

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البلدية
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

KEBAILI AYOUB

&

IZRI MERIEM

POUR L'OBTENTION DU DIPLÔME DE MASTER EN ELECTRONIQUE OPTION :
AUTOMATIQUE

Thème

**Réalisation d'une boucle d'asservissement de la vitesse d'un
moteur DC utilisant la technique PLL**

Proposé par : M .TAYEB CHERIF.

Année Universitaire 2011-2012

Remerciements

Avant tout, nous remercions ALLAH tout puissant de nous avoir accordé la force, le courage, les moyens afin de pouvoir accomplir ce travail.

*Au terme de ce dernier, nous tenons tout particulièrement à témoigner mon profonde gratitude à notre promoteur **Mr. R. TAYEB CHERIF** d'avoir proposé et dirigé ce travail.*

Nous exprimons également nos sincères remerciements aux membres du jury qui nous ont fait l'honneur d'examiner notre travail.

*Nous remercions nos enseignants de la **Faculté de Technologie** pour leurs efforts voués à nous transmettre le savoir, en particulier ceux le **département d'Electronique**.*

Nous aimerions adresser du fond du cœur nos plus fervents remerciements à nos parents, car nul autres qu'eux se sont plus sacrifiés pour notre bien et l'accomplissement de nos projets. Ils ont fait de nous ce que nous sommes aujourd'hui.

Enfin, tous nos remerciements à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce modeste travail. Nous leurs sommes très reconnaissants.

Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail
A mes chers parents pour leur
encouragement et leur soutien durant
toutes mes années d'études.
A ma chère sœur AMINA.
A mes tendres frères : MOHAMMED,
ABDELLAH et YOUNES.
A mes Cousines : Siham et Khadîdja.
A mes amies : Hafsa, Hana, Amel, Houria,
Selma, Aicha, Soumia et Siham.
Et tous mes amis de la promotion
Master Automatique 2011-2012
A tous ceux qui sont chers à mon
cœur.*

MERJEM





Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A mes chers parents.

*A mes frères BRAHIM, ALI
et MOHAMMED.*

*A tous mes collègues de travail au
CEM bordj el Amir Abdelkader.*

*A tous mes amis et surtout : YACOUB,
DJILALI, ABD EL HADI et .*

*A mes oncles : ZAHIRA, SABIHA et
HAYATE et tous mes amis de la
promotion Master Automatique 2011-2012.*

A tous qui connaissent

KEBALI AYOUB

الملخص

يتركز هذا العمل على دراسة وإنجاز تصميم لحلقة مراقبة سرعة محرك يعمل بتيار كهربائي مستمر من أجل السيطرة على الناقل في سلاسل الإنتاج, لقد تم استنتاج و استخلاص الحالات التي تضمن السير الحسن لهذه الحلقة عن طريق برنامج قمنا بتركيب هذا النموذج وتأكيد تطبيقها تلك النتائج المتحصل عليها من طرف هذا البرنامج MATLAB الحاسوب الحاسوبي.

Résumé

Ce travail s'intéresse à l'étude et la réalisation d'une boucle d'asservissement de vitesse d'un moteur à courant continu esprit pour contrôler un convoyeur dans une chaîne de production. Les meilleures performances de la boucle sont déjà dégager par logiciel MATLAB, à l'aide de ces performances nous réalisons pratiquement notre boucle, l'étude pratique nous permet, à confirmer encore plus la crédibilité de ces performances.

ABSTRACT

This work concerns the study and the construction of a DC motor speed control, the best design behaviors are perform by MATLAB software, with the help of this design behaviors we achieve our model practically, and the study practices allows us, to confirm the credibility of this behaviors more again.

A possible application of this work is to control the speed of a conveyor available in industrial environment.

Introduction générale

Dans le monde industriel de nombreux systèmes sont en train de remplacer l'homme, mais l'autonomie du système dépendait de l'homme, d'où la nécessité de créer un système intelligent, parmi ces systèmes l'asservissement de la vitesse des moteurs, qui a toujours été une préoccupation majeure des utilisateurs depuis la naissance des systèmes de commande automatique.

Le type des moteurs utilisés dans le monde industriel dépend de la nature de l'application envisagée

-moteur DC ou AC (moteurs asynchrones ou synchrones) pour des applications de puissance élevée ou modérée : appareils électroménagers, tramways, TEV, robotique de puissance, convoyeurs dans les chaînes de puissance...

-moteur pas à pas pour des applications de puissance moindre mais exigeant une précision meilleure : moteur dont le disque dur ou la tête de lecteur d'un micro-ordinateur, robotique, machines-outils...

Le but de l'asservissement de vitesse est d'obtenir une vitesse de la rotation d'un moteur constante pour ce dernier on trouve parmi les techniques qui ont bénéficié des progrès technologiques et scientifiques la technique de verrouillage de phase (PLL) qui a connu un grand essor dans les asservissements de vitesse de moteurs de n'importe quelle taille à cause de sa souplesse d'adaptation aux techniques numériques et sa grande précision pouvant atteindre 0.002% .[25]

Nous avons retenu cette technique pour développer une boucle d'asservissement de vitesse d'un moteur à courant continu (moteur DC) mesuré par un codeur optique incrémentale et qui la convertit en un train d'impulsion dont la fréquence est en relation directe avec la vitesse du moteur .le signal à la sortie du capteur est ensuite divisé par un compteur programmable avant d'être renvoyé à un comparateur de phase qui évalue la différence entre cette fréquence de retour et la fréquence de référence (consigne un point de fonctionnement).

Comme tout système à boucle de retour, les problèmes de stabilité et les performances de la boucle doivent être minutieusement étudiés si on veut le meilleur profit des avantages offerts pour le contrôle digital. C'est pourquoi nous avons décidé d'exploiter la puissance du logiciel MATLAB pour simuler notre boucle et l'étudier en employant une méthode de conception utilisant le lieu des racines [20].

En effet, ce projet consiste à étudier, à concevoir et à réaliser la boucle d'asservissement de la vitesse du moteur DC par la technique PLL.

Notre projet va comporter essentiellement 4 chapitres, le premier va porter sur les principes de base de la PLL et ses applications. Le second va décrire en détails notre boucle d'asservissement bâtie sur la PLL, déterminer les caractéristiques de chaque bloc de la boucle, Le troisième chapitre va présente une étude théorique du notre boucle globale et relever les paramètres les plus significatifs de la boucle, en termes de stabilité, vitesse d'acquisition, plage de capture et de verrouillage, bande passante...On trouvera également dans ce chapitre les concepts de base de la technique du lieu des racines et la simulation de la boucle assistée par le logiciel MATLAB, dégager les résultats et conclusions de cette conception assistée par l'ordinateur.

En fin le quatrième chapitre sera consacré à la simulation de commande réalisées par le logiciel PROTEUS, dégager les résultats et conclusions aux quels on a abouti au terme de notre étude et faire une réalisation pratique pour notre boucle d'asservissement. Nous terminerons par une conclusion générale où nous ferons le bilan global de notre travail.

1.1 Introduction

La naissance de la boucle à verrouillage de phase remonte à 1932, inventé par l'ingénieur « De Bellescize », il trouva en cherchant à améliorer la réception des signaux radioélectriques en modulation d'amplitude. A cette époque leur fabrication était difficile et coûteuses, il fallut attendre l'arrivée des circuits intégrés pour que les PLL se développent, en prenant place, dans un premier temps, dans les démodulateurs d'amplitude en remplaçant les détecteurs de crêtes utilisés auparavant qui sont très sensibles au bruit et restituent un message de moyenne qualité.[1]

1.2 La technique PLL et ses applications

Les boucles à verrouillage de phase (Phase-Locked Loops or PLL) sont des circuits très utilisés en électronique. Il s'agit donc comme leur nom l'indique d'un asservissement de phase ou de fréquence dont le rôle est d'asservir la phase d'un oscillateur local à celle d'un signal extérieur (la fréquence est la dérivée de la phase $2\pi f = d\theta/dt$). [2]

Sont au cœur de nombreux matériels électroniques : synthétiseurs de fréquence, récepteurs de télévision, téléphones cellulaires, ...etc.

1.3 Principe et constitution générale d'une PLL

1.3.1 Principe

Le schéma de principe d'une PLL est représenté ci-dessous :

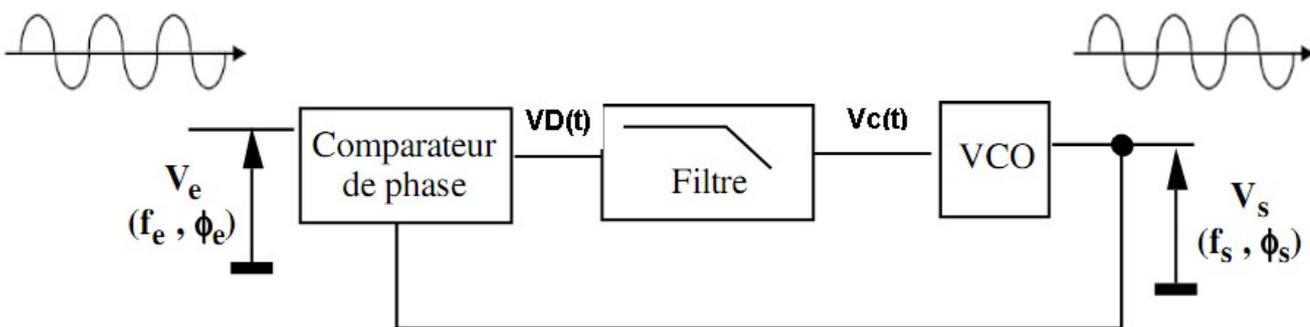


Figure 1.1. Schéma bloc d'une PLL.

La PLL est un dispositif d'asservissement de la phase d'un signal de sortie V_s à celle d'un signal d'entrée V_e .

Le signal d'oscillateur VCO et le signal d'entrée ont été appliqués à un comparateur de phase qui produit une tension d'erreur correspondant à la différence entre la fréquence du VCO et celle du signal d'entrée, cette tension d'erreur est filtrée puis amplifiée et renvoyée vers le VCO, de telle sorte que cet oscillateur se mette sur la même fréquence que le signal d'entrée. Lorsque le VCO est à la même fréquence que le signal d'entrée, le signal d'erreur est pratiquement nul et on dit que le VCO est accroché sur la fréquence d'entrée. Toute variation de la phase (ou de la fréquence) du signal d'entrée est détectée par le comparateur de phase et génère une tension qui corrige le VCO. [3]

Les signaux d'entrée et de sortie sont en principe sinusoïdaux mais en pratique on rencontre beaucoup de PLL fonctionnant avec des signaux carrés (figure 1.2) [4].

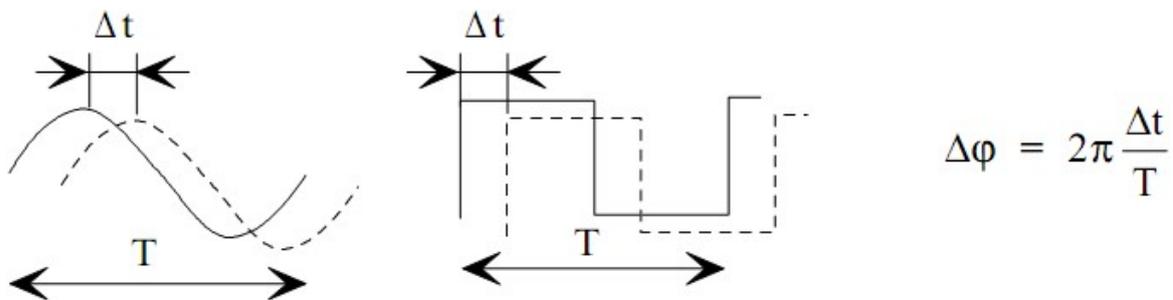


Figure 1.2. les signaux d'entrée.

Lorsque le signal de sortie présente la même fréquence que celle du signal d'entrée, la PLL est dite verrouillée. Le déphasage entre eux alors constant ou nul on dit qu'ils sont asservis en phase. [4]

1.3.2 Eléments constitutifs

La PLL est composée principalement de trois éléments suivants:

- un comparateur de phase (CP)
- un filtre passe-bas
- un oscillateur contrôlé en tension (VCO : Voltage Controlled Oscillator)

1.3.2.1 Comparateur de phase

1.3.2.1.1 Définition

Le comparateur de phase doit donner en sortie une information sur le déphasage entre le signal de sortie et le signal de référence et idéalement il fournit une tension proportionnelle à la différence de déphasage.

$$V_d(t) = K (\varphi_e - \varphi_s)$$

Où φ_e est le déphasage du signal d'entrée et φ_s celui du signal de sortie, K est une constante représentant la fonction de transfert du comparateur de phase en *volt/rad*.

Il existe plusieurs façons de le réaliser, l'une des méthodes consiste à utiliser un multiplieur dont la fonction de transfert est K suivi d'un filtre passe-bas (Figure 1.3)

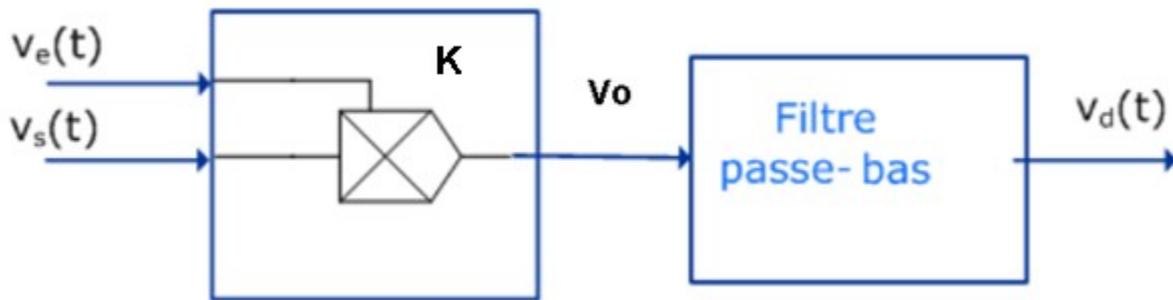


Figure 1.3. comparateur de phase.

Si $V_e(t)$ et $V_s(t)$ sont deux signaux sinusoïdaux appliqués au comparateur, on peut les exprimer sous la forme :

$$V_e(t) = A \sin(\omega_e t + \varphi_e)$$

$$V_s(t) = B \sin(\omega_s t + \varphi_s)$$

A la sortie du multiplieur, on recueille un signal dont l'expression peut s'écrire :

$$V_o(t) = K A B \sin(\omega_e t + \varphi_e) \sin(\omega_s t + \varphi_s)$$

Et comme $\sin(a + b) + \sin(a - b) = 2 \sin(a) \cos(b)$, on déduit :

$$V_o(t) = K.A.B/2 [\sin(\omega_e t + \varphi_e + \omega_s t + \varphi_s) + \sin(\omega_e t + \varphi_e - \omega_s t - \varphi_s)]$$

$$V_o(t) = K.A.B/2 [\sin[(\omega_e + \omega_s)t + (\varphi_e + \varphi_s)] + \sin[(\omega_e - \omega_s)t + (\varphi_e - \varphi_s)]]$$

Si le système est asservi en fréquence, alors $\omega_e = \omega_s$, d'où

$$V_o(t) = K.A.B/2. [\sin(2\omega_e t + \varphi_e + \varphi_s) + \sin(\varphi_e - \varphi_s)]$$

En utilisant un filtre passe-bas de fréquence de coupure très inférieure à $2. \omega_e$, on ne conserve que l'information qui est fonction du déphasage entre $V_e(t)$ et $V_s(t)$: on réalise donc bien un comparateur de phase : [9]

$$V_d(t) = K. A. B/2. \sin(\varphi_e - \varphi_s)$$

C'est un signal qui n'est pas directement proportionnel à l'écart $\varphi_e - \varphi_s$ (figure 1.4).

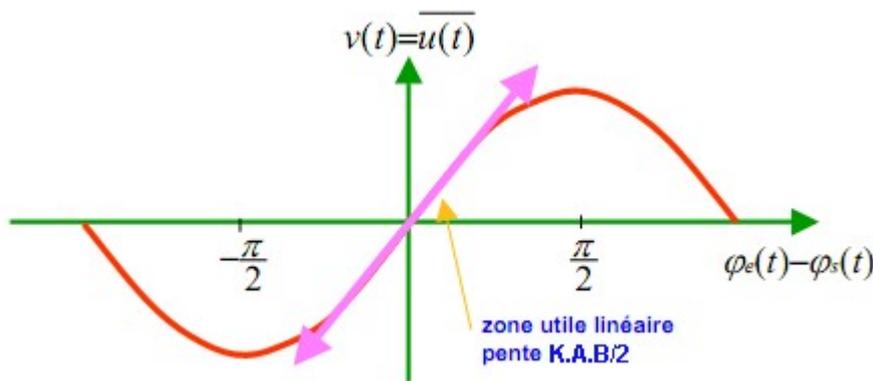


Figure 1.4. La courbe de la variation de la tension en fonction de l'écart. [10]

Si le déphasage est faible ($\varphi_e - \varphi_s \ll 1$), on peut assimiler le sinus à l'angle: [10]

$$\sin(\varphi_e - \varphi_s) \approx \varphi_e - \varphi_s \quad \text{et} \quad V_d(t) = K. A. B/2. (\varphi_e - \varphi_s)$$

Alors la tension du filtre est directement proportionnelle à l'écart de phase entre les deux signaux.

Si la boucle n'est pas asservie en fréquence, alors :

$$V_d(t) = K. A. B/2. \sin((\omega_e - \omega_s)t + \varphi_e - \varphi_s).$$

La phase du signal $V_d(t)$ varie alors suivant la différence $\omega_e - \omega_s$ qui est la fréquence des battements des deux signaux $V_e(t)$ et $V_s(t)$.

1.3.2.1.2 Type de détecteurs de phase

La forme de la tension $V_d(t)$ peut varier en fonction de la valeur du déphasage, (V_d moyenne varie linéairement en fonction de $\Delta\varphi$) et en fonction de la technologie du comparateur de phase (analogique, numérique).

On distingue :

- ❖ Les détecteurs de phase analogique, ce sont les détecteurs les plus utilisés. Ils sont utilisés lorsque le signal d'entrée est sinusoïdal en particulier en présence de bruit. Parmi les comparateurs de ce type, citons les multiplieurs, les mélangeurs à diode, ...

