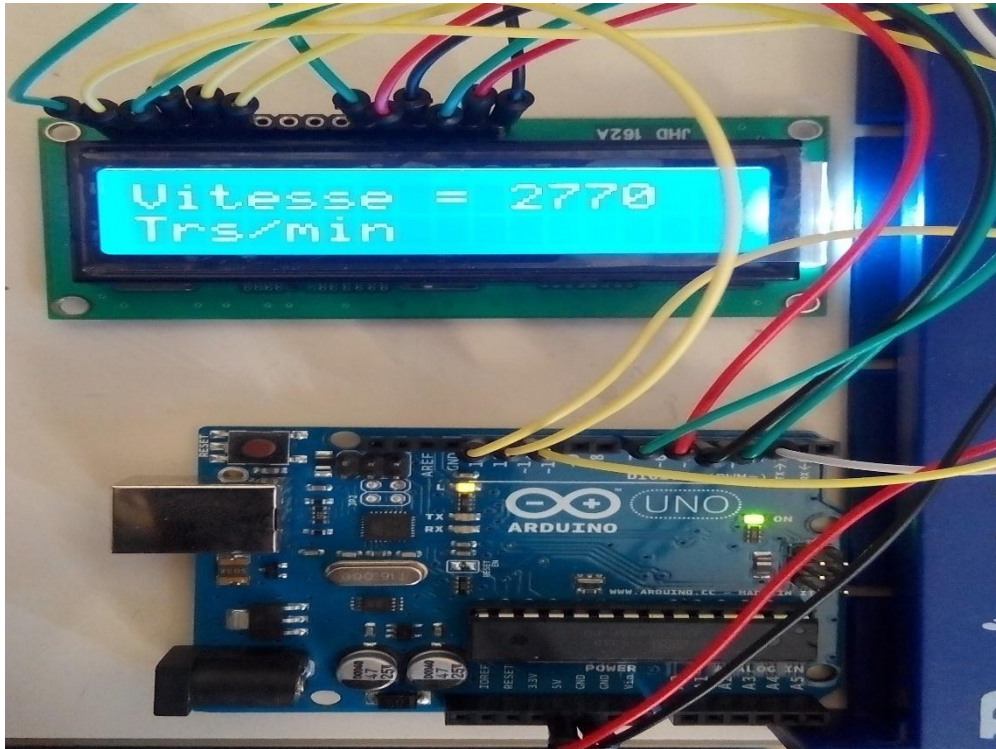


Figure 4.8 : Photo de l'affichage

#### 4.2.2. Circuit imprimé :

Les précédents essais étant concluants on passe à la réalisation de la carte. Cette réalisation est effectuée avec le module ARES du logiciel Proteus pour l'obtention du circuit de la carte imprimée. Après l'impression de la carte on passe à l'implémentation des différents composants. Les processus d'obtention de la carte peuvent être vus sur les figures ci-dessous :

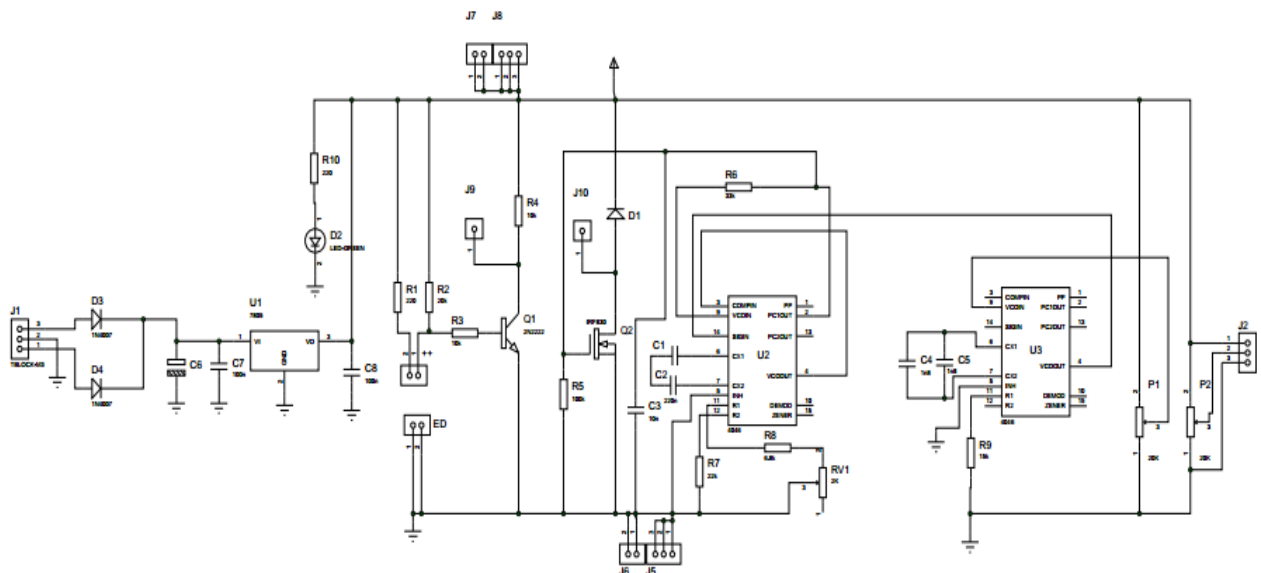


Figure 4.9 : Schéma de la carte sur ISIS

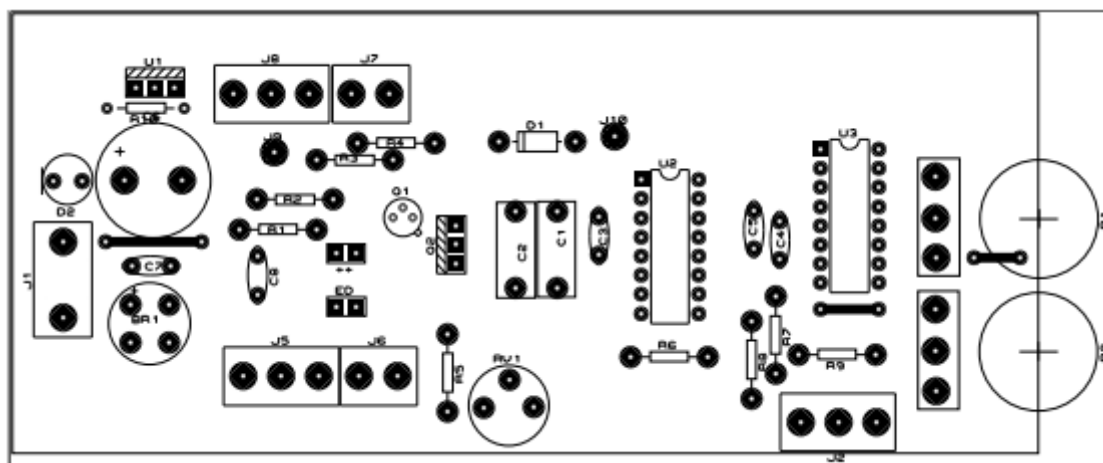


Figure 4.10 : Implantation des composants

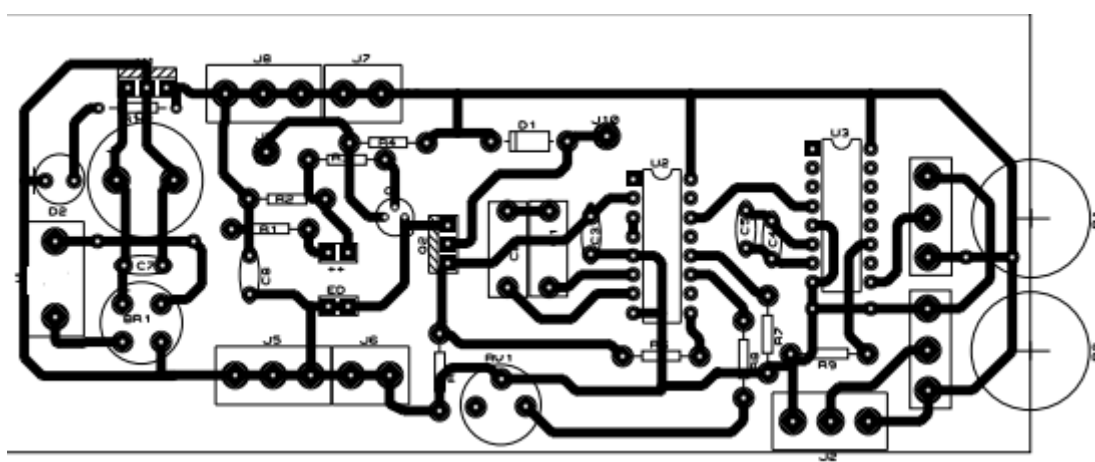


Figure 4.11 : circuit imprimé

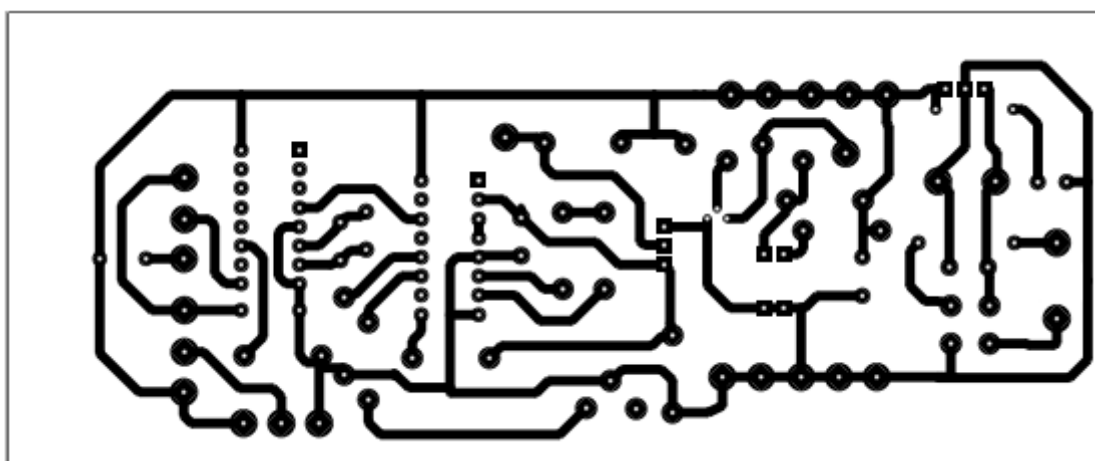


Figure 4.12 : circuit imprimé sans composants





Figure 4.13 : Photo de la carte

#### 4.3. Tests :

Après la réalisation on fait un dernier test afin de voir si la réalisation de la carte s'est effectuée correctement.

#### 4.4. Conclusion :

Dans ce dernier chapitre, nous y avons abordé dans une première approche les différentes phases d'élaboration de la carte de commande notamment les différents essais, ensuite la conception et la réalisation du dispositif globale.

La réalisation pratique de la carte était à la fois une tâche difficile et une expérience très enrichissante. La conception et la simulation effectuées au chapitre précédent ont largement facilité cette réalisation. Mais, on remarque que la théorie ne tient pas compte des problèmes d'origine aléatoire liés aux différents composants électroniques. D'où le recours à des compromis pour le choix de certains composants.

Les essais étant concluants, on a réalisé la carte et effectué un test afin de déterminer et vérifier son fonctionnement et ses performances.