- ❖ Les détecteurs de phase numériques, ils sont de plus en plus utilisés en technologie CMOS, TTL ou ECL. Signaux d'entrée impulsionnels ou carrés avec des niveaux compatibles. Parmi les circuits de ce type le OU exclusif.

Les comparateurs de phase les plus utilisées sont illustrés sur la figure 1.5 :

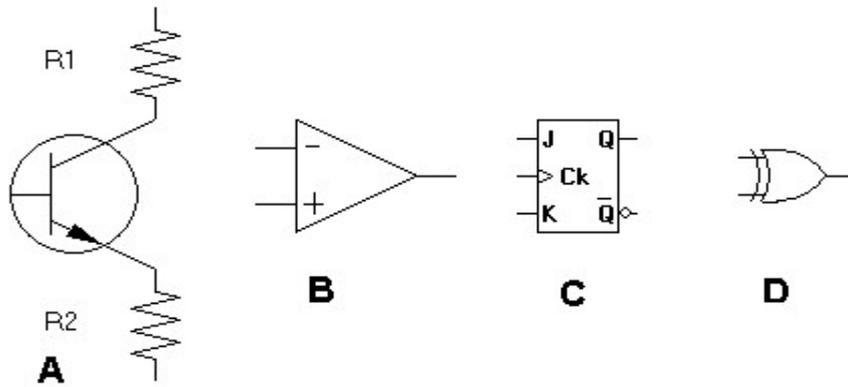


Figure 1.5. (A et B) circuits analogiques (C et D) circuits numériques.

1.3.2.2 Filtre passe-bas

Le filtre passe-bas est chargé de filtrer les perturbations, stabiliser la boucle, et lisser le signal transmis à l'oscillateur contrôlé.

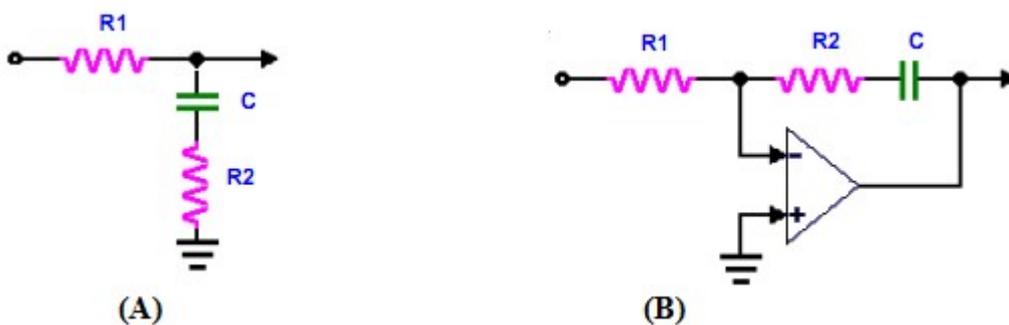


Figure 1.6. Filtres passe-bas utilisés dans les circuits analogiques. (A) Filtre passif. (B) Filtre actif.

1.3.2.3 Oscillateur commandé en tension VCO

Le VCO délivre une fréquence f_s proportionnelle à la tension de commande V_c , ceci sur une certaine plage de fréquence délimitée par F_{min} et F_{max} comme le montre la figure.1.7. La caractéristique entrée sortie est donc linéaire. La fréquence F_0 obtenue à

$V_c = 0$ est appelée la fréquence libre du VCO. [5]

Dans le domaine linéaire, la relation fréquence-tension du VCO s'écrit : [1]

$$f_s = F_0 + aV_c \quad \text{D'où} \quad a = \frac{F_{\max} - F_{\min}}{V_{c\min} - V_{c\max}}$$

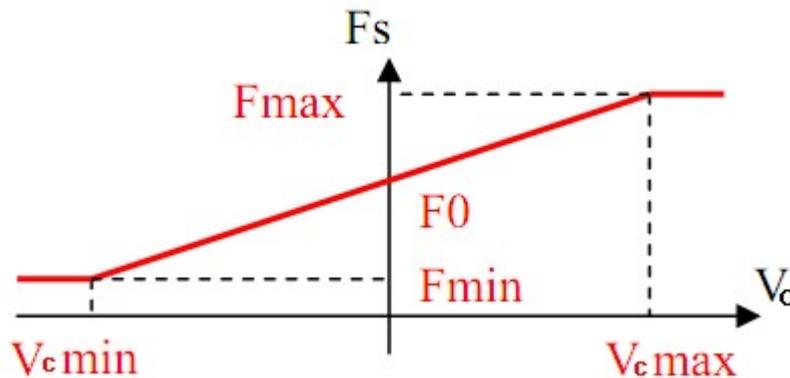


Figure 1.7. caractéristique linéarisée du VCO avec saturation.

1.4 Fonctionnement de la boucle

En l'absence de signal injecté à l'entrée de la boucle, ou si la fréquence du signal injecté est en dehors de la plage de fonctionnement du VCO, la boucle est dite non verrouillée et la fréquence en sortie de la boucle est égale à la fréquence centrale du VCO. **Une boucle non verrouillée n'a aucun intérêt.** [6]

Si on injecte dans la boucle un signal de fréquence f_e voisin de f_0 , il est nécessaire que la boucle soit verrouillée.

- ❖ La plage qui permet au système de s'accrocher est appelée plage de capture (plage d'accrochage, acquisition range...). Elle dépend principalement de la fréquence de coupure du filtre passe-bas.
- ❖ Une fois que la boucle est accrochée, la plage de fréquence qui lui permet de rester dans cet état est appelée plage de verrouillage (plage de poursuite, plage de maintien, tracking range, lock range...). Cette plage dépend principalement de zone de fréquence dans laquelle le VCO et le comparateur de phase se comportent linéairement. Elle doit être plus large que la plage d'accrochage, sinon la boucle ne peut pas fonctionner... [7]

Il est possible de passer à l'état verrouillé en agissant sur la fréquence en entrée f_e : le verrouillage se produit lorsque l'écart $|f_e - f_0|$ est suffisamment faible, on dit alors qu'il y a **capture**, cet état est obtenu lorsque la fréquence f_e se situe à l'intérieur de la plage de capture notée Δf_c , le diagramme représenté ci-dessous met en évidence l'évolution de f_s en fonction de f_e . [8]

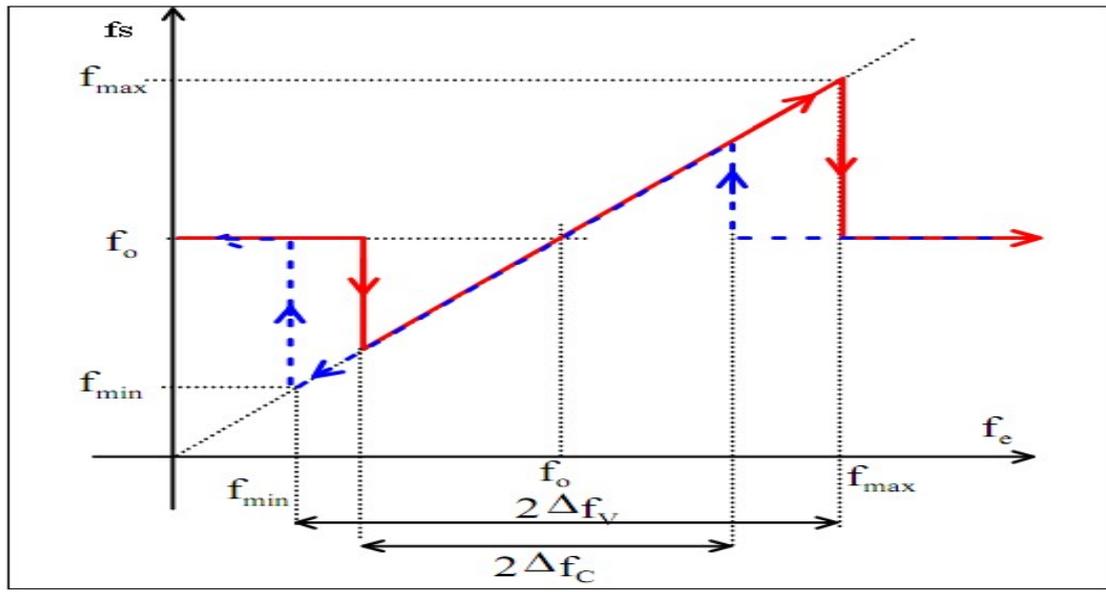


Figure 1.8.Plages comparées de verrouillage et de capture.

- Lorsque l'on diminue la différence $|f_e - f_0|$, elle devient plus petite que la gamme de capture Δf_c et la boucle se verrouille ou **s'accroche** $f_s = f_e$.
- Si on poursuit l'expérience, en partant de cet état verrouillé, en augmentant la différence $|f_e - f_0|$, on dépassera la gamme de verrouillage Δf_v ; le VCO ne pouvant plus suivre, il va alors **décrocher** et osciller à sa pulsation naturelle $f_s = f_0 \neq f_e$.

Nous constatons qu'il y a un phénomène d'hystérésis dans les phénomènes de poursuite et de capture. [8]

On a toujours : $2\Delta f_c < 2\Delta f_v$

Avec Δf_c est une plage de capture dans laquelle il faut amener f_e verrouiller la boucle si elle ne l'était pas initialement.

Et Δf_v est une plage de verrouillage dans laquelle la boucle reste verrouillée.

1.5 Application de la PLL

Les PLL ont permis d'énormes progrès pour les télécommunications dans le domaine fréquentiel, dans les démodulateurs de fréquences et de phases, ...

On utilise aussi les PLL pour des applications dans le domaine des micro-ondes (radar à effet Doppler), des commandes de moteurs à courant continu, dans les réalisations des filtres de poursuites, ...etc.

1.5.1 Démodulation d'amplitude

Lorsqu'on souhaite d'utiliser un démodulateur AM synchrone (ou cohérent), il est nécessaire d'avoir un signal sinusoïdal rigoureusement synchrone de la porteuse. Pour réaliser cette condition, on utilise la PLL qui, à partir du signal AM reçu, génère un signal sinusoïdal de même fréquence et même phase que la porteuse. [4]

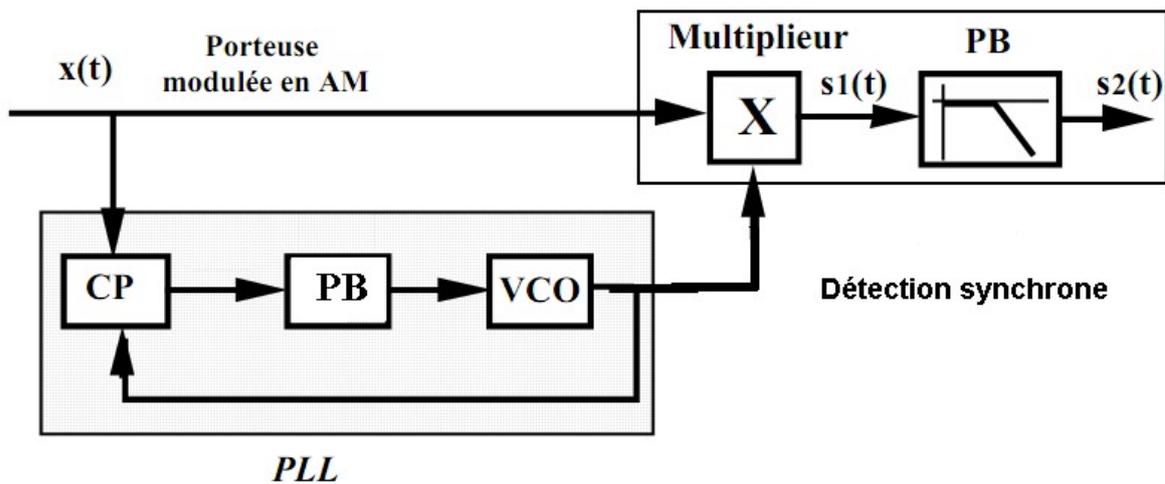
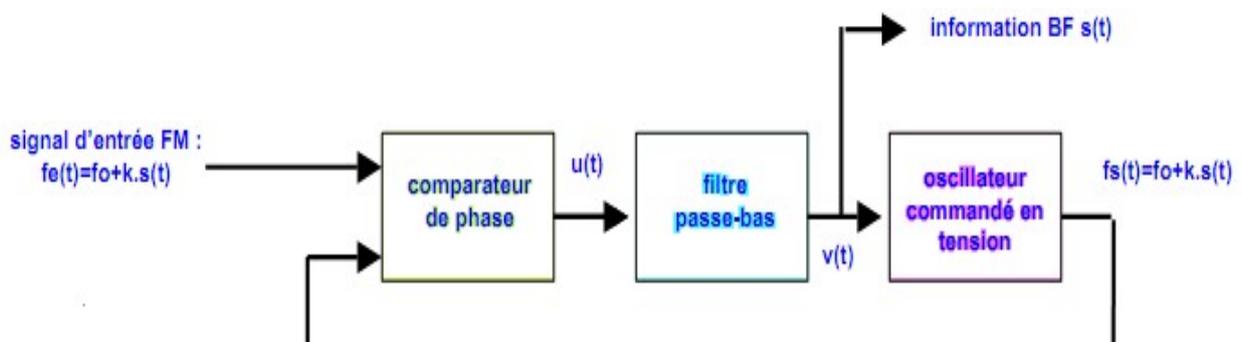


Figure 1.9. Schéma de principe d'un démodulateur AM synchrone.

1.5.2 Démodulation de fréquence

Pour démoduler un signal modulé en fréquence, on dispose d'un certain nombre de



montages comme le démodulateur à quadrature et le démodulateur de FOSTRER-SEELY. La PLL permet de réaliser d'excellents démodulateurs qui fonctionnent mieux que les précédents lorsque le signal modulé est fortement bruité. [10]

Figure 1.10. La PLL utilisée en Démodulateur FM.

Le signal injecté à l'entrée est un signal modulé en fréquence par une information $s(t)$ quand le VCO est verrouillé sur le signal d'entrée, la fréquence en sortie suit les variations de fréquence à l'entrée.

Si la caractéristique du VCO est linéaire, la tension de commande $v(t)$ variera comme la fréquence, c'est-à-dire comme l'information $S(t)$. [10]

1.5.3 Synthétiseur de fréquence

La PLL permet de produire les signaux de fréquence très stable et variable par pas nécessaires dans les systèmes de télécommunications : [10]

- ❖ Elle fournit en sortie un signal ayant la stabilité d'un quartz de référence f_e , mais avec un choix de fréquences quasi illimité.
- ❖ Elle comporte un diviseur par M à l'entrée et un diviseur par N dans la boucle de retour, le diviseur par N est en général un diviseur programmable dont on peut faire varier la valeur entière dans une large plage.

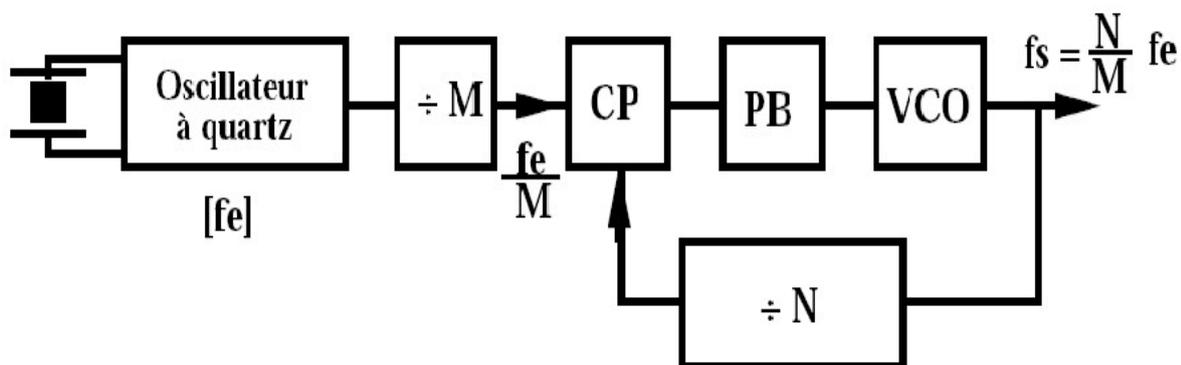


Figure 1.11. La PLL utilisé en synthèse de fréquence.

- ❖ lorsque la boucle est verrouillée, les fréquences à l'entrée du comparateur de phase sont égales, soit $f_e/M = f_s/N$.
- ❖ en jouant sur les facteurs de division M et N, on peut produire une fréquence f_s différente de f_e qui aura la même stabilité que f_e .

2.1 La boucle de l'asservissement en vitesse du moteur à courant continu

Le but de l'asservissement en vitesse est de maintenir la vitesse de rotation mesurée la plus proche possible de la consigne donnée au moteur.

Le circuit permettant de réaliser l'asservissement de vitesse du moteur par PLL (figure 2.1) comprend essentiellement :

- ❖ Un comparateur de phase (C.P) qui délivre un signal d'erreur Vd telle que

$$Vd = Kp * (\theta_e - \theta_s)$$

$\theta_e(t)$ Et $\theta_s(t)$ sont respectivement les phases instantanées des signaux $V_e(t)$ et $V_s(t)$.

- ❖ Un filtre passe-bas dont le rôle est de d'atténuer tous les parasites (bruit) pouvant accompagner Vd et rejeter les hautes fréquences $\omega_e + \omega_s$.
- ❖ Un étage de puissance qui permet d'attaquer le moteur
- ❖ Un capteur inséré dans la boucle de contre-réaction qui donne une information en relation directe avec la vitesse du moteur.
- ❖ Un étage diviseur de fréquence (compteurs en cascade) donnant en sortie un signal $V_s(t)$ de fréquence f_s qui doit être comparé en un signal de référence $V_e(t)$.