## Conclusion générale :

L'élaboration de ce modeste travail nous a conduit à combiner théorie et pratique afin de mettre en œuvre un dispositif de commande d'un moteur à courant avec la PLL. Ceci nous a permis d'enrichir nos connaissances théoriques particulièrement sur la PLL qui constitue un élément important dans l'asservissement de fréquence ; et l'acquisition d'une expérience fructueuse au niveau pratique notamment la réalisation pratique des dispositifs électroniques.

L'étude de la PLL et du moteur à continu nous ont permis de choisir les différents composants et surtout de bien calculer les valeurs de ces derniers. Les valeurs de certains composants sont approximatives, notamment celles obtenues par l'usage des abaques.

Afin de mieux réaliser notre carte, nous avons utilisé le logiciel Proteus qui constitue un puissant outil de conception et de simulation des circuits électroniques. Ce logiciel a considérablement facilité la réalisation de la carte. Bien que certains composants comme l'optocoupleur ne sont pas disponibles, on a utilisé dans ce cas un dispositif équivalent.

En plus du logiciel Proteus nous avons utilisé le logiciel Excel pour le traçage de certaines courbes et le logiciel Arduino pour la réalisation du programme d'affichage.

En effet la réalisation pratique fut la tâche la plus difficile car il fallait délaissier certains résultats théoriques et faire des compromis ; parce qu'en plus d'être de mauvaises qualités, certains composants ne sont pas disponibles sur le marché. Ceci nous a conduits à faire plusieurs essais en utilisant entre autre une plaque d'essai, un oscilloscope, des appareils de mesures, etc. Après plusieurs essais on est passé à la réalisation de la carte proprement dite. Cette tâche fut délicate, car il fallait respecter certaines contraintes liées à l'esthétique et au prix de l'impression de la carte.

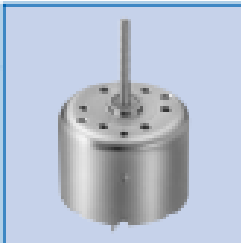
Malgré les difficultés, le résultat final est un succès car la carte fonctionne correctement selon les paramètres voulus.

Afin d'améliorer ce travail nous guidons les futurs étudiants vers les perspectives suivantes :

- Génération de la consigne à l'aide de la carte Arduino,
- Commande du moteur dans les deux sens de rotations,
- Utilisation du comparateur de phase de type 2.

Annexes :

I. Moteur RF-310T :



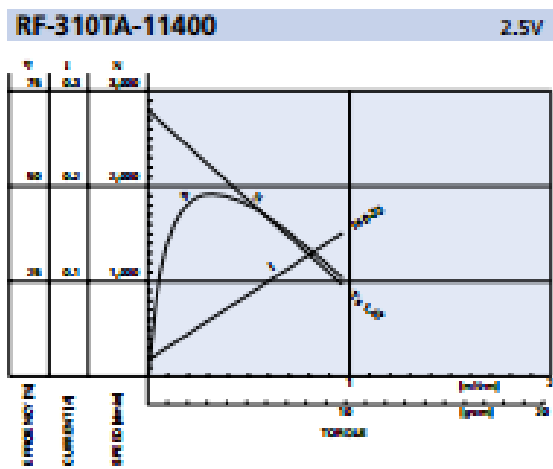
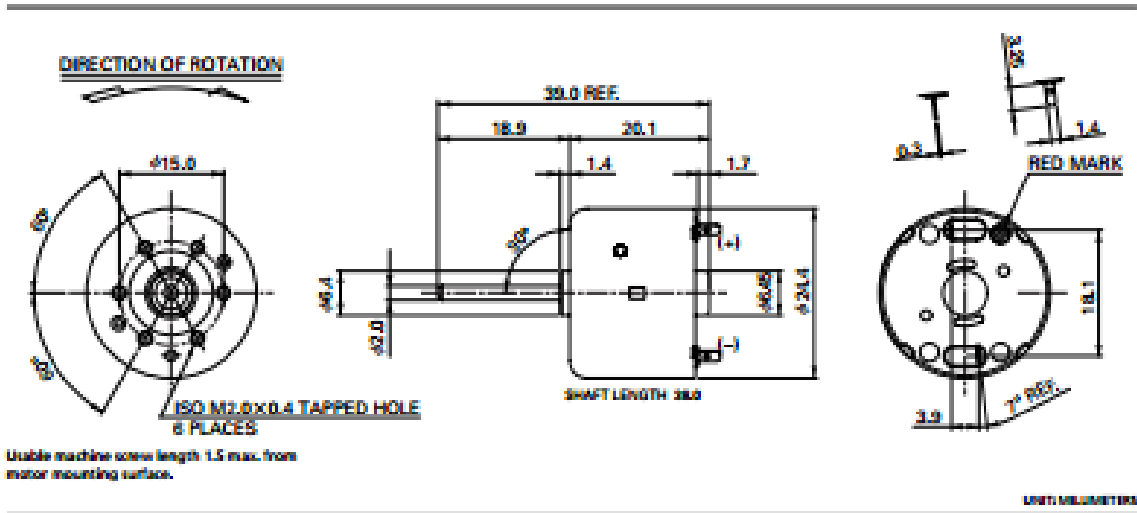
# RF-310TA

**MABUCHI MOTOR**  
Precision metal-brush motors

**OUTPUT : 0.06W~0.5W (APPROX)**      **WEIGHT : 29g (APPROX)**

**Typical Applications** Audio and Visual Equipment : CD Player / DVD Player

MODEL	VOLTAGE		NO LOAD		AT MAXIMUM EFFICIENCY				TOTAL			
	OPERATING RANGE	NOMINAL	SPEED	CURRENT	SPEED	CURRENT	TORQUE		OUTPUT	TORQUE		CURRENT
			rpm	A	rpm	A	mNm	gcm	W	mNm	gcm	A
RF-310TA-11400	1-6	2.5V CONSTANT	2800	0.017	2100	0.061	0.12	1.3	0.073	1.47	15	0.22



## II. PLL HEF4046B :

### 11.1 VCO component selection

Recommended range for R1 and R2: 10 kΩ to 1 MΩ; for C1: 50 pF to any practical value.

#### 1. VCO without frequency offset (R2 = ∞). 0

- Given  $f_0$ : use  $f_0$  with [Figure 7](#) to determine R1 and C1.
- Given  $f_{max}$ : calculate  $f_0$  from  $f_0 = 0.5f_{max}$ ; use  $f_0$  with [Figure 7](#) to determine R1 and C1.

#### 2. VCO with frequency offset.

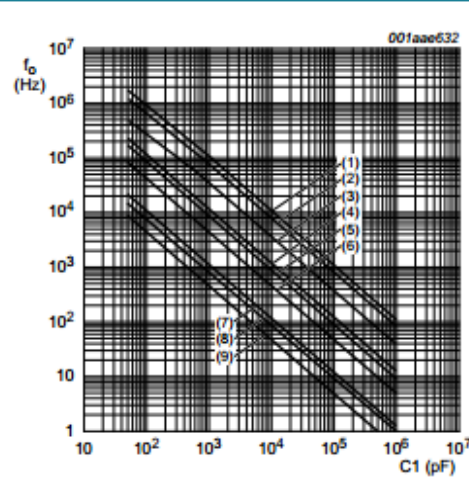
- Given  $f_0$  and  $2f_L$ : calculate  $f_{min}$  from the equation  $f_{min} = f_0 - 2f_L$ ; use  $f_{min}$  with

[Figure 8](#) to determine R2 and C1; calculate  $\frac{f_{max}}{f_{min}}$  from the equation

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_0 + 2f_L}{f_0 - 2f_L}; \text{ use } \frac{f_{max}}{f_{min}} \text{ with } \text{Figure 9 to determine the ratio } R2/R1 \text{ to obtain } R1.$$

- Given  $f_{min}$  and  $f_{max}$ : use  $f_{min}$  with [Figure 8](#) to determine R2 and C1; calculate  $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ ;

use  $\frac{f_{max}}{f_{min}}$  with [Figure 9](#) to determine R2/R1 to obtain R1.



$T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ ; VCO\_IN at  $0.5V_{DD}$ ;  
INH\_IN at  $V_{SS}$ ; R2 = ∞.

Lines (1), (4), and (7):  $V_{DD} = 15\text{ V}$ ;

Lines (2), (5), and (8):  $V_{DD} = 10\text{ V}$ ;

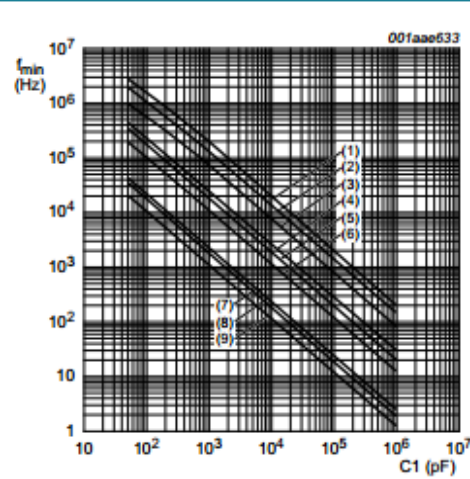
Lines (3), (6), and (9):  $V_{DD} = 5\text{ V}$ ;

Lines (1), (2), and (3):  $R1 = 10\text{ k}\Omega$ ;

Lines (4), (5), and (6):  $R1 = 100\text{ k}\Omega$ ;

Lines (7), (8), and (9):  $R1 = 1\text{ M}\Omega$ .

Fig 7. Typical center frequency as a function of capacitor C1



$T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ ; VCO\_IN at  $V_{SS}$ ; INH\_IN at  $V_{SS}$ ; R1 = ∞.

Lines (1), (4), and (7):  $V_{DD} = 15\text{ V}$ ;

Lines (2), (5), and (8):  $V_{DD} = 10\text{ V}$ ;

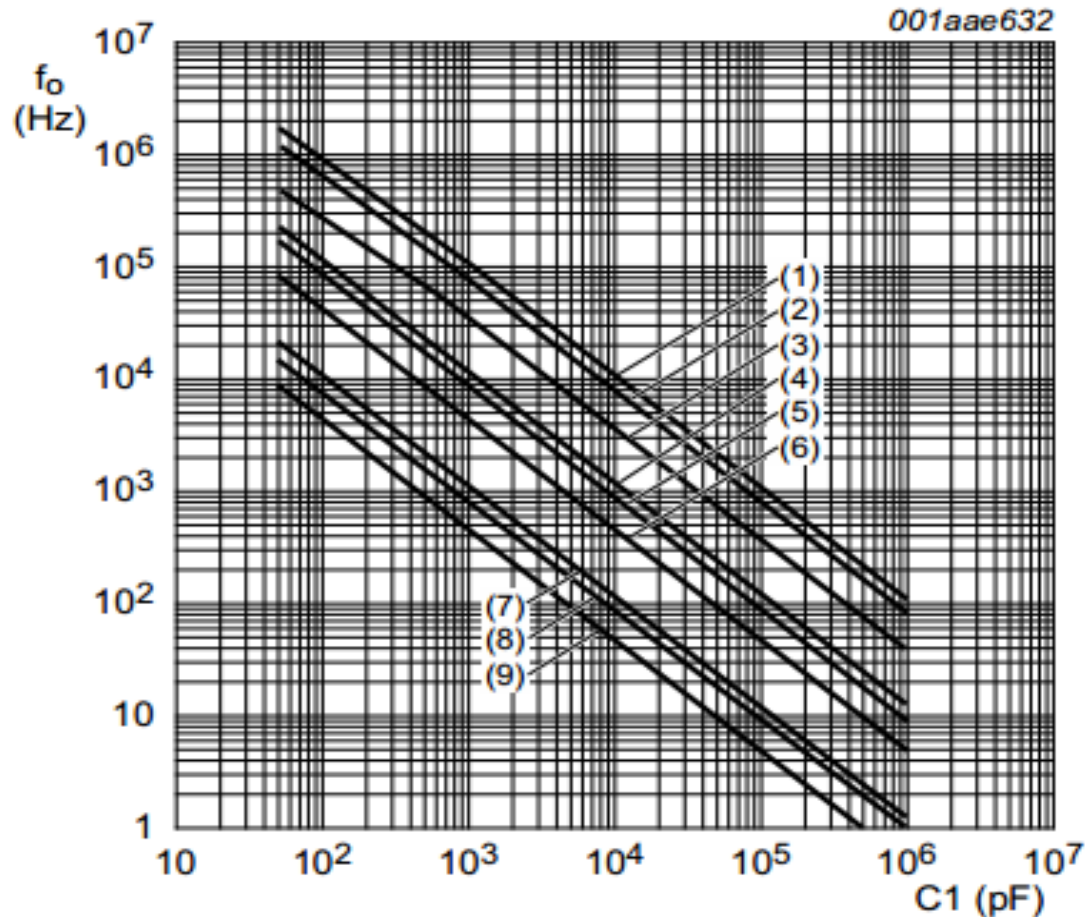
Lines (3), (6), and (9):  $V_{DD} = 5\text{ V}$ ;