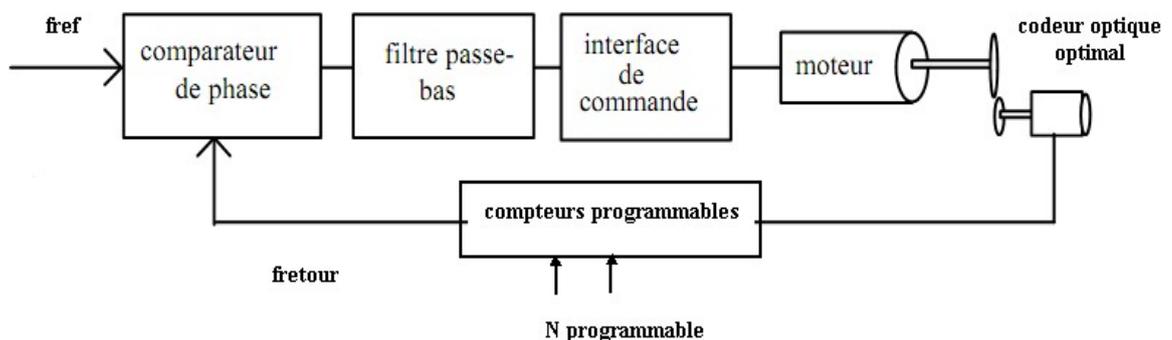


Figure 2.1. Le schéma synoptique de la boucle globale.

2.2 Description et principe de fonctionnement de chaque élément

Nous donnons dans ce paragraphe le principe de fonctionnement de chaque élément constitutif de la boucle entière et dégager pour chacun d'eux sa fonction de transfert. En effet la précision de toute la boucle dépend de la précision de chaque élément qu'on peut exprimer en termes de fonctions de transfert. Nous commençons par le moteur électrique.

2.2.1 Le moteur à courant continu

Les machines électriques tournantes sont des convertisseurs d'énergie. La machine à courant continu est réversible. Elle peut fonctionner soit en génératrice, soit en moteur. Lorsqu'elles transforment de l'énergie électrique en énergie mécanique, on dit qu'elles fonctionnent en moteur. En revanche, si elles transforment l'énergie mécanique apportée par une autre machine en énergie électrique on dit qu'elles fonctionnent en génératrice. [11]

2.2.2.1 Constitution

Le moteur DC est constituée des éléments suivants : [12]

- ❖ **L'inducteur** : une partie fixe appelée **le stator** qui crée le champ magnétique.
- ❖ **L'induit** : une partie mobile appelée le rotor, il est constitué de conducteur Le rotor tourne dans un champ magnétique fixe : il doit être feuilleté pour limiter les pertes (tôles en acier au silicium, isolées les unes des autres).
- ❖ **Le dispositif collecteur /balais** : Le collecteur est un ensemble de lames de cuivre ou sont reliées les extrémités du bobinage de l'induit Les balais (ou charbon) sont situés au stator et frottent sur le collecteur en rotation, ce dernier permet donc de faire circuler un courant dans l'induit.

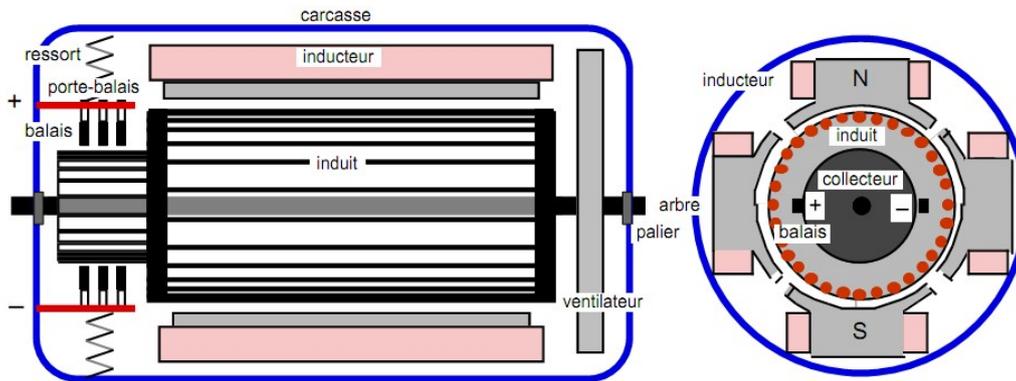


Figure 2.2. constitution du moteur. [12]

2.2.1.2 Le principe de fonctionnement du moteur

Lorsque l'on place un conducteur en forme de spire parcouru par un courant (grâce aux balais et au collecteur) dans un champ magnétique, il apparaît un couple de forces de Laplace. Ce couple de force crée un couple de rotation qui fait dévier la spire de plus ou moins 90 degrés par rapport au plan vertical, le sens du courant restant inchangé dans la spire, au cours de ce déplacement, le couple de rotation diminue constamment jusqu'à s'annuler après rotation de la bobine de plus ou moins 90 degrés (zone neutre, la spire se trouve à l'horizontale et perpendiculaire aux aimants naturels).[13]

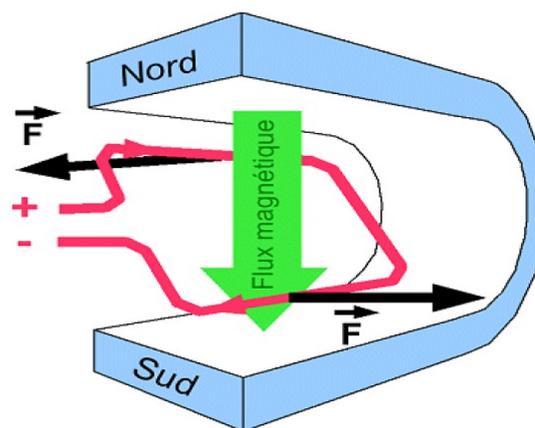


Figure 2.3. Principe de la loi de Laplace.

Afin d'obtenir une rotation sans à coup, l'enroulement d'induit doit être constitué d'un nombre élevé de spires similaires. Celles-ci seront réparties de façon régulière sur le pourtour du rotor (induit), de manière à obtenir un couple indépendant de l'angle de rotation. Après le passage de la zone neutre, le sens du courant doit être inversé simultanément dans chacune de ces spires.

L'inversion du courant est opérée par l'inverseur ou commutateur (collecteur) qui, associé au balais, constitue l'élément assurant la transmission du courant de la partie fixe à la partie tournante du moteur. [13]

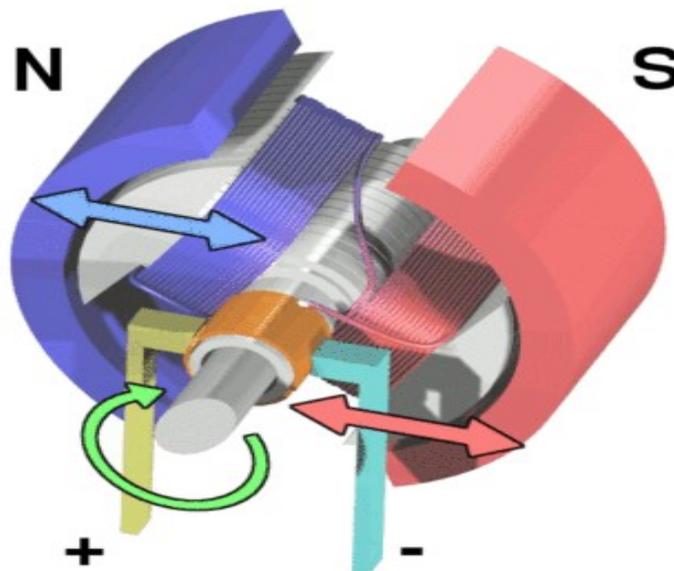
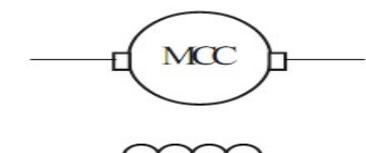


Figure 2.4. Fonctionnement du moteur à courant continu.

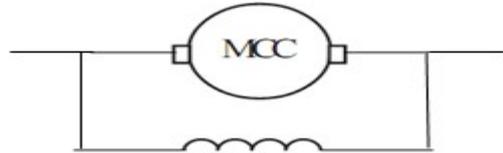
2.2.1.3 Type de moteur à courant continu

Suivant l'application, les bobinages du l'inducteur et de l'induit peuvent être connectés de manière différente .On retrouve en général : [14]

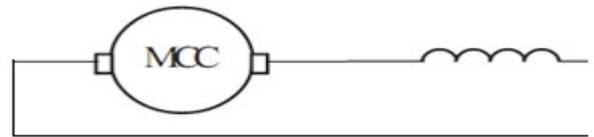
Des moteurs à excitation indépendante.



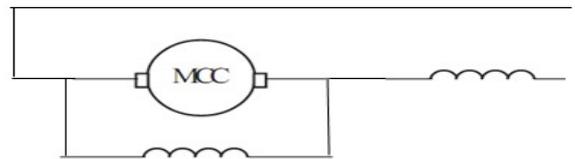
Des moteurs à excitation parallèle.



Des moteurs à excitation sériente.



Des moteurs à excitation composée.



2.2.1.4 Equations de fonctionnement

Le fonctionnement d'un moteur DC est régi par un certain nombre d'équation qui lient entre eux les différents paramètres et variables qui caractérisent le moteur et qui sont : [15]

Moment d'inertie en N.m	J_m
Vitesse angulaire en rad/s	Ω_m
Position angulaire en rad	θ_m
Frottement visqueux en N	f_m (négligeable)
Tension d'alimentation en V	U
Intensité dans l'induit en A	I

Résistance de l'induit en Ω	R
Self de l'induit (négligeable) en H	L
Force contre-électromotrice en V	E'
Couple électromagnétique en Newton. Mètre(N.m)	C_m
Inertie total en N.m	J_T

Du point de vue électronique, un moteur DC peut être représenté par le schéma de figure 2.5

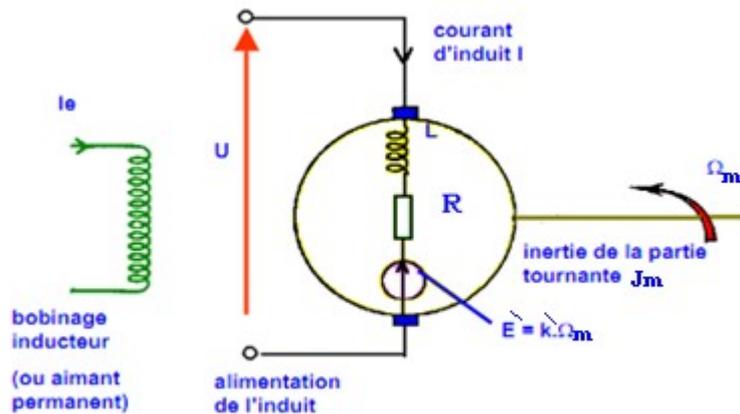


Figure 2.5. Modèle électrique. [16]

Il est caractérisé par sa résistance R, son inductance L et est le siège d'une f.c.é.m. (force contre-électromotrice) induite E.

Dans le cas d'une commande en tension, on peut écrire en régime permanent les relations suivantes :[17]

$$\text{Couple moteur : } C_m = K I$$

$$\text{Force f.c.é.m. : } E' = K'.\Omega_m$$

K : étant un coefficient proportionnalité (le même dans les deux équations)

Donc $K'=K$.

La loi d'Ohm appliquée à l'induit s'écrit :

$$U = E' + RI = K'\Omega_m + RI$$

D'où :

$$Cm = K(U - K'\Omega_m)/R$$

La figure 2.6 montre les différents éléments entrant dans la constitution d'un servomécanisme utilisé en robotique : [17]

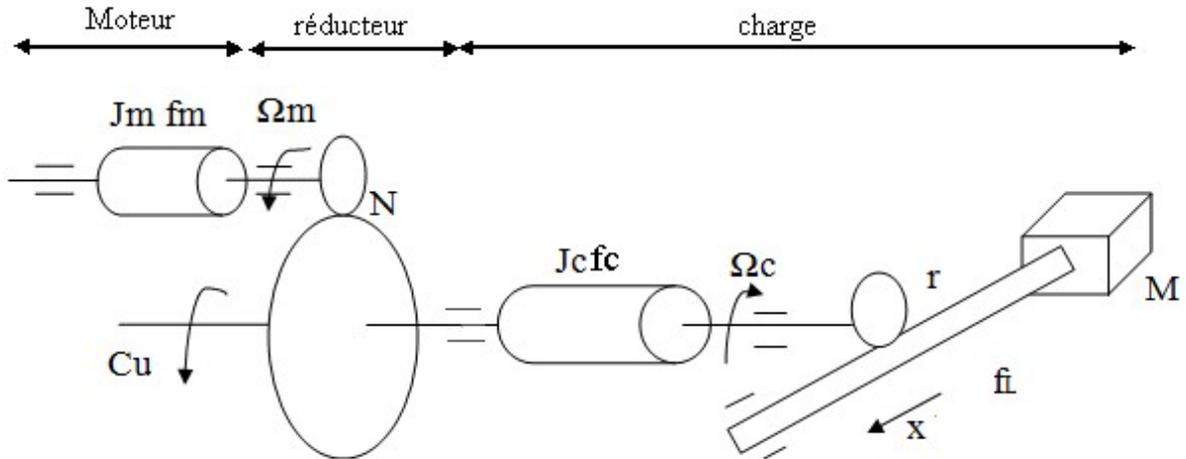


Figure 2.6. Ensemble moteur-réducteur-charge.

La relation fondamentale de la dynamique donne les équations suivantes : [17]

- Sur l'arbre-moteur :

$$Jm \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = \sum \mu_i$$

Où μ est le moment de couple présent au niveau de l'arbre. On déduit :

$$Jm \frac{d\Omega_m}{dt} = Cm - fm \Omega_m - Cc/N$$

Où $fm \Omega_m$ et $\frac{Cc}{N}$ sont les couples résistants exercés par l'arbre moteur (frottement) et du réducteur.

N : rapport de réduction.

Donc

$$Cm = Jm \frac{d\Omega_m}{dt} + fm \Omega_m + Cc/N$$

- Sur l'arbre récepteur :

$$C_c = J_c \frac{d\Omega_c}{dt} + f_c \Omega_c + M r r \frac{d\Omega_c}{dt} + f L r r \Omega_c + C_u$$

Où C_u représente le couple résistant de la charge (couple utile).

De ces deux équations, on déduit que :

$$C_m = J_T \frac{d\Omega_m}{dt} + f_T \Omega_m + C_u / N$$

En posant

$$J_T = J_m + J_c / N^2 + M r^2 / N^2$$

$$f_T = f_m + f_c / N^2 + f L r^2 / N^2$$

Où

J_T L'inertie totale ramenée sur l'arbre moteur et f_T est le coefficient de frottement visqueux ramené sur l'arbre moteur.

Cette dernière équation associée aux précédentes permet d'établir le schéma fonctionnel de l'ensemble.

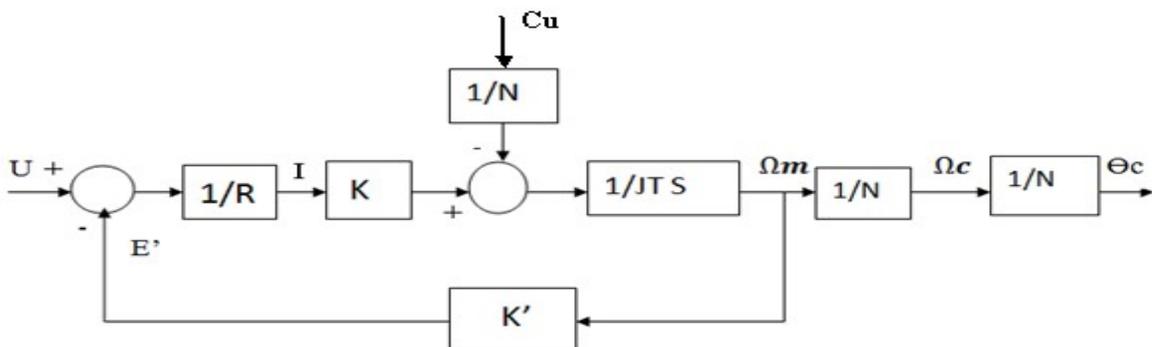


Figure 2.7. Schéma bloc de l'ensemble moteur-réducteur-charge. [15]

A partir de schéma bloc on peut retirer la fonction de transfert (C_u est négligeable).

$$\frac{\Omega_m(S)}{U(S)} = \frac{K/RJ_T S}{1 + (K K'/R)J_T S}$$

Et $\Omega_c(S) = \Omega_m(S)/N$

$$\frac{\Omega_c(S)}{U(S)} = \frac{K_m}{1 + \tau_m S}$$

$$\frac{\theta_c(S)}{U(S)} = \frac{K_m}{(1 + \tau_m S)S}$$

Où $K_m = 1/(NK')$ et $\tau_m = R_{JT} / (KK')$

En remarquons que la constante de temps mécanique τ_m du moteur est proportionnelle au moment d'inertie J_T de l'ensemble moteur-réducteur-charge à vide c'est-à-dire que τ_m dépendra uniquement de J_T . [17]

2.2.1.5 Variation de la vitesse

D'après l'équation de vitesse nous pouvons faire varier la vitesse du moteur de deux manières différentes. On peut :

- Augmenter la force contre-électromotrice E en augmentant la tension à la borne de l'induit tout en maintenant le flux de l'inducteur constant. On a un fonctionnement dit à "couple constant"
- Diminuer le flux de l'inducteur (flux d'excitation) par une réduction du courant d'excitation en maintenant la tension d'alimentation de l'induit constante. Ce type de fonctionnement impose une réduction du couple lorsque la vitesse augmente.

2.2.1.6 Caractéristique métrologiques d'un moteur DC

Un servomoteur doit posséder les qualités suivantes [15] :

- Une faible inertie
- des frottements négligeables
- une constante de temps mécanique faible
- une gamme de vitesse étendue
- un seuil de démarrage très faible
- une bonne linéarité des caractéristiques : couple, vitesse et intensité
- une constante de temps électrique négligeable
- la possibilité de tourner dans les deux sens avec les mêmes caractéristiques
- pas de modulation de la vitesse de rotation

- une linéarité parfaite de la force électromotrice d'induction en fonction de la vitesse d'une part, du couple électromagnétique en fonction de l'intensité d'autre part.
- un encombrement réduit.

2.2.2 Le codeur

La mesure des déplacements, des positions et des vitesses des machines rotatives est un problème régulièrement rencontré dans l'industrie: robots, cisailles, machines-outils, bobineuses, Les systèmes de détection tout ou rien conventionnels (détecteurs inductifs ou capacitifs, interrupteurs de position, capteurs photoélectriques, ...) apportent souvent une solution suffisante dans la plupart des applications mais à partir du moment où il est important d'effectuer un nombre important de mesures de positions, ces systèmes arrivent très rapidement à saturation (au bout du rouleau). Il est important de résoudre tous ces problèmes à l'aide de capteurs dont le positionnement n'est plus maîtrisé par le capteur physique proprement dit mais bien par le système de traitement numérique qui leur est associé. [18]

Un codeur optique de position est un capteur angulaire de position lié mécaniquement à un arbre qui l'entraîne, son axe fait tourner un disque qui comporte une succession de zones opaques et transparentes. (Voir ci-dessous). Une lumière émise par des diodes électroluminescentes (LEDs) arrive sur des photodiodes ou phototransistors chaque fois qu'elle traverse les zones transparentes du disque en rotation. Les photodiodes ou phototransistors génèrent alors un signal électrique qui est amplifié et converti en signal carré avant d'être transmis vers une unité de traitement électronique. [18]

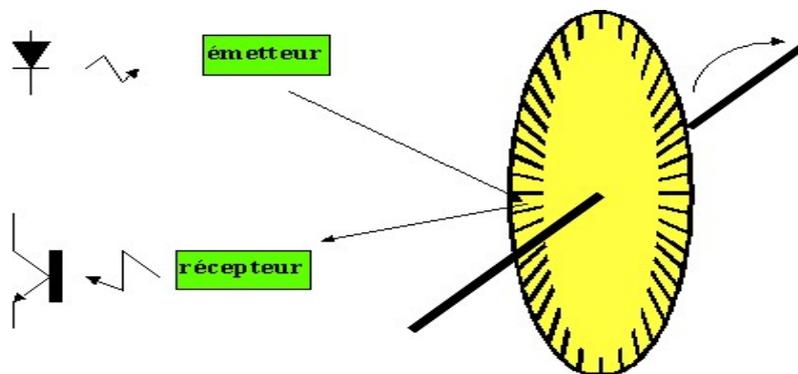


Figure 2.8. Le codeur optique.

On compte essentiellement deux types de codeurs **les incrémentaux et les absolus**. Il représente à eux deux, l'essentiel de la mesure angulaire digitale. [18]

- ❖ Les codeurs optiques absolus qui délivrent l'information relative au mesurande sous forme d'un mot binaire en parallèle sur un certain nombre de bits dont le nombre détermine la résolution.
- ❖ Les codeurs optiques incrémentaux qui délivrent un signal sous forme d'un train d'impulsion de niveau hauts et bas (1 et 0) et dont la séquence traduit la valeur numérique de la vitesse.

Dans notre cas, nous allons nous intéresser un codeur incrémental puisqu'il fait l'objet de mise en œuvre de notre application.

2.2.2.1 Principe de fonctionnement du codeur incrémental

Un codeur incrémental se présente sous forme d'un disque ayant 3 pistes codées en binaire et tournant autour d'un axe perpendiculaire à son plan :

- ❖ piste A donnant n impulsions par tour, comprenant $N=2^n$ secteurs égaux et chaque secteur de longueur $2a$ est divisé en une zone conductrice de lumière et une zone non conductrice de lumière (figure2.9)
- ❖ piste B identique à la piste A, mais décalée d'un quart de période.
- ❖ piste C donnant une impulsion par tour.

Pour lire les différentes piste on dispose de part et d'autre du disque et pour chaque piste d'un couple LED +photo détecteur disposés d'une manière symétrique (figure2.10).

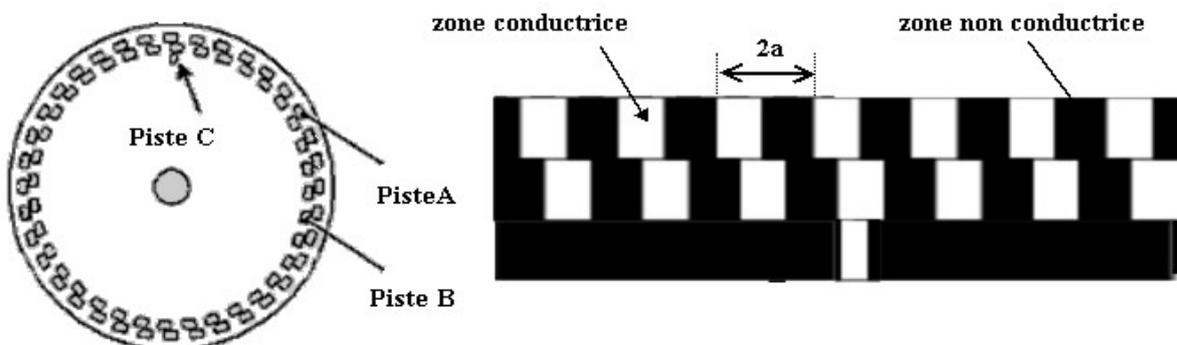


Figure 2.9. Représentation des pistes du codeur incrémental.

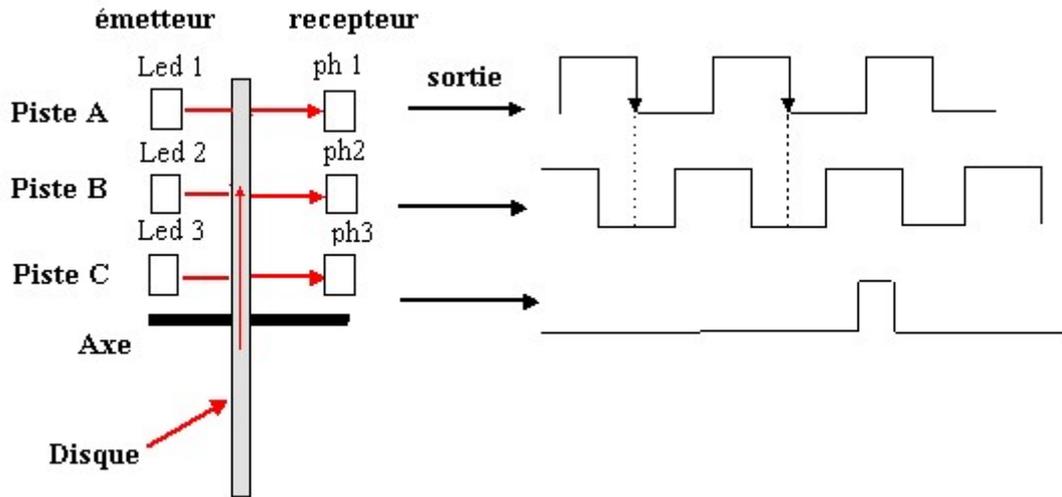


Figure 2.10. Les sorties du codeur.

On obtient une information sur le sens de rotation donné sur la figure 2.11 [18]

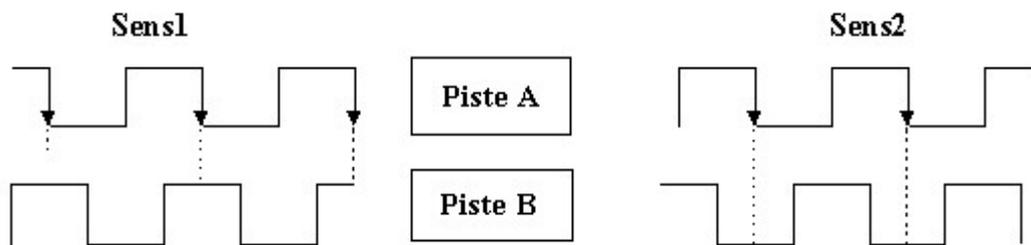


Figure 2.11. Détermination le sens de rotation.

Quand le disque tourne avec une vitesse angulaire Ω , la sortie du capteur est celle donnée sur la figure 2.10

La vitesse angulaire ω du signal de sortie est N fois supérieur à celle du disque Ω , si ce dernier a une fréquence de n tours par seconde

Alors $\Omega = 2 \pi n t$ et $\omega = 2 \pi f = N \Omega = N 2 \pi n t \text{ rad/s.}$

Pour exploiter l'information, il faut associer un compteur de type up/down, puisque le disque peut tourner dans les deux sens. Aussi un déplacement angulaire Θ repéré par rapport à une position d'origine donnera un contenu numérique B dans le compteur tel que :

$$\theta = B \cdot \alpha = B \cdot 2\pi/N = B \cdot \Omega \cdot 2\pi/N$$

$$\theta = 2\pi [b_1 \cdot 2^1 + b_2 \cdot 2^2 + \dots + b_n \cdot 2^n]$$

Où $b_i = 0$ ou 1 .

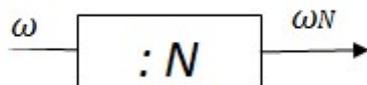
Cette équation n'est autre que celle d'un convertisseur analogique numérique ou $\alpha = 2\pi/2^n$ est le plus petit angle que le codeur peut traduire en sortie sous forme de variation de bit de poids le plus faible (LSB) c'est la résolution du capteur.

2.2.2 Caractéristiques métrologiques

- résolution : $2^9(512)$ à $2^{12}(4096)$ impulsions par tours.
- vitesse maximale de rotation : 60 à 400 tours /seconde.
- inertie présentée: 4 à 50g .cm²
- couple résistant : 5 à 10 g .cm
- durée de vie :
 - 40.000 heures, pour un filament (source lumineuse)
 - >> 40 .000 heures pour une LED

2.2.3 compteur programmable

Il divise la fréquence du signal à la sortie du capteur par un nombre N programmable.



$$\omega_N(t) = \frac{1}{N} \omega(t)$$

En utilisant la transformée de Laplace. On peut donc simplement écrire

$$\omega_N(s) = 1/N \cdot \omega(s)$$

2.2.4 Le comparateur de phase

2.2.4.1 (OU exclusif)

La structure utilisée est un circuit logique OU exclusif suivi d'un filtre passe-bas. [9]

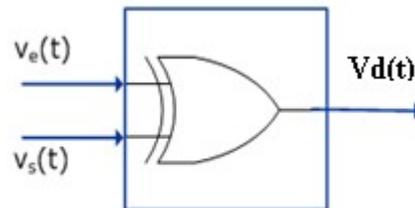


Figure 2.12. Détecteur de phase numérique - OU exclusif-

Ce type de comparateur est très sensible au rapport cyclique des signaux qui le commandent. Nous allons l'étudier dans un premier temps lorsque les deux signaux ont un rapport cyclique $r=0.5$, puis lorsque l'un d'eux a un rapport cyclique différent. [9]

✚ Premier cas : rapport cyclique $r= 0.5$

Soient $V_e(t)$ et $V_s(t)$ des signaux logiques de rapport cyclique et de même fréquence f_e . $V_e(t)$ est le signal de référence et $V_s(t)$ est le signal issu du VCO.

On rappelle la table de vérité d'un circuit « OU exclusif ».

V_e	V_s	$V_e \oplus V_s$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tableau 2.1. La table de vérité de OU exclusif.

On pose $\Delta\Psi = \varphi_e - \varphi_s =$ déphasage entre les signaux $v_e(t)$ et $v_s(t)$.

❖ Cas où $0 < \Delta\Psi < \pi$:

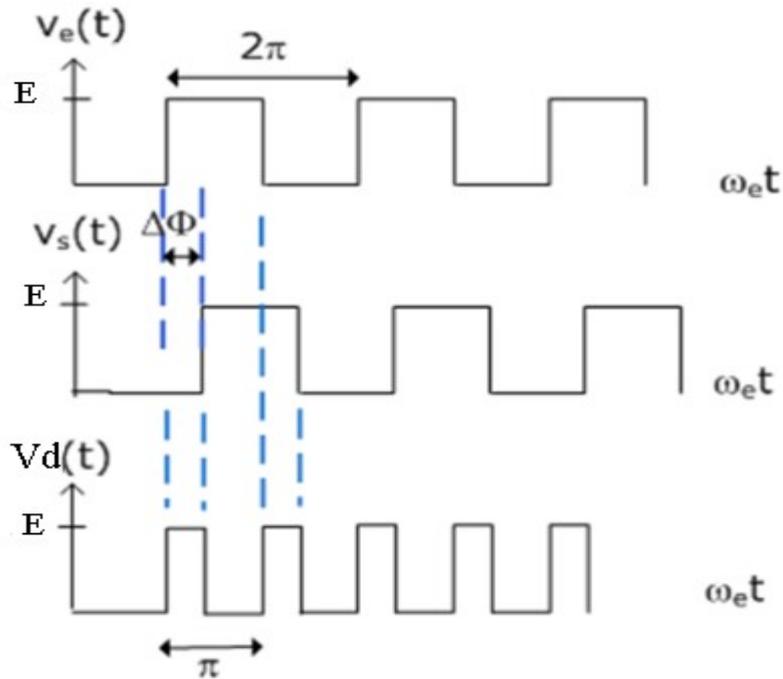


Figure 2.13. Le déphasage est inférieur à π .

Le signal $Vc(t)$ est un signal périodique dont le fondamental est à la fréquence $2Fe$. Si on utilise un filtre passe-bas de fréquence de coupure très inférieure à $2Fe$, on ne conserve que la valeur moyenne $Vc(t)$ du signal $Vd(t)$.

La valeur moyenne de $Vd(t)$ sur $[0 ; \pi]$ est:

$$Vd(t) = \frac{E}{\pi} \cdot \Delta\Psi$$

L'information $Vc(t)$ est proportionnelle au déphasage entre $Ve(t)$ et $Vs(t)$: on réalise donc bien un comparateur de phase.

On obtient les mêmes résultats pour un déphasage compris entre $[0 ; 2\pi]$.

❖ Cas où $\pi < \Delta\Psi < 2\pi$:

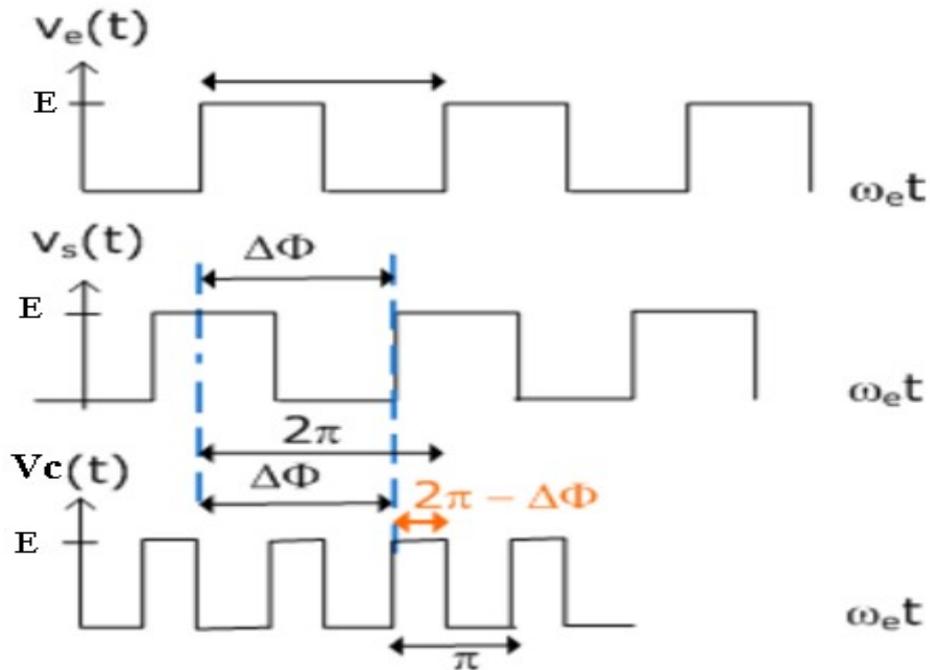


Figure 2.14. Le déphasage est supérieur à π .

La valeur moyenne de $Vd(t)$ sur $[0 ; 2\pi]$ est:

$$Vd(t) = \frac{E}{\pi} (2\pi - \Delta\Psi)$$

Nous pouvons maintenant tracer la caractéristique du comparateur de phase OU exclusif suivi de son filtre :

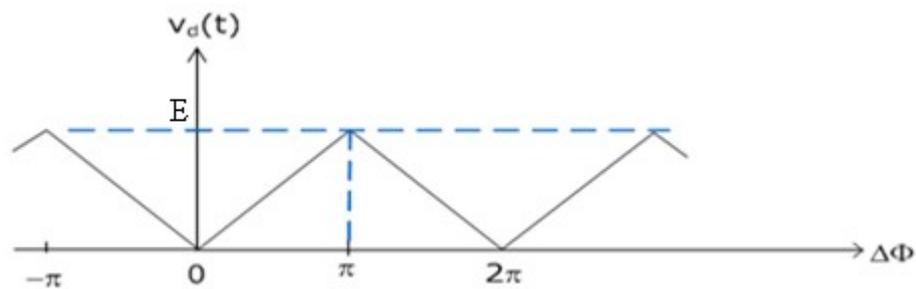


Figure 2.15. Caractéristique du comparateur de phase numérique(OU exclusif).

Le comparateur de phase à OU exclusif possède une caractéristique linéaire sur $[0, \pi]$ C'est une caractéristique affine par morceaux.

Deuxième cas : rapport cyclique $r \neq 0.5$

La figure suivante montre clairement que les plages linéaires sont réduites. Ceci signifie que la plage de fonctionnement est réduite dans les mêmes proportions :

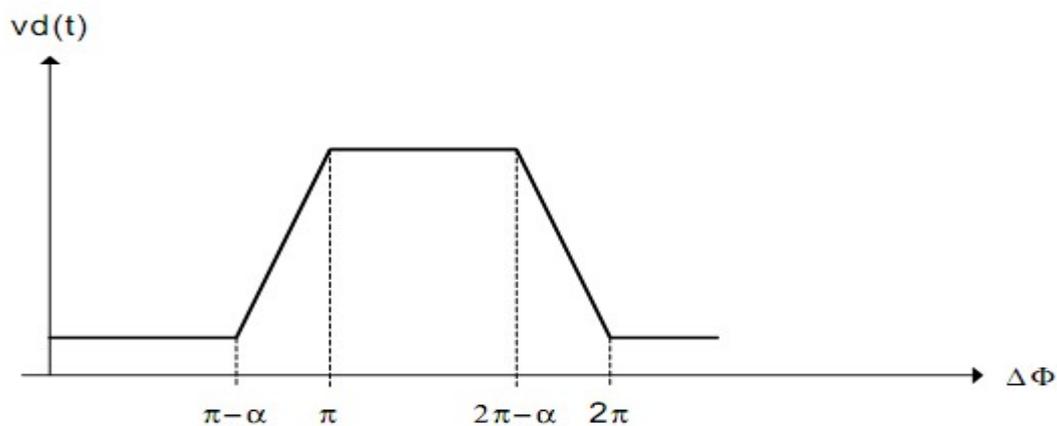


Figure 2.16. Caractéristiques de OU exclusif pour $r \neq 0.5$.