Lines (1), (2), and (3):  $R2 = 10\text{ k}\Omega$ ;

Lines (4), (5), and (6):  $R2 = 100\text{ k}\Omega$ ;

Lines (7), (8), and (9):  $R2 = 1\text{ M}\Omega$ .

Fig 8. Typical frequency offset as a function of capacitor C1



$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ; VCO\_IN at  $0.5V_{DD}$ ;  
INH\_IN at  $V_{SS}$ ;  $R2 = \infty$ .

Lines (1), (4), and (7):  $V_{DD} = 15\text{ V}$ ;

Lines (2), (5), and (8):  $V_{DD} = 10\text{ V}$ ;

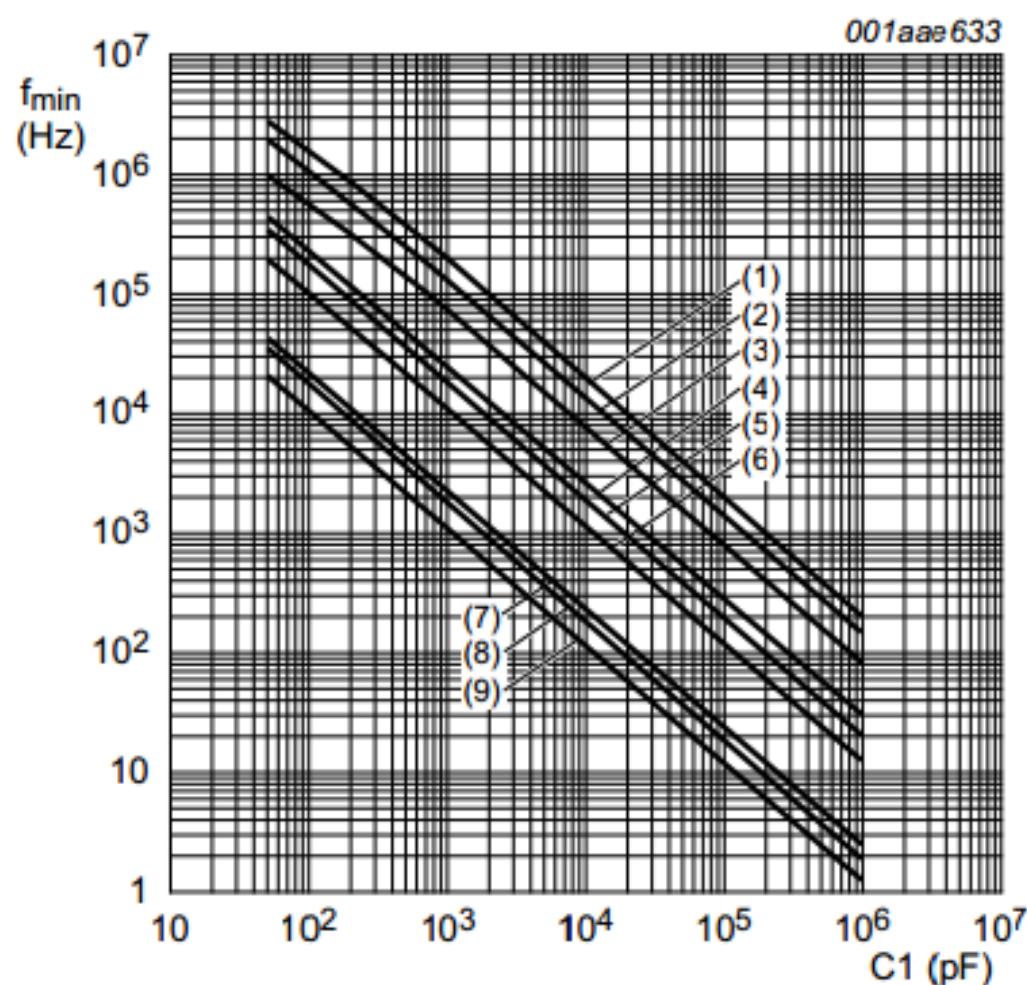
Lines (3), (6), and (9):  $V_{DD} = 5\text{ V}$ ;

Lines (1), (2), and (3):  $R1 = 10\text{ k}\Omega$ ;

Lines (4), (5), and (6):  $R1 = 100\text{ k}\Omega$ ;

Lines (7), (8), and (9):  $R1 = 1\text{ M}\Omega$ .