2.2.4.2 Fonction de transfert

Dans le cas où le rapport cyclique est 0.5 tant que $0 < \Delta\Psi < \pi$ on pourra écrire :

$$Vd(t) = Kp. \Delta\Psi$$

Avec

$$Kp = E / \pi \text{ (exprimé en } V / \text{rad)}$$

2.2.5 Filtre de boucle

Le filtre est inséré dans la boucle, son rôle est double : [8]

- ✓ il assure le filtrage du signal (obtenir la valeur moyenne du signal qui est un signal continu si le signal d'entrée ne change pas) à la sortie du C.P. c'est donc nécessairement un passe-bas.
- ✓ Comme il intervient dans la fonction de transfert globale du système, il permet de maîtriser les performances de la boucle, particulièrement la

stabilité de la boucle. Il se comporte comme un correcteur (avance et retard de phase ou encore composantes passe-haut et passe-bas de sa fonction de filtrage).

Deux types de filtres sont utilisés dans une boucle PLL

- Le filtre passe-bas passif à retard de phase.
- Le filtre passe-bas actif avec gain.

Nous allons donc étudier un peu plus en détails ces deux filtres.

2.2.5.1 Filtre passif

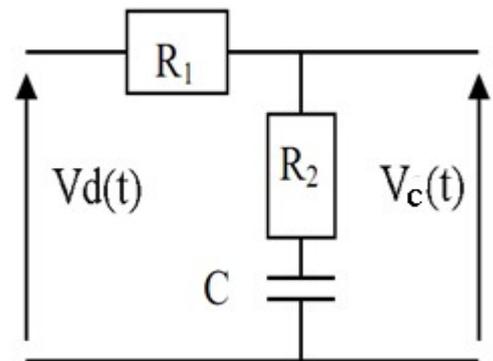
De façon à pouvoir répondre aux deux critères précédents, le filtre Passe-bas devra avoir au moins deux constantes de temps, d'où la structure ci-contre pour le premier filtre.

Nous poserons :

$$\tau_1 = (R_1 + R_2) C \quad \text{et} \quad \tau_2 = R_2 C$$

Sa fonction de transfert est :

$$F(S) = \frac{1 + S R_2 C}{1 + S(R_1 + R_2)C} = \frac{1 + S \tau_2}{1 + S \tau_1}$$



Filtre 2.17.Filtre passif .

2.2.5.2 Filtre actif

La deuxième structure (Figure 2.18) est un filtre actif mettant en œuvre un amplificateur opérationnel. Lorsque la fréquence tend vers zéro, le gain de ce filtre tend vers celui de l'amplificateur opérationnel en boucle ouverte, ce qui correspond à un gain élevé, idéalement infini.

La fonction de transfert correspondante est donnée par la relation :

$$F(S) = \frac{1 + S R_2 C}{S R_1 C} = \frac{1 + S \tau_2}{S \tau_1}$$

Avec

$$\tau_1 = R_1 C \quad \text{Et} \quad \tau_2 = R_2 C$$

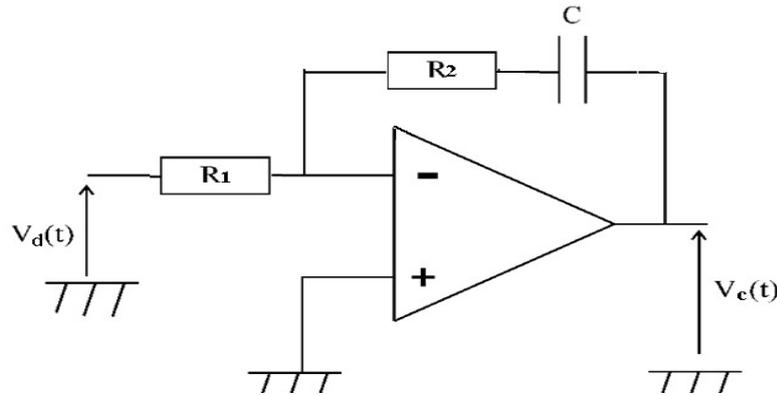


Figure 2.18. Filtre actif.

2.2 .6 Amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance a pour rôle de fournir le courant nécessaire à la relation du moteur DC. Sa fonction de transfert peut s'exprimer une constante que nous appellerons K_a (volt/volt).

2.3 Fonctionnement globale de toute la boucle

Le principe de fonctionnement de la boucle est le suivant. Pour une vitesse spécifique du moteur ω_m (tr/mn), il existe un léger décalage entre f_{ref} et f_{retour} du fait de l'existence de la non-linéarité et de la précision de chaque composant constituant la boucle. Cette erreur est détectée par le comparateur qui est un OU exclusif et qui le convertit en un train d'impulsions (figure 2.16). Le filtre passe-bas qui suit calcule la valeur moyenne de ces formes de courant et on recueille à la sortie une tension moyenne dont le niveau est amplifiée sous forme de courant qui traverse le moteur dont la vitesse va être ajustée jusqu'à s'accrocher avec la vitesse référence fixée par f_{ref} . Si la valeur de N (entrée des compteurs diviseurs de fréquence) vient à changer (voulu par l'utilisateur ou par un problème technique), un nouveau signal d'erreur est émis par le comparateur de phase, une nouvelle tension moyenne sera disponible à la sortie du filtre, un nouveau courant va traverser le moteur et une nouvelle vitesse du moteur sera atteinte de manière que f_{retour} soit toujours très proche de f_{ref} . Le moteur est donc bien asservi en vitesse.

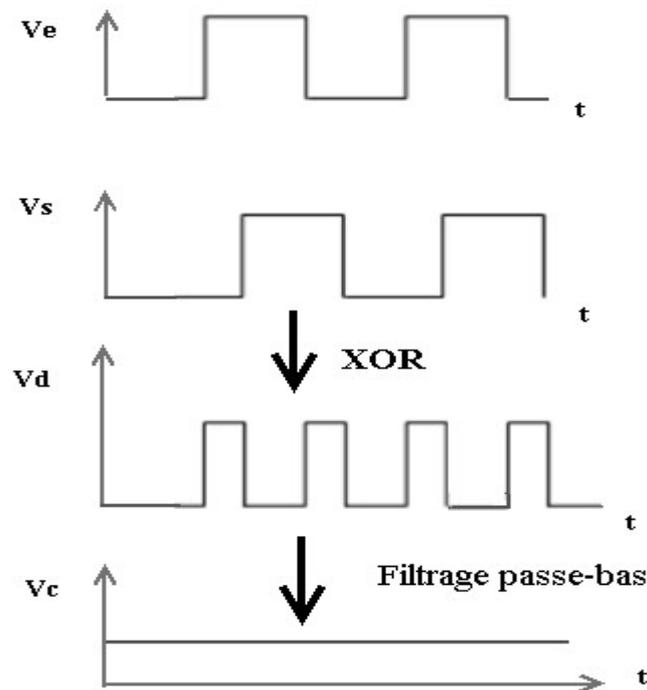


Figure 2.19. Les sorties de comparateur de phase et de filtre.

2.4. Performance de la boucle

Pour assurer un bon fonctionnement il faut que le système soit stable et linéaire.

2.4.1 Linéarité

La vitesse du moteur varie linéairement avec l'entrée (consigne) dans une plage de fréquence dite la plage de verrouillage cette plage dépend du gain K de la boucle entière.

2.4.2 Stabilité

La fonction de transfert en boucle ouverte est $GH(S)$. Le système sera stable en boucle fermée si les racines de l'équation $1 + GH(S) = 0$ sont toutes à partie réelles négatives.

- Si la partie réelle d'un des pôles de la fonction de transfert en boucle fermée (donc des racines de $1 + GH(S)$) est nulle on parlera de limite de stabilité (réponse en oscillations entretenues).
- Un système peut être stable en boucle ouverte et instable en boucle fermée, si par exemple le gain est élevé.
- Réciproquement, un système peut être instable en boucle ouverte et stable en boucle fermée, si par exemple il y a un intégrateur en boucle ouverte.

Une fois que l'on s'est assuré d'une stabilité satisfaisante, il est possible d'améliorer certains aspects de la réponse du système bouclé, notamment la rapidité et précision.

2.4.3 Précision

Obtenir une bonne précision consiste à faire en sorte que la sortie du système finisse par tendre vers une valeur la plus proche possible de l'entrée, généralement 2 ou 5 pour cent de la valeur d'entrée. [19]

2.4.4 Rapidité

Les spécifications suivantes sont des mesures de la rapidité (la vitesse de réponse).

2.4.4.1 Temps de montée

On définit généralement le temps de montée comme étant le temps que met la réponse indiciaire pour aller de 10 à 90 cent de sa valeur finale. [19]

2.4.4.2 Temps d'établissement

C'est la période de la durée des phénomènes transitoires avant que la sortie ne se stabilise à l'entrée. [19]

Une autre grandeur caractéristique, le dépassement peut être défini dans le cas d'un régime pseudo périodique :

$$D(\%) = 100. (V_{max} - V_{finale}) / V_{finale}$$

Le dépassement n'est pas un paramètre qui caractérise la rapidité du système mais c'est en revanche un indicateur important de sa stabilité.

3.1 Etude de la boucle

Les paramètres les plus significatifs caractérisant les performances de la boucle sont :

- La stabilité du système qui dépend en grande partie des constantes de temps du filtre à retard de phase.
- La plage de verrouillage définie comme étant la bande de fréquence dans laquelle on peut faire tourner le moteur. Elle dépend du gain K de la boucle entière.
- La plage de capture, toujours intérieure à la plage de verrouillage est définie comme étant la plage de fréquence dans laquelle la boucle peut entrer en verrouillage si cette condition n'est pas encore réalisée. Elle est fonction essentiellement du type de filtre utilisé.
- Le facteur d'amortissement ξ , la fréquence naturelle d'oscillation ω_n , la bande passante de bruit B_n , qui permettant de trouver un compromis entre une rapidité suffisante du système (temps d'acquisition faible) et un rapport signal à bruit optimum (faible bande passante).

3.1.1 Etude de la stabilité

Appelons $F(S)$ la fonction de transfert du filtre passe-bas, K_a le gain du circuit d'attaque du moteur, K_p la sensibilité du comparateur de phase. Supposons que l'on divise la fréquence disponible en sortie du codeur optique par N et soit $H(S)$ la fonction de ce dernier et $T(S)$ celle du moteur. La fonction de transfert en boucle ouverte $GH(S)$ du système est donnée par :

$$GH(S) = K_p \cdot F(S) \cdot T(S) \cdot H(S) \cdot \frac{1}{N}$$

$$H(S) = \frac{n}{2\pi S}$$

$$T(S) = Km / (1 + \tau m S)$$

$$F(S) = (\tau_2 S + 1) / (\tau_1 S + 1) \text{ Pour filtre passif.}$$

$$F(S) = (\tau_2 S + 1) / (\tau_1 S) \text{ Pour filtre actif.}$$

3.1.1.1 Etude de la stabilité pour un filtre passif

En remplaçant $F(S)$, $T(S)$ et $H(S)$ par leurs expressions, $GH(S)$ devient :

$$GH(S) = K_p \cdot \frac{\tau_2 S + 1}{\tau_1 S + 1} \cdot K_a \cdot \frac{Km}{1 + \tau m S} \cdot \frac{n}{2\pi S} \cdot \frac{1}{N}$$

Où

$$GH(S) = K \cdot \frac{\tau_2 S + 1}{[(\tau_1 S + 1) \cdot (1 + \tau m S) \cdot S]} \dots \dots \dots (1)$$

$$\text{Avec} \quad K = K_p \cdot K_a \cdot Km \cdot n / (2\pi N)$$

L'équation caractéristique est : $1+GH(S)=0$

$$S^3 + \frac{(\tau_1 + \tau_m)S^2}{\tau_1 \tau_m} + \frac{(\tau_2 K + 1)S}{\tau_1 \tau_m} + \frac{K}{\tau_1 \tau_m} = 0 \dots\dots\dots(2)$$

En appliquant le critère de ROUTH-HURWITZ, le système est stable si :

- 1) $K > 0$
- 2) $1 + K \tau_2 > K \tau_1 \tau_m / (\tau_1 + \tau_m) \dots\dots\dots(3)$

3.1.1.2 Etude de la stabilité pour un filtre actif

En remplaçant F(S), T(S) et H(S) par leurs expressions, GH(S) devient :

$$GH(S) = Kp \cdot \frac{\tau_2 S + 1}{\tau_1 S} \cdot Ka \cdot \frac{Km}{1 + \tau_m S} \cdot \frac{n}{2\pi S} \cdot \frac{1}{N}$$

Où

$$GH(S) = K \cdot \frac{\tau_2 S + 1}{[(\tau_1 s^2) \cdot (1 + \tau_m S)]} \dots\dots\dots(4)$$

Avec $K = Kp \cdot Ka \cdot Km \cdot n / (2\pi N)$

L'équation caractéristique est : $1 + GH(S) = 0$

$$S^3 + \frac{S^2}{\tau_m} + \frac{(\tau_2 K)S}{\tau_1 \tau_m} + \frac{K}{\tau_1 \tau_m} = 0 \dots\dots\dots(5)$$

En appliquant le critère de ROUTH-HURWITZ, le système est stable si :

- 1) $K > 0$
- 2) $\tau_2 / \tau_m > 1$

3.1.2 Étude d'un système amorti

Nous allons étudier l'amortissement du système en utilisant les deux types des filtres (actif et passif).

3.1.2.1 l'étude de l'amortissement avec un filtre passif

En faisant le changement de variable $S = Z - (\tau_1 + \tau_m) / (3\tau_1 \tau_m)$, l'équation(2) devient :

$$Z^3 - \left[\frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\tau_1 + \tau_m}{\tau_1 \tau_m} \right)^2 - \frac{(\tau_2 K + 1)}{\tau_1 \tau_m} \right] Z - \frac{1}{3} \cdot \frac{\tau_1 + \tau_m}{\tau_1 \tau_m} \left[\frac{\tau_2 K + 1}{\tau_1 \tau_m} - \frac{2}{9} \left(\frac{\tau_1 + \tau_m}{\tau_1 \tau_m} \right)^2 \right] + \frac{K}{\tau_1 \tau_m} = 0$$

Relation que l'on peut écrire sous la forme $Z^3 - PZ - Q = 0$ avec :

$$P = \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\tau_1 + \tau m}{\tau_1 \tau m} \right)^2 - \frac{(\tau_2 K + 1)}{\tau_1 \tau m}$$

Et

$$Q = \frac{1}{3} \cdot \frac{\tau_1 + \tau m}{\tau_1 \tau m} \left[\frac{\tau_2 K + 1}{\tau_1 \tau m} - \frac{2}{9} \left(\frac{\tau_1 + \tau m}{\tau_1 \tau m} \right)^2 \right] - \frac{K}{\tau_1 \tau m}$$

Pour que le système, en plus de la stabilité, soit amorti, il faut que cette équation du 3^{ème} degré ait une racine réelle et deux racines complexes conjuguées. Ceci est réalisé si :

1) $P < 0$

Ou

2) $P > 0$ et $(P/3)^3 < (Q/2)^2$

La première condition est remplie si

$$\tau_2 K + 1 > \frac{(\tau_1 \tau m)^2}{3 \tau_1 \tau m}$$

C'est-à-dire

$$\tau_1^2 - \tau m(1 + 3K\tau_2)\tau_1 + \tau m^2 < 0 \dots \dots \dots (6)$$

Cette équation de second admet des racines si :

$$\tau_2 \geq \frac{1}{3K} \dots \dots \dots (7)$$

Cette condition étant remplie, τ_1 prend les valeurs

$$\tau_1 = \frac{\tau m (1 + 3K\tau_2 \pm \tau m \sqrt{(1 + 3K\tau_2)^2 - 4})}{2}$$

$$\tau_1 = \frac{\tau m(1 + 3K\tau_2)}{2} \pm \frac{\tau m(1 + 3K\tau_2)}{2} \cdot \sqrt{1 - \frac{4}{(1 + 3K\tau_2)^2}}$$

(6) est satisfaisant si

$$\begin{aligned} \frac{\tau m(1 + 3K\tau_2)}{2} - \frac{\tau m(1 + 3K\tau_2)}{2} \cdot \sqrt{1 - \frac{4}{(1 + 3K\tau_2)^2}} < \tau_1 \\ < \frac{\tau m(1 + 3K\tau_2)}{2} + \frac{\tau m(1 + 3K\tau_2)}{2} \cdot \sqrt{1 - \frac{4}{(1 + 3K\tau_2)^2}} \dots \dots \dots (8) \end{aligned}$$

En résumé, les conditions d'un système amorti sont :

$$\tau_2 \geq \frac{1}{3K}$$

$$\frac{\tau m(1 + 3K\tau_2)}{2} - \frac{\tau m(1 + 3K\tau_2)}{2} \cdot \sqrt{1 - \frac{4}{(1 + 3K\tau_2)^2}} < \tau_1$$

$$< \frac{\tau m(1 + 3K\tau_2)}{2} + \frac{\tau m(1 + 3K\tau_2)}{2} \cdot \sqrt{1 - \frac{4}{(1 + 3K\tau_2)^2}}$$

Étudiant maintenant l'autre cas, c'est-à-dire $P > 0$ revient à, dire que

$$\tau_2 \geq \frac{1}{3K}$$

Et

$$\tau_1 < \tau m(1 + 3K\tau_2) \quad \text{Ou}$$

$$\tau_2 < \frac{1}{3K \left(\frac{\tau_1}{\tau m} - 1 \right)} \dots \dots \dots (9)$$

K et τ_2 étant des équations positives, $\tau_1/\tau m - 1$ ne peut être que positive pour que l'inégalité (9) ait physiquement un sens, ce qui entraîne une contradiction entre (7) et (9). on ne retiendra donc que les conditions (7) et (8) pour assurer l'amortissement du système.