**Fig 7. Typical center frequency as a function of capacitor C1**



$T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ; VCO\_IN at  $V_{\text{SS}}$ ; INH\_IN at  $V_{\text{SS}}$ ;  $R1 = \infty$ .

Lines (1), (4), and (7):  $V_{\text{DD}} = 15\text{ V}$ ;

Lines (2), (5), and (8):  $V_{\text{DD}} = 10\text{ V}$ ;

Lines (3), (6), and (9):  $V_{\text{DD}} = 5\text{ V}$ ;

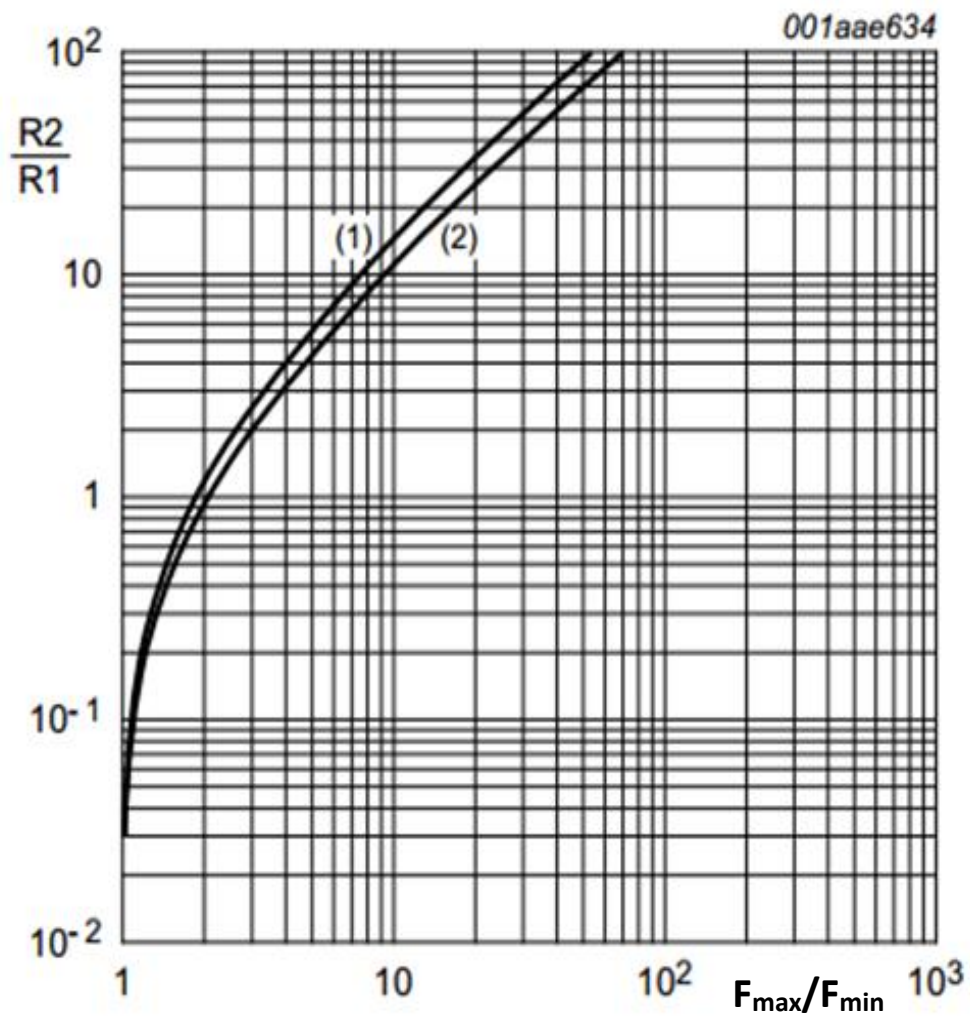
Lines (1), (2), and (3):  $R2 = 10\text{ k}\Omega$ ;

Lines (4), (5), and (6):  $R2 = 100\text{ k}\Omega$ ;

Lines (7), (8), and (9):  $R2 = 1\text{ M}\Omega$ .

**Fig 8. Typical frequency offset as a function of capacitor C1**





Line (1):  $V_{DD} = 5\text{ V}$ ;  
 Line (2):  $V_{DD} = 10\text{ V}, 15\text{ V}$ .

**Fig 9.** Typical ratio of  $R2/R1$  as a function of the ratio  $f_{max}/f_{min}$

### III. Optocoupleur TCST 2300 :



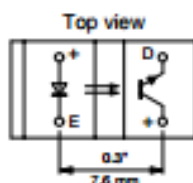
## TCST2103, TCST2202, TCST2300

Vishay Semiconductors

### Transmissive Optical Sensor with Phototransistor Output



10180\_4



10180\_3

#### DESCRIPTION

The TCST2103, TCST2202, and TCST2300 are transmissive sensors that include an infrared emitter and phototransistor, located face-to-face on the optical axes in a leaded package which blocks visible light. These part numbers include options for aperture width.