3.1.2.2 l'étude de l'amortissement avec un filtre actif

En faisant le changement de variable $S = Z - 1/(3\tau m)$, l'équation (5) devient :

$$Z^3 - \left[\frac{1}{3(\tau m^2)} - \frac{\tau_2 K}{\tau_1 \tau m} \right] Z - \left(\frac{1}{3} \right) \left[\frac{\tau_2 K}{\tau_1 \tau m^2} - \frac{4}{9\tau m^3} \right] + \frac{K}{\tau_1 \tau m} = 0$$

Relation que l'on peut écrire sous la forme $Z^3 - PZ - Q = 0$ avec :

$$P = \left[\frac{1}{3(\tau m^2)} - \frac{\tau_2 K}{\tau_1 \tau m} \right]$$

Et

$$Q = \left(\frac{1}{3} \right) \left[\frac{\tau_2 K}{\tau_1 \tau m^2} - \frac{4}{9\tau m^3} \right] - \frac{K}{\tau_1 \tau m}$$

Pour que le système, en plus de la stabilité, soit amorti, il faut que cette équation du 3ème degré ait une réelle et deux racines complexes conjuguée.

Ceci est réalisé si :

- 3) $P < 0$
 4) $P > 0$ et $(P/3)^3 < (Q/2)^2$

La première condition est remplie si $1/(3\tau m^2) < \tau_2 K/(\tau_1 \tau m)$, c'est-à-dire

$$\tau_1 < 3\tau m \tau_2 K$$

3.1.3 Plage de capture et de verrouillage

3.1.3.1 Plage de verrouillage

Elle est pratiquement donnée par le gain K de la boucle [20, 21,22]

Appelons Δf_v cette bande de fréquence alors :

$$\Delta f_v \leq K$$

3.1.3.2 Plage de capture

Elle dépend essentiellement des paramètres caractérisant le filtre passe-bas choisi. Pour notre application, le filtre est de type correcteur de phase. On peut montrer que la plage de capture est donnée par l'expression : [22]

$$\Delta f_c/K = 1/(\sqrt{K}\tau_1)\{[1 + ((1 - K^2 \tau_2^2)/2K\tau_1)^2]^{1/2} - (1 - K^2 \tau_2^2)/2K\tau_1\}$$

3.1.4 Bande passante de bruit

Elle est donnée [23]

$$B_n = \left(\frac{1}{\left| \frac{C}{R} \right|^2} \right) \int_0^\infty \left| \frac{C}{R} \right|^2 df \quad (\text{en Hz})$$

La résolution de cette intégrale, en remplaçant C/R par (1), est :

$$B_n = \left(\frac{K}{4} \right) \cdot \frac{(1 + K\tau_2^2)}{1 + K\tau_2 - \left(\frac{K\tau_1 \tau m}{\tau_1 + \tau m} \right)}$$

3.1.5 Rapidité du système

On peut estimer la vitesse de la réponse de la boucle en se souvenant que la relation qui lie la bande passante et le temps de montée d'un système est :

$$T_m \approx 0.35/B_n$$

3.2 Conception de la boucle par la méthode du lieu des racines

3.2.1 Définition

L'analyse par le lieu géométrique des racines d'un système bouclé est une méthode analytique qui permet de mettre en évidence le lieu décrit par les pôles du système dont la fonction de transfert sous forme canonique s'écrit :

$$\frac{C}{R} = \frac{G}{1 + GH}$$

Où G est la fonction de transfert de la chaîne d'action et H est la fonction de transfert de la chaîne de retour. Le produit GH est appelée fonction de transfert de boucle ouverte.

Généralement $GH(s)$ peut s'exprimer (comme le rapport de deux polynômes sous la forme :

$$GH(s) = K \cdot N(s)/D(s)$$

Où K est le facteur de gain, $N(s)$ le polynôme du numérateur et $D(s)$ celui de dénominateur, si on produit cette expression dans la fonction de transfert de boucle fermée $\frac{C}{R}$ on obtient :

$$C/R = G/(1 + KN/D) = GD/((D + KN))$$

Les pôles du système sont les racines de l'équation caractéristique

$$D + KN = 0$$

En général, la position de ces pôles change quand on fait varier le facteur de gain K . Le lieu géométrique de ces racines tracé dans le plan complexe S en fonction de K s'appelle le lieu des racines.

Pour k nul, les racines sont celles données par l'équation $D = 0$ c'est-à-dire les mêmes racines que celles de la fonction de transfert de boucle ouverte $GH(s)$.

Si k devient très grand alors l'équation caractéristique est approximativement $K N = 0$, c'est - à-dire que les racines sont égales aux zéros de $GH(s)$, ainsi quand K varie de 0 à l'infini, les pôles de boucle fermé partent des pôles en boucle ouverte et se rapproche des zéros en boucle ouverte ou il aboutissant.

3.2.2 Construction du lieu des racines

m : nombre des zéros

Z_i : zéros

n : nombre des pôles

P_i : pôles

Remarque : les pôles et les zéros se sont les racines de l'équation caractéristique.

- **Règle 1** : « point de départ et point d'arrivé »

Les pôles sont des point de départ et les zéros sont des points d'arrivé

- **Règle 2** : « lieu situé sur l'axe réel »

Pour $K > 0$ les points de lieu des racines situé sur l'axe réel se trouvent à gauche d'un nombre impair de pôles et des zéros

- **Règle 3** : « nombre de branches du lieu »

Le nombre de branche de lieu = nombre de pôles n

Le nombre de branches qui tendus vers l'infini $n-m$

- **Règle 4** : « les asymptotes »

Pour les grands distance de l'origine dans le plan de P , les arcs du lieu s'approchent d'un ensemble des droites asymptotes, les asymptotes sont concourant en un point situe sue l'axe réel appelé centre des asymptotes

✓ Le nombre des asymptotes $n-m$

✓ Le centre des asymptotes $\sigma_c = (\sum P_i - \sum Z_i)/(n - m)$

✓ Les asymptotes entre les asymptotes et l'axe réel sont :

$$\beta(2l + 1)\pi/(n - m), l=0,1,\dots, n-m-1 \quad \text{pour } K>0$$

- **Règle 5** : « point de branchement »

Un point de branchement σ_b est un point de l'axe réel ou deux arcs ou plus du lieu des racines convergent vers l'axe réel ou s'éloignent

- **Règle 6** : « le lieu est symétrique par rapport au l'axe réel »

- **Règle7** : « le calcul du point d'intersection de lieu avec l'axe imaginaire se fait par le critère de ROUTH »

3.3. Conception assistée par ordinateur

3.3.1 Introduction

On va exploiter le logiciel MATLAB pour analyser la boucle et simuler a fin de dégager ses principales performances qui dépendent de deux facteurs essentiels :

- Le gain K de la boucle entière.
- Les caractéristiques du filtre passe-bas.

Ces performances concernant généralement :

- La stabilité du système.
- La réponse dynamique (réponse à un échelon, ξ , dépassement, vitesse de la réponse, bande passante, constante de temps τ du système.
- Plage de verrouillage et de capture.

On va pour cela utiliser l'analyse par le lieu géométrique des racines qui consiste à tracer le lieu sur lequel se déplacent les pôles du système en boucle fermée : de ce graphe, on peut tirer les principales caractéristiques du système.

Ce travail est déjà fait par notre collègues donc on donnera seulement les résultats finals de cette simulations et ses conclusions. L'étude de système est basé sur deux types du moteur, ($\tau m = 0.04$ et $\tau m = 0.25$) pour l'utilisation de deux types de filtre (actif et passif).

3.3.2 Pour un filtre passif

La fonction de transfert de la boucle ouverte est : [24]

$$GH(S) = K \frac{\tau 2S + 1}{S(\tau 1S + 1)(1 + \tau mS)}$$

Avec $K = Kp \cdot Ka \cdot Km \frac{n}{2\pi N}$

L'équation caractéristique est $1 + GH(S) = 0$

$$S^3 + \frac{(\tau 1 + \tau m)S^2}{\tau 1 \tau m} + \frac{(\tau 2K + 1)S}{\tau 1 \tau m} + \frac{K}{\tau 1 \tau m} = 0$$

Cette relation peut se mettre sous la forme :

$$S^3 + \frac{\tau m(1 + \tau_1/\tau m)S^2}{\tau_1 \tau m} + \frac{(\tau_2 K + 1)S}{\tau_1 \tau m} + \frac{K}{\tau_1 \tau m} = 0$$

Avec $\tau_1 = (R_1 + R_2)C$ et $\tau_2 = R_2 C$ on peut écrire $\tau_1 = CR_2((R_1/R_2) + 1)$

Donc $\tau_1 = m \tau_2$ avec $m > 1$

On obtient :

$$S^3 + \frac{\left(1 + m \frac{\tau_2}{\tau m}\right)S^2}{m \tau_2} + \frac{(\tau_2 K + 1)S}{m \tau_2 \tau m} + \frac{K}{m \tau_2 \tau m} = 0$$

Posons $P = m\tau_2 / \tau m$ $m\tau_2 = P\tau m$

La fonction de transfert de boucle ouverte peut alors s'écrire :

$$GH(S) = K \frac{\tau_2 S + 1}{S(\tau_1 S + 1)(1 + \tau m S)}$$

$$GH(S) = K \frac{\tau_2 \left(S + \frac{1}{\tau_2}\right)}{S m \tau_2 \tau m \left(S + \frac{1}{m\tau_2}\right) \left(S + \frac{1}{\tau m}\right)}$$

$$GH(S) = K \frac{\left(S + \frac{m}{P\tau m}\right)}{S m \tau m \left(S + \frac{1}{P\tau m}\right) \left(S + \frac{1}{\tau m}\right)}$$

La condition de stabilité conduit donc à deux conditions en fonction des valeurs de K

- $0 < K < 1/\tau m (1 + 1/P)$ pour des valeurs de K assez faibles.
- $P > m - 1$ pour des valeurs de K assez grandes.

La condition d'amortissement :

- $P/m \geq 1/3K\tau m$

3.3.3 Pour un filtre actif

La fonction de transfert de la boucle ouverte est : [24]

$$GH(S) = K \cdot \frac{\tau_2 S + 1}{[(\tau_1 s^2) \cdot (1 + \tau_m S)]}$$

Avec $K = K_a \cdot K_p \cdot K_m \cdot n / 2\pi N$

Où $\tau_1 = m \tau_2$ avec $m > 1$

Et $P = m \tau_2 / \tau_m$ $m \tau_2 = P \tau_m$

En introduisant les paramètres m et P, on obtient :

$$GH(S) = K \cdot \frac{\tau_2 (S + \frac{1}{\tau_2})}{[(m \tau_2 s^2) \cdot (1 + \tau_m S)]}$$

$$GH(S) = K \cdot \frac{(S + \frac{1}{\tau_2})}{[(m \tau_m s^2) \cdot (S + 1/\tau_m)]}$$

$$GH(S) = K \cdot \frac{(S + \frac{m}{P \tau_m})}{[(m \tau_m s^2) \cdot (S + 1/\tau_m)]}$$

La condition de stabilité est :

- $K > 0$
- $P > m - 1$

La condition d'amortissement est :

- $m/0.12 < K$

3.3.4 Les résultats obtenus

D'après les calculs des performances du système (stabilité, amortissement, bande passante, rapidité, plage de capture) et le tracement du lieu des racines on obtient les résultats suivants : [24]

- Le moteur doit, si possible, avoir une constante de temps mécanique faible pour assurer une bonne rapidité du système (tableau.3.1).
- Le filtre sera choisi de type actif pour atteindre des plages de capture les plus larges possibles. (tableau3.2)
- Le rapport des résistances de ce filtre est tel que $m = R1/R2 = 5$.
- Le rapport P entre le zéros introduit par le filtre et le pôle introduit par le moteur doit avoir la valeur $P = m \tau_2 / \tau_m = 40$.
- Le gain K qui donne un rapport d'amortissement ξ de l'ordre de 0.707 est d'environ 60. (figure3.1)

On observe que la meilleure configuration dans tous les cas de figure est atteinte pour les valeurs de $m = 5$ et $P = 40$ avec un constante de temps mécanique plus faible.

On donne les différents calculs et les graphes qu'ils sont déjà simulés:[24]

1)

La fonction de transfert d'un moteur à $\tau_m = 0.04s$ pour $M = 5$ et $P = 40$ pour un filtre passif :

$$GH(S) = 25 \frac{\left(S + 25 \cdot \frac{5}{40}\right)}{5 \left(S + \frac{25}{40}\right) (S + 25)}$$

La fonction de transfert d'un moteur à $\tau_m = 0.25s$ pour $M = 5$ et $P = 40$ pour un filtre actif :

$$GH(S) = 4 \frac{\left(S + 4 \cdot \frac{5}{40}\right)}{5 \left(S + \frac{4}{40}\right) (S + 4)}$$

	Un moteur à $\tau m = 0.04s$ M=5 et P=40	un moteur à $\tau m = 0.25s$ M=5 et P=40
Condition de la stabilité	$P > m - 1$	$P > m - 1$
Condition d'amortissement	$K > 1.0417$	$K > 0.1667$
Bande passante de bruit [Hz]	$0.2229 < Bn$	$0.0537 < Bn$
Rapidité du système [s]	$tm < 1.5699$	$tm < 6.5151$
Plage de capture [Hz]	$Pc > 1.6354$	$Pc > 0.1280$

Tableau 3.1. Comparaison des performances entre les deux moteurs.

On remarque que dans le cas d'un moteur à $\tau m = 0.25s$, le temps de montée est plus grand que dans le cas du moteur à $\tau m = 0.04s$, le système est plus rapide avec le moteur $\tau m = 0.04s$.

On trace le lieu des racines pour chaque moteur et pour chaque valeur de m et P choisie (P=40, m=5), comme montre la figure3.1

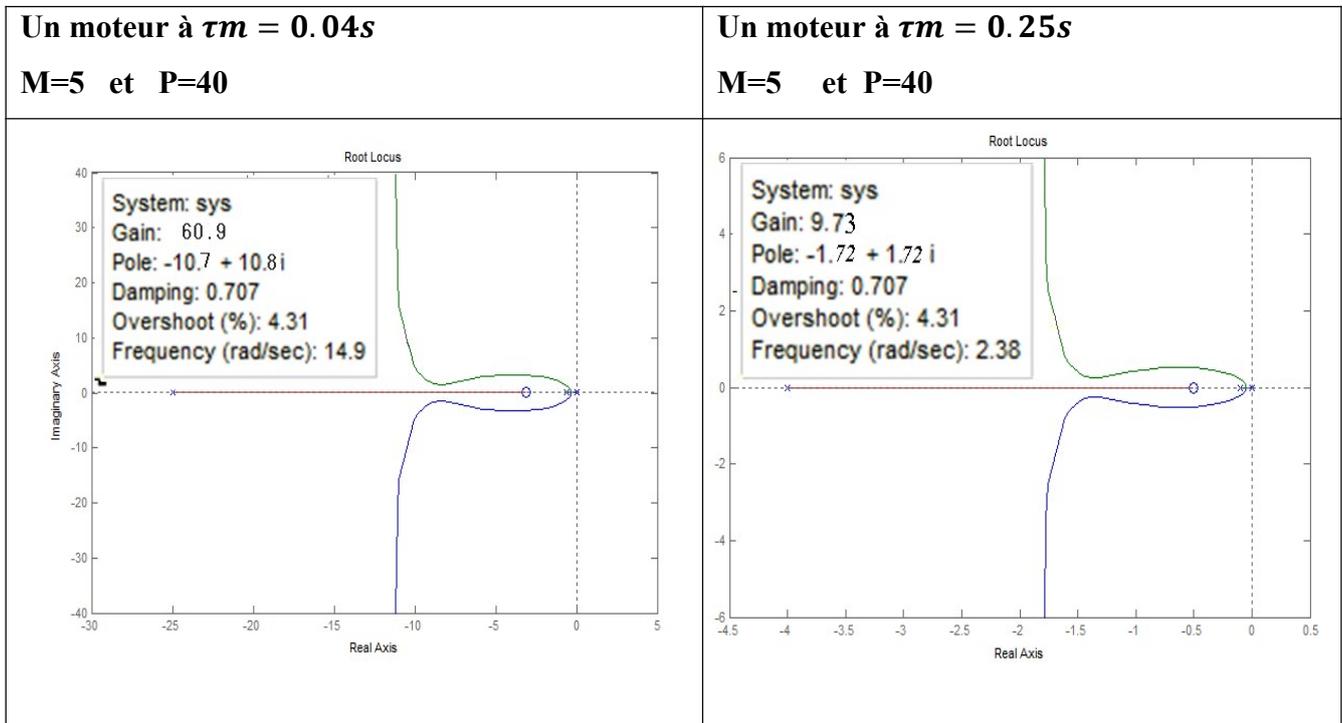


Figure 3.1. Le lieu des racines pour différents valeur de τm du moteur.

- **Interprétation**

D'après les deux graphes on remarque que dans le cas d'un moteur à $\tau m = 0.25s$, le gain est très faible que dans le cas du moteur à $\tau m = 0.04s$, ce qui implique une plage de capture très étroite.

Puisque le moteur $\tau m = 0.25$ nous donne une plage de capture très petite et fait ralentir le système, on va garder le premier choix c'est-à-dire $m = 5$ et $P = 40$ pour $\tau m = 0.04s$.

2)

La fonction de transfert d'un moteur à $\tau m = 0.04s$ pour $M = 5$ et $P = 40$ pour un filtre actif :

	Un moteur à $\tau m = 0.04s$ M=5 et P=40 avec un filtre passif	un moteur à $\tau m = 0.04s$ M=5 et P=40 avec un filtre actif
Condition de la stabilité	$P > m - 1$	$P > m - 1$
Condition d'amortissement	$K > 1.0417$	$K > 41.6667$
Bande passante de bruit [Hz]	$0.2229 < Bn$	$Bn > 4.3173$
Rapidité du système [s]	$tm < 1.5699$	$tm < 0.0811$
Plage de capture [Hz]	$Pc > 1.6354$	$Pc > 5.5958$

Tableau.3.2. Comparaison des performances entre les deux filtres (actif et passif).

A partir de ces résultats on remarque que l'utilisation du filtre actif nous donne un système plus rapide avec un gain plus grand, des performances de la boucle sont donc meilleurs.

3) On va garder le cas $\tau m = 0.04s$, $m = 5$ et $P = 40$ avec un filtre actif qui conduit aux meilleurs à de meilleures performances pour la boucle, On a simulé ce cas par SIMULINK et on a représenté la réponse à une rampe du système globale, ce qui nous permet de tirer également la précision de la boucle en régime dynamique :

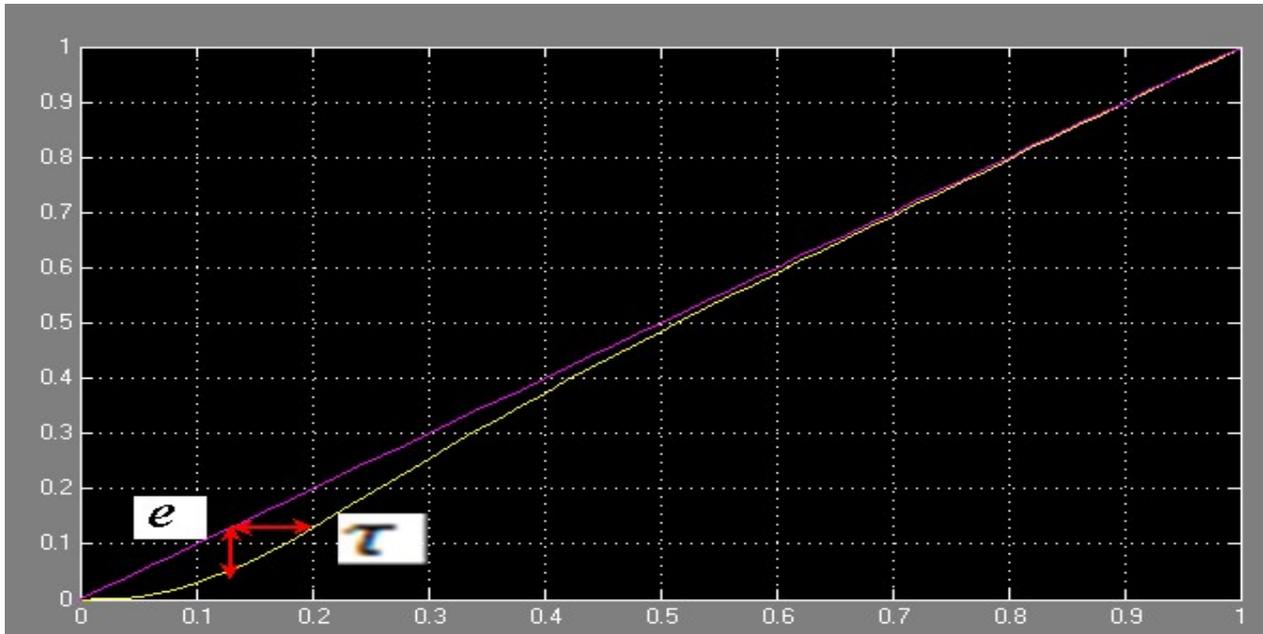


Figure3.2. La réponse à une rampe.

$$e = 0.077 \text{ Hz} \quad \text{et} \quad \tau = 0.07s$$

D'après les valeurs de e et τ on peut dire que ce cas présente une bonne précision.

4.1. Introduction

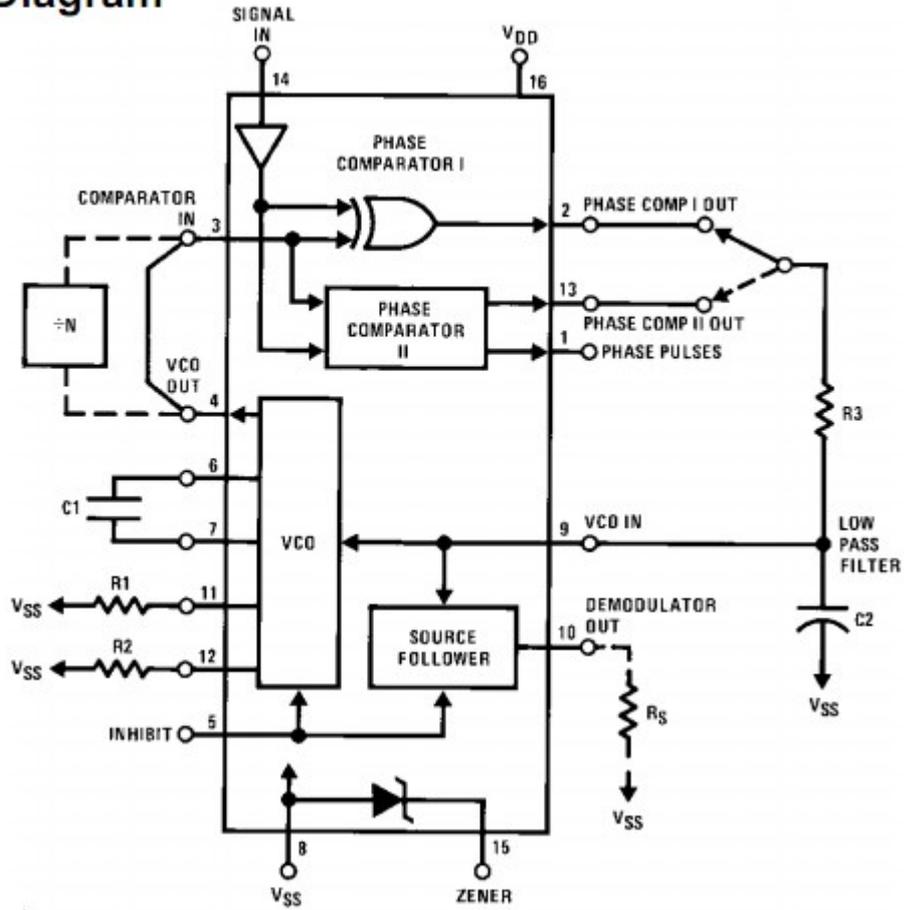
- [1] Boucle à verrouillage de phase
<http://donpichol.free.fr/Int%20de%20cachan/module%20/telecoms/synthese%20PLL.pdf>
- [2] Projet de bureaux d'études : PLL digitales & applications.
http://electel.hebergratuit.com/projets/pll/pll_num.html
- [3] boucle à verrouillage de phase
http://www.lomag-man.org/electronique/cours_elecphys_org-radamat_be/0310pll.pdf
- [4] Les boucles à verrouillages de phase
www.atela.uhp-nancy.fr/tisserand/4046_pll.pdf
- [5] Boucle à verrouillage de phase et applications
http://www.iut.u-bordeaux1.fr/geii/images/stories/Cours_electronique_S3-S4/Boucle_verrouillage_phase.pdf
- [6] <http://www.iut.u-bordeaux1.fr/geii/pdf/couturier/cours10.pdf>
- [7] http://perso.orange.fr/avtj.cours/cours/SE_018_synthese_de_frequence.pdf
- [8] TP3a. Boucles à verrouillage de phase
<http://iut-tice.ujf-grenoble.fr/tice-espaces/GTR/tn/monsite/modtn/tp/TextesTP/cycle2A-1/PLL/TpPll.pdf>
- [9] Chapitre2: la boucle à verrouillage de phase
<http://www.e-campus.uvsq.fr/claroline/backends/download.php?url=LOU0L2NoYXAyX1BMTF8yMDA3LnBkZg%3D%3D&cidReset=true&cidReq=TPE4>
- [10] La boucle à verrouillage de phase
<http://www.ta-formation.com/cours-pll/n-pll.pdf>

- [11] La machine à courant continu
http://www.lerepairedessciences.fr/sciences/agregation_fichiers/Electronique/Cours_MCC.pdf
- [12] Machine à courant continu à excitation séparée
www.syscope.net/elec/C32.pdf
- [13] Le moteur à courant continu
- [14] Etude des systèmes techniques.les moteurs à courant continu
http://sitelec.org/download_page.php?filename=cours/moteurcontinu.pdf
- [15] RAPPORT CAST LYON, 'les robots industriels et leurs application', France, 1990.
- [16] Système asservis linéaires
<http://www.ta-formation.com/cours-sal/n-sal.pdf>
- [17] R. TAYEB CHERIF, HARABI et ACHOUR, 'Commande par microprocesseur de la vitesse d'un moteur à courant continu utilisant la technique PLL', ENP, 1985.
- [18] Mesure de vitesse et de position angulaire.les codeurs.
[Www. home.scarlet.be/lestechriques/regulati.htm](http://Www.home.scarlet.be/lestechriques/regulati.htm)
- [19] J.JOSEPH DI STIFANO,'système asservis : cours et problèmes', Masson, 1990.

- [20] ALIN BLANCHARD, 'Phase-locked loops applications to Coherent received design, John Wiley et sous 1976.
- [21] FLOYD M GARDNER, 'Phase-locked technique', John Wiley et sous 1966.
- [22] GS MOSCHYTZ, 'miniaturized RC filters using phase-locked loop', Bell system Technical Journal May, 1965.
- [23] KLAPPER FRANCKLE, 'Phase-locked and frequency feedback systems', Academic Press, 1972
- [24] R.TAYEB CHERIF, R.KHENAT et D.BABA, 'simulation d'une boucle D'asservissement de contrôle de la vitesse d'un moteur DC par la technique PLL', Thèse d'ingénieur d'état en électronique, Option : contrôle, Institut d'électronique, USDB, Septembre 2007.
- [25] A.W.MOORE, 'Phase -locked Loops for motor speed control', IEEE spectrum-April 1973.

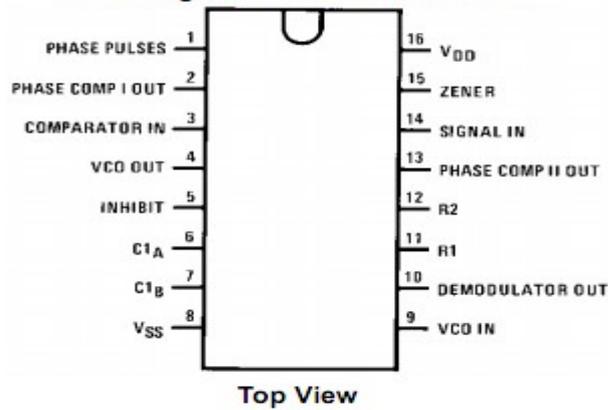
CD 4046

Block Diagram



Connection Diagram

Pin Assignments for SOIC and DIP



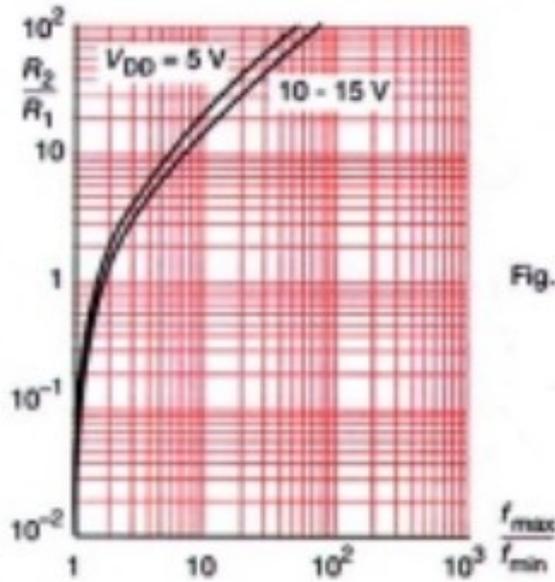


Fig. 1 : Rapport R_2/R_1 typique en fonction du rapport f_{max}/f_{min}

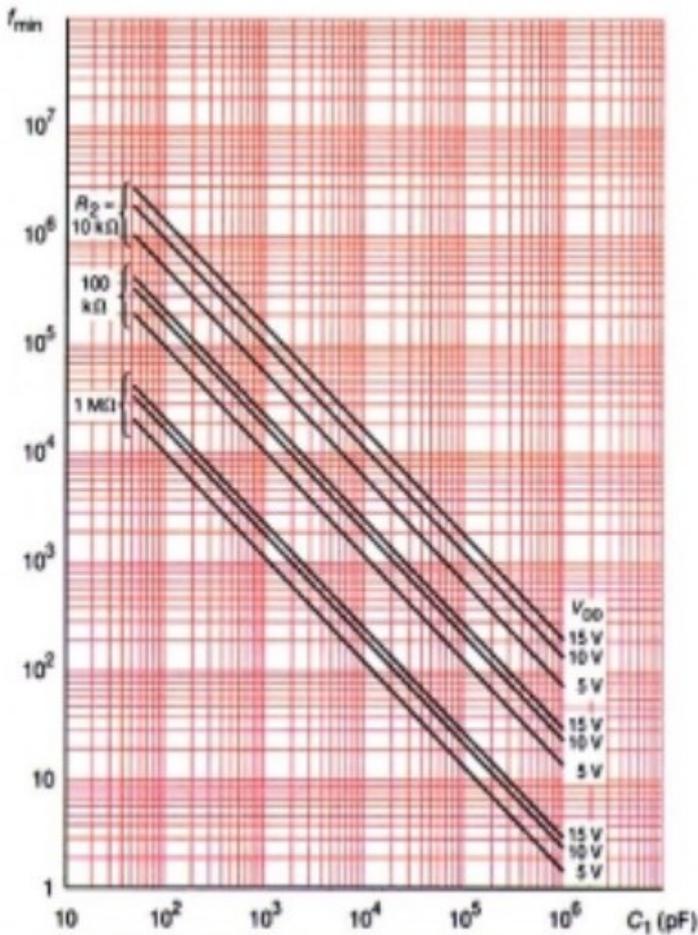


Fig. 2 : Déviation de fréquence typique en fonction de la capacité C_1 ; $T_{amb} = 25^\circ C$; V_{COIN} à V_{SS} ; INH à V_{SS} ; $R_1 = \infty$.

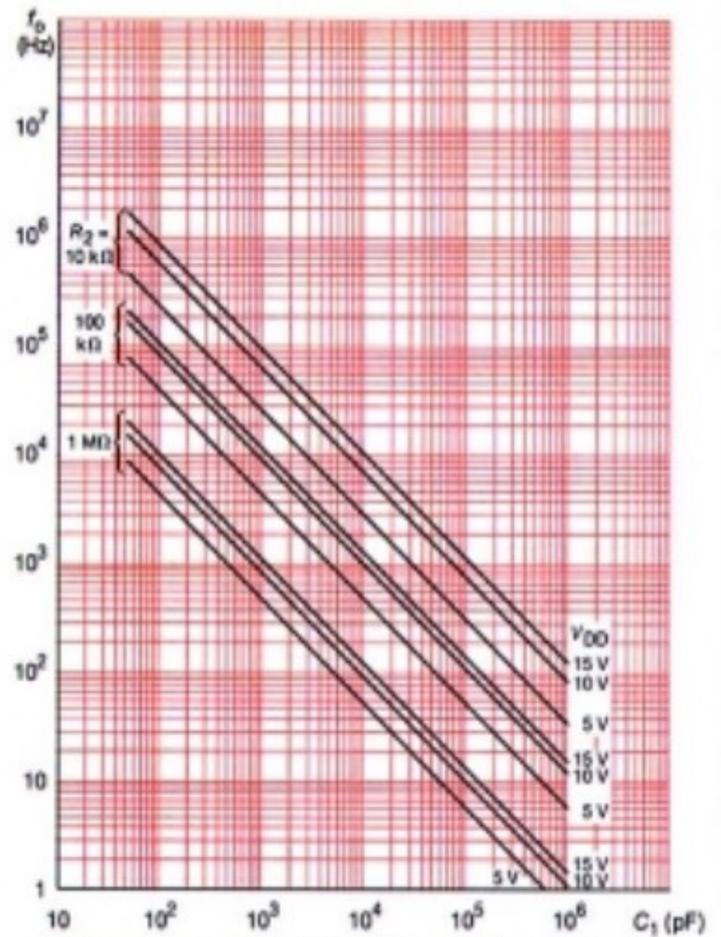


Fig. 3 : Fréquence centrale typique en fonction de la capacité C_1 ; $T_{amb} = 25^\circ C$; V_{COIN} à $1/2 V_{DD}$; INH à V_{SS} ; $R_2 = \infty$.

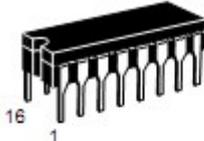
SN54/74LS190

PRESETTABLE BCD/DECADE UP/DOWN COUNTERS

The SN54/74LS190 is a synchronous UP/DOWN BCD Decade (8421) Counter. State changes of the counters are synchronous with the LOW-to-HIGH transition of the Clock Pulse input.

An asynchronous Parallel Load (PL) input overrides counting and loads the data present on the P_n inputs into the flip-flops, which makes it possible to use the circuits as programmable counters. A Count Enable (CE) input serves as the carry/borrow input in multi-stage counters. An Up/Down Count Control (U/D) input determines whether a circuit counts up or down. A Terminal Count (TC) output and a Ripple Clock (RC) output provide overflow/underflow indication and make possible a variety of methods for generating carry/borrow signals in multistage counter applications.

- Low Power . . . 90 mW Typical Dissipation
- High Speed . . . 25 MHz Typical Count Frequency
- Synchronous Counting
- Asynchronous Parallel Load
- Individual Preset Inputs
- Count Enable and Up/Down Control Inputs
- Cascadable
- Input Clamp Diodes Limit High Speed Termination Effects



J SUFFIX
CERAMIC
CASE 620-09



N SUFFIX
PLASTIC
CASE 648-08

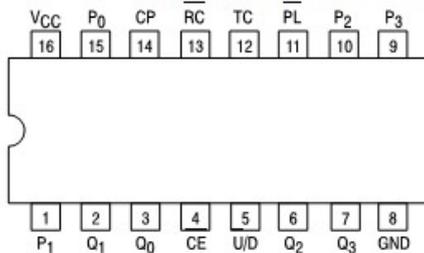


D SUFFIX
SOIC
CASE 751B-03

ORDERING INFORMATION

SN54LSXXXJ	Ceramic
SN74LSXXXN	Plastic
SN74LSXXXD	SOIC

CONNECTION DIAGRAM DIP (TOP VIEW)



NOTE:
The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-Line Package.