#### FEATURES

- Package type: leaded
- Detector type: phototransistor
- Dimensions (L x W x H in mm): 24.5 x 6.3 x 10.8
- Gap (in mm): 3.1
- Typical output current under test:  $I_C = 4$  mA (TCST2103)
- Typical output current under test:  $I_C = 2$  mA (TCST2202)
- Typical output current under test:  $I_C = 0.5$  mA (TCST2300)
- Daylight blocking filter
- Emitter wavelength: 950 nm
- Lead (Pb)-free soldering released
- Compliant to RoHS directive 2002/95/EC and in accordance to WEEE 2002/96/EC



RoHS  
COMPLIANT

#### APPLICATIONS

- Optical switch
- Photo interrupter
- Counter
- Encoder

#### PRODUCT SUMMARY

PART NUMBER	GAP WIDTH (mm)	APERTURE WIDTH (mm)	TYPICAL OUTPUT CURRENT UNDER TEST <sup>(1)</sup> (mA)	DAYLIGHT BLOCKING FILTER INTEGRATED
TCST2103	3.1	1	4	Yes
TCST2202	3.1	0.5	2	Yes
TCST2300	3.1	0.25	0.5	Yes

Note

<sup>(1)</sup> Conditions like in table basic characteristics/coupler

#### ORDERING INFORMATION

ORDERING CODE	PACKAGING	VOLUME <sup>(1)</sup>	REMARKS
TCST2103	Tube	MOQ: 1020 pcs, 85 pcs/tube	With mounting flange
TCST2202	Tube	MOQ: 1020 pcs, 85 pcs/tube	With mounting flange
TCST2300	Tube	MOQ: 1020 pcs, 85 pcs/tube	With mounting flange

Note

<sup>(1)</sup> MOQ: minimum order quantity

#### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS <sup>(1)</sup>

PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
<b>COUPLER</b>				
Total power dissipation	$T_{amb} \leq 25$ °C	$P_{tot}$	250	mW
Ambient temperature range		$T_{amb}$	-55 to +85	°C
Storage temperature range		$T_{stg}$	-55 to +100	°C
Soldering temperature	Distance to package: 2 mm; $t \leq 5$ s	$T_{sd}$	260	°C



BASIC CHARACTERISTICS <sup>(1)</sup>							
PARAMETER	TEST CONDITION	PART	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
INPUT (EMITTER)							
Forward voltage	$I_F = 60 \text{ mA}$		$V_F$		1.25	1.6	V
Junction capacitance	$V_R = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$		$C_j$		50		pF
OUTPUT (DETECTOR)							
Collector emitter voltage	$I_C = 1 \text{ mA}$		$V_{CE0}$	70			V
Emitter collector voltage	$I_E = 10 \text{ } \mu\text{A}$		$V_{ECO}$	7			V
Collector dark current	$V_{CE} = 25 \text{ V}, I_F = 0 \text{ A}, E = 0 \text{ lx}$		$I_{C0}$			100	nA
SWITCHING CHARACTERISTICS							
Turn-on time	$I_C = 2 \text{ mA}, V_S = 5 \text{ V}, R_L = 100 \text{ } \Omega$ (see figure 2)		$t_{on}$		10		$\mu\text{s}$
Turn-off time	$I_C = 2 \text{ mA}, V_S = 5 \text{ V}, R_L = 100 \text{ } \Omega$ (see figure 2)		$t_{off}$		8		$\mu\text{s}$

Note

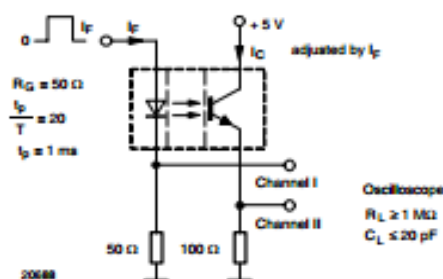
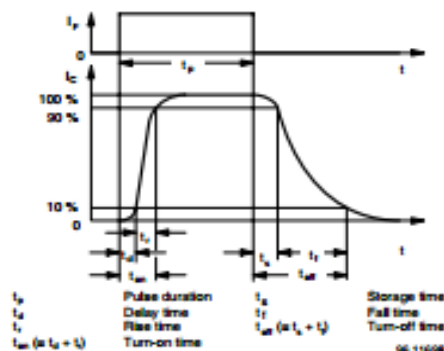
<sup>(1)</sup>  $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified

 Fig. 2 - Test Circuit for  $t_{on}$  and  $t_{off}$ 


Fig. 3 - Switching Times

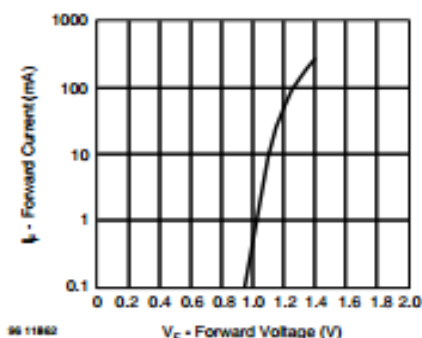
**BASIC CHARACTERISTICS**
 $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified


Fig. 4 - Forward Current vs. Forward Voltage

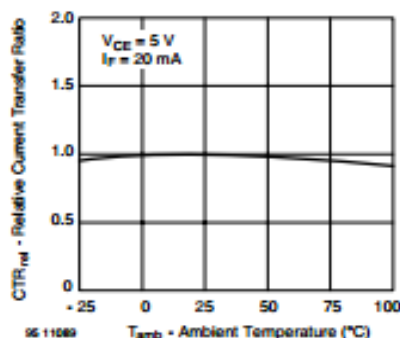


Fig. 5 - Relative Current Transfer Ratio vs. Ambient Temperature

#### IV. Transistor 2N2222 :

## 2N2222

### Low Power Bipolar Transistors

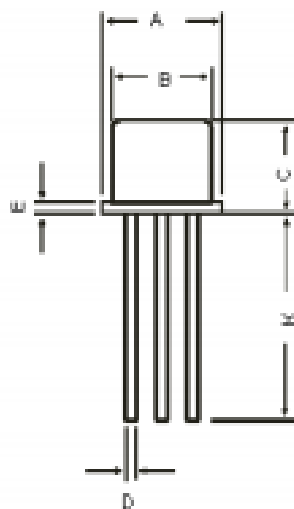
**multicomp**



#### Features:

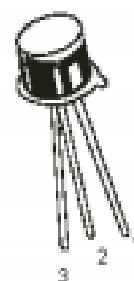
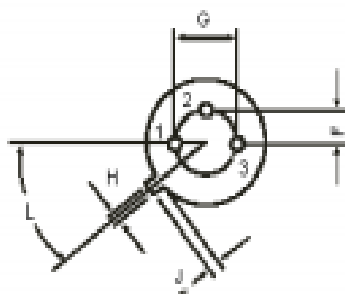
- NPN Silicon Planar Switching Transistors.
- Switching and Linear application DC and VHF Amplifier applications.

#### TO-18 Metal Can Package



Dimensions	Minimum	Maximum
A	5.24	5.84
B	4.52	4.97
C	4.31	5.33
D	0.40	0.53
E	-	0.76
F	-	1.27
G	-	2.97
H	0.91	1.17
J	0.71	1.21
K	12.70	-
L	45°	

Dimensions : Millimetres



#### Pin Configuration:

1. Emitter
2. Base
3. Collector

## V. Transistor : IRF830B :



www.vishay.com

IRF830B

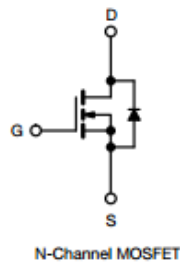
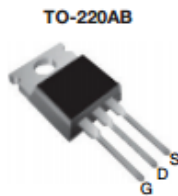
Vishay Siliconix

### D Series Power MOSFET

PRODUCT SUMMARY		
$V_{DS}$ (V) at $T_J$ max.	550	
$R_{DS(on)}$ max. ( $\Omega$ ) at 25 °C	$V_{GS} = 10$ V	1.5
$Q_g$ max. (nC)	20	
$Q_{gs}$ (nC)	3	
$Q_{gd}$ (nC)	5	
Configuration	Single	

#### FEATURES

- Optimal design
  - Low area specific on-resistance
  - Low input capacitance ( $C_{iss}$ )
  - Reduced capacitive switching losses
  - High body diode ruggedness
  - Avalanche energy rated (UIS)
- Optimal efficiency and operation
  - Low cost
  - Simple gate drive circuitry
  - Low figure-of-merit (FOM):  $R_{DS(on)} \times Q_g$
  - Fast switching
- Material categorization: for definitions of compliance please see [www.vishay.com/doc299912](http://www.vishay.com/doc299912)



#### APPLICATIONS

- Consumer electronics
  - Displays (LCD or plasma TV)
- Server and telecom power supplies
  - SMPS
- Industrial
  - Welding
  - Induction heating
  - Motor drives
- Battery chargers

ORDERING INFORMATION	
Package	TO-220AB
Lead (Pb)-free	IRF830BPbF

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_C = 25$ °C, unless otherwise noted)			
PARAMETER	SYMBOL	LIMIT	UNIT
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	500	V
Gate-Source Voltage	$V_{GS}$	$\pm 30$	
Gate-Source Voltage AC ( $f > 1$ Hz)		30	
Continuous Drain Current ( $T_J = 150$ °C)	$V_{GS}$ at 10 V	$T_C = 25$ °C	A
		$T_C = 100$ °C	
Pulsed Drain Current <sup>a</sup>	$I_{DM}$	10	
Linear Derating Factor		0.83	W/°C
Single Pulse Avalanche Energy <sup>b</sup>	$E_{AS}$	28.8	mJ
Maximum Power Dissipation	$P_D$	104	W
Operating Junction and Storage Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-55 to +150	°C
Drain-Source Voltage Slope	$dV/dt$	$T_J = 125$ °C	V/ns
Reverse Diode $dV/dt$ <sup>d</sup>			
Soldering Recommendations (Peak temperature) <sup>c</sup>	for 10 s	300	°C

#### Notes

- Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature.
- $V_{DS} = 50$  V, starting  $T_J = 25$  °C,  $L = 2.3$  mH,  $R_g = 25$   $\Omega$ ,  $I_{AS} = 5$  A.
- 1.6 mm from case.
- $I_{SD} \leq I_D$ , starting  $T_J = 25$  °C.

## Références :

- [1] Michel Girard, « Boucle à verrouillage de phase », EDISCIENCE international, 1993.
- [2] Michel Pinard, « Commande électronique des moteurs électriques, Collection Dunod,
- [3] Jean-Philippe Muller, Cours « La boucle à verrouillage de phase », Département de physique appliquée.
- [4] Thierry ROCACHER, Cours « PLL et synthèse de fréquences », 4RT INSA Toulouse BE télécom.
- [5] Pascal ACCO, Thèse « Etude de la boucle à verrouillage de phase par impulsion de charge », INSA Toulouse, Décembre 2003.
- [6] B. Grabowski, C. Ripoll et coll., « Aide-mémoire Electronique ».
- [7] Tahar Neffati, « L'ÉLECTRONIQUE de A à Z », Collection Dunod, Octobre 2006.
- [8] Danish Zubair, Mémoire « SPEED CONTROL OF A DC MOTOR USING PLL », UNIVERSITY OF HERTFORDSHIRE, April 2009.
- [9] Cours « Modélisation du moteur à courant continu », Lycée Gustave Eiffel de Dijon, Juin 2014.
- [10] Cours « Le moteur à courant continu », Lycée Privée Saint Eloi, Aix en Provence.
- [11] Encyclopédie Wikipédia
- [12] Cours « La boucle à verrouillage de phase ou PLL », Génie des Télécommunications et Réseaux, IUT1 Grenoble.
- [13] Adam Fanhirii SANGARE, Mémoire «Etude d'un laboratoire virtuel de simulation des machines à courant continu ».
- [14] Cours « Moteurs électriques », Ecole polytechnique de Montréal.
- [15] François BERNOT, «Machines à courant continu, constitution et fonctionnement », Technique de l'ingénieur.
- [16] Christian Tavernier, « Aduino, Maîtrisez sa programmation et ses cartes d'interface (shields) », Collection Dunod, Mars 2014.