PIN NAMES

CE	Count Enable (Active LOW) Input
CP	Clock Pulse (Active HIGH going edge) Input
U/D	Up/Down Count Control Input
PL	Parallel Load Control (Active LOW) Input
P _n	Parallel Data Inputs
Q _n	Flip-Flop Outputs (Note b)
RC	Ripple Clock Output (Note b)
TC	Terminal Count Output (Note b)

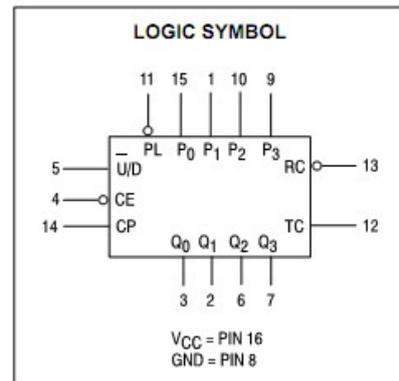
LOADING (Note a)

	HIGH	LOW
CE	1.5 U.L.	0.7 U.L.
CP	0.5 U.L.	0.25 U.L.
U/D	0.5 U.L.	0.25 U.L.
PL	0.5 U.L.	0.25 U.L.
P _n	0.5 U.L.	0.25 U.L.
Q _n	10 U.L.	5 (2.5) U.L.
RC	10 U.L.	5 (2.5) U.L.
TC	10 U.L.	5 (2.5) U.L.

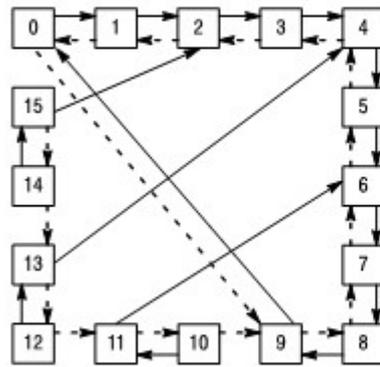
NOTES:

- a. 1 TTL Unit Load (U.L.) = 40 μA HIGH/1.6 mA LOW.
- b. The Output LOW drive factor is 2.5 U.L. for Military (54) and 5 U.L. for Commercial (74) Temperature Ranges.

LOGIC SYMBOL



STATE DIAGRAMS



LS190 $\overline{\text{U/D}}$

UP: $TC = Q_0 \cdot Q_3 \cdot \overline{\text{U/D}}$

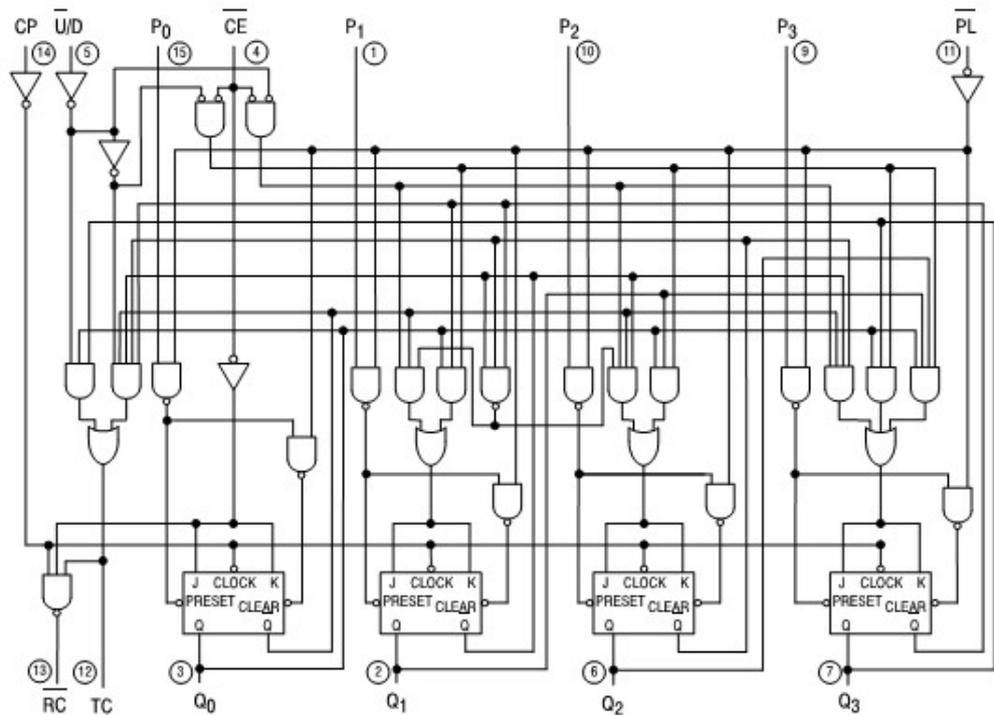
DOWN: $TC = Q_0 \cdot Q_1 \cdot Q_2 \cdot Q_3 \cdot \text{U/D}$

COUNT UP ———

COUNT DOWN - - - - -

LS190

LOGIC DIAGRAMS



VCC = PIN 16
 GND = PIN 8
 ○ = PIN NUMBERS

DECADE COUNTER
 LS190

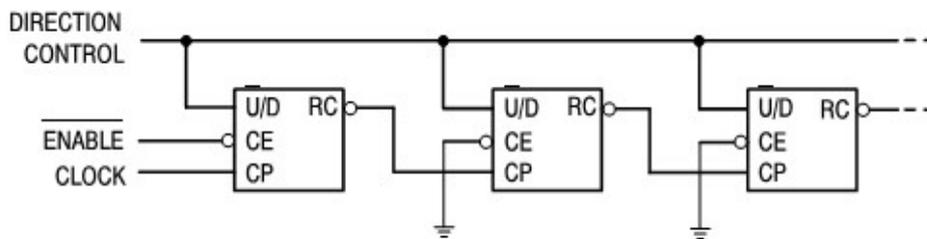


Figure a. n-Stage Counter Using Ripple Clock

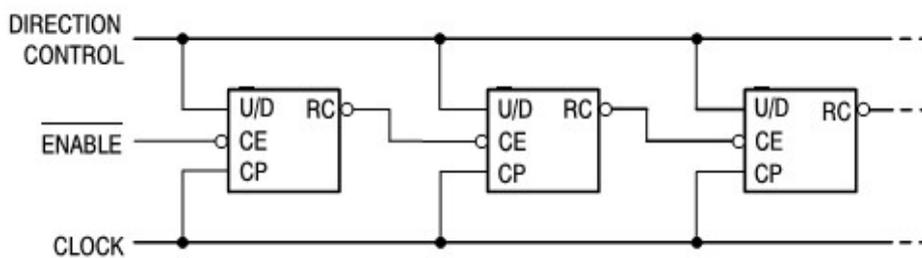


Figure b. Synchronous n-Stage Counter Using Ripple Carry/Borrow

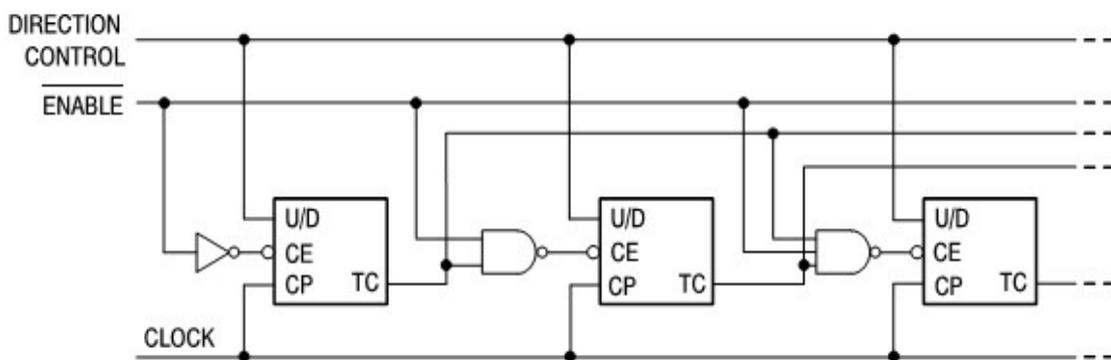


Figure c. Synchronous n-Stage Counter with Parallel Gated Carry/Borrow



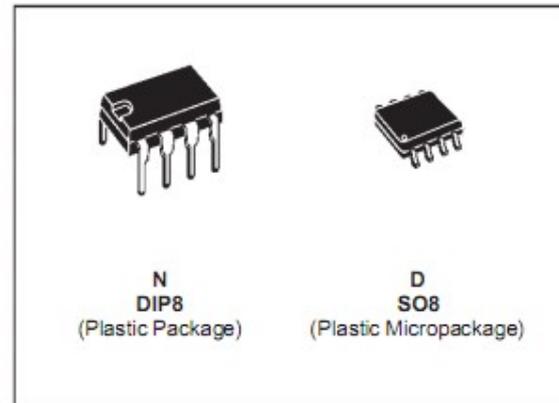
LF155-LF255-LF355
LF156-LF256-LF356
LF157-LF257-LF357

WIDE BANDWIDTH SINGLE J-FET OPERATIONAL AMPLIFIERS

- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- HIGH SPEED J-FET OP-AMPS : up to 20MHz, 50V/ μ s
- OFFSET VOLTAGE ADJUSTMENT DOES NOT DEGRADE DRIFT OR COMMON-MODE REJECTION AS IN MOST OF MONOLITHIC AMPLIFIERS
- INTERNAL COMPENSATION AND LARGE DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE CAPABILITY (UP TO V_{CC}^+)

TYPICAL APPLICATIONS

- PRECISION HIGH SPEED INTEGRATORS
- FAST D/A AND CONVERTERS
- HIGH IMPEDANCE BUFFERS
- WIDEBAND, LOW NOISE, LOW DRIFT AMPLIFIERS
- LOGARITHMIC AMPLIFIERS
- PHOTOCELL AMPLIFIERS
- SAMPLE AND HOLD CIRCUITS



ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
LF355, LF356, LF357	0°C, +70°C	•	•
LF255, LF256, LF257	-40°C, +105°C	•	•
LF155, LF156, LF157	-55°C, +125°C	•	•

Example : LF355N

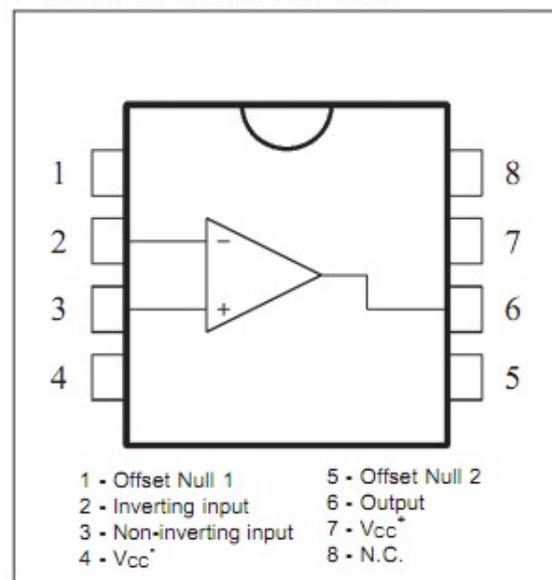
DESCRIPTION

These circuits are monolithic J-FET input operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET on the same chip with standard bipolar transistors.

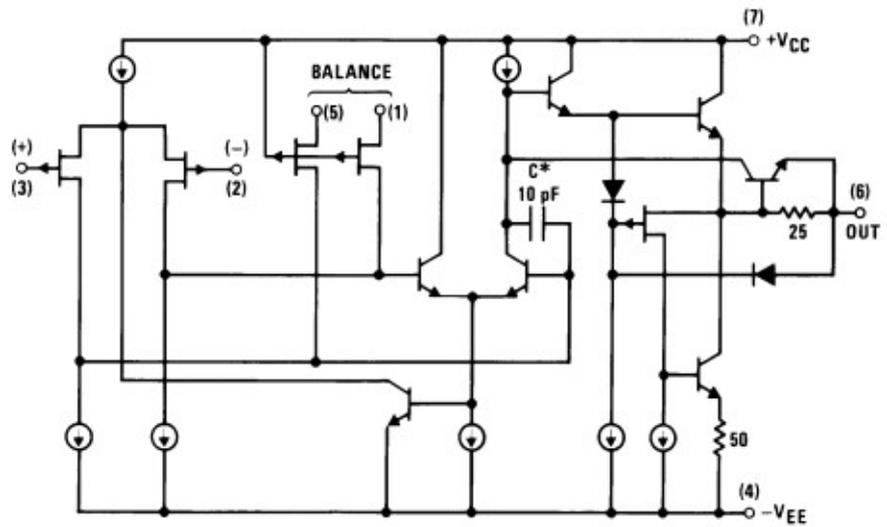
This amplifiers feature low input bias and offset currents, low input offset voltage and input offset voltage drift, coupled with offset adjust which does not degrade drift or common-mode rejection.

The devices are also designed for high slew rate, wide bandwidth, extremely fast settling time, low voltage and current noise and a low 1/f noise level.

PIN CONNECTIONS (top view)



Simplified Schematic



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

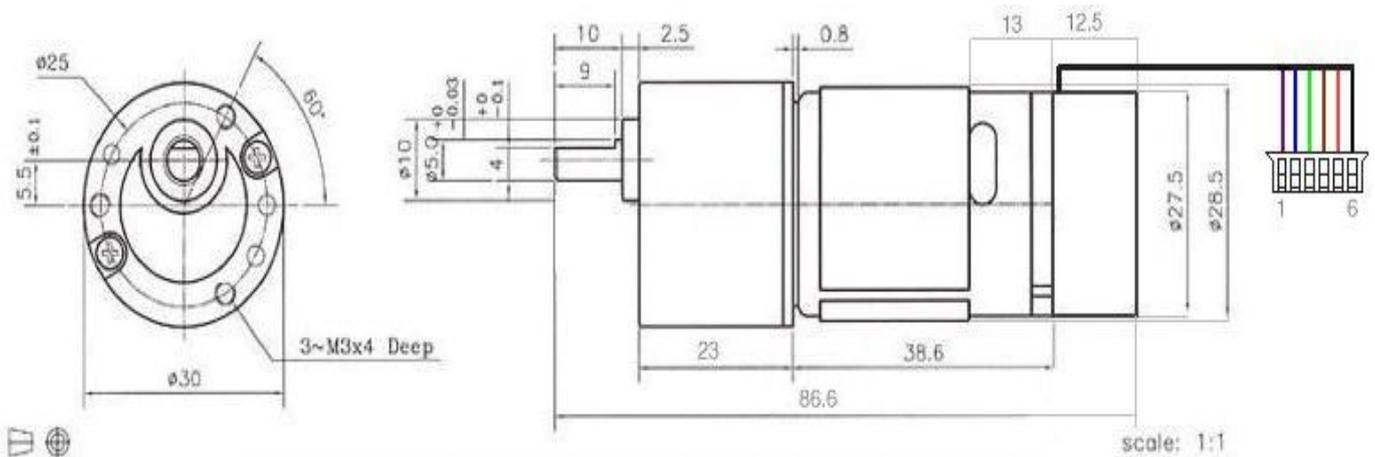
Symbol	Parameter	Value	Unit	
V _{CC}	Supply Voltage	±22	V	
V _i	Input Voltage - (note 1)	±20	V	
V _{id}	Differential Input Voltage	±40	V	
P _{tot}	Power Dissipation	570	mW	
	Output Short-circuit Duration	Infinite		
T _{oper}	Operating Free Air Temperature Range	LF155-LF156-LF157 LF255-LF256-LF257 LF355-LF356-LF357	-55 to +125 -40 to +105 0 to 70	°C
T _{stg}	Storage Temperature Range		-65 to 150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS**LF355, LF356, LF357** $0^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +70^{\circ}\text{C}$ $V_{\text{CC}} = \pm 15\text{V}$, (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	LF355 - LF356 - LF357			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_{\text{S}} = 50\Omega$) $T_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min.}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max.}}$		3	10 13	mV
I_{io}	Input Offset Current - (note 3) $T_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min.}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max.}}$		3	50 2	pA nA
I_{ib}	Input Bias Current - (note 3) $T_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min.}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max.}}$		20	200 8	pA nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($R_{\text{L}} = 2\text{k}\Omega$, $V_{\text{O}} = \pm 10\text{V}$) $T_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min.}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max.}}$	25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio - (note 4)	80	100		dB
I_{CC}	Supply Current (no load) $T_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$				mA
				LF355 2 LF356, LF357 5 4 10	
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift ($R_{\text{S}} = 50\Omega$) - (note 2)		5		$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
$DV_{\text{io}}/V_{\text{io}}$	Change in Average Temperature Coefficient with V_{io} adjust ($R_{\text{S}} = 50\Omega$)		0.5		$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ per mV
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range ($T_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$)	± 10	+15.1 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio	80	100		dB
$\pm V_{\text{OPP}}$	Output Voltage Swing $R_{\text{L}} = 10\text{k}\Omega$ $R_{\text{L}} = 2\text{k}\Omega$	± 12 ± 10	± 13 ± 12		V
GBP	Gain Bandwidth Product $T_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$			LF355 2.5 LF356 5 LF357 20	MHz
SR	Slew Rate ($T_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$) $A_{\text{V}} = 1$ $A_{\text{V}} = 5$			LF355 5 LF356 12 LF357 50	V/ μs
R_{i}	Input Resistance ($T_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$)		10^{12}		Ω
C_{i}	Input Capacitance ($T_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$)		3		pF
e_{n}	Equivalent Input Noise Voltage ($T_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$, $R_{\text{S}} = 100\Omega$) $f = 1000\text{Hz}$ $f = 100\text{Hz}$			LF355 20 LF356, LF357 12 LF355 25 LF356, LF357 15	$\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$
i_{n}	Equivalent Input Noise Current ($T_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$, $f = 100\text{Hz}$ or $f = 1000\text{Hz}$)		0.01		$\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}}$
t_{s}	Settling Time ($T_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$) - (note 5)			LF355 4 LF356, LF357 1.5	μs

EMG30

The EMG30 (encoder, motor, gearbox 30:1) is a 12v motor fully equipped with encoders and a 30:1 reduction gearbox. It is ideal for small or medium robotic applications, providing cost effective drive and feedback for the user. It also includes a standard noise suppression capacitor across the motor windings.

Measurements**Connector**

The EMG30 is supplied with a 6 way JST connector (part no PHR-6) at the end of approx 90mm of cable as standard.

The connections are:

Wire colour	Connection
Purple (1)	Hall Sensor B Vout
Blue (2)	Hall sensor A Vout
Green (3)	Hall sensor ground
Brown (4)	Hall sensor Vcc
Red (5)	+ Motor
Black (6)	- Motor

note that pull up resistors (we used 4k7) are required on the hall sensor outputs, and wires are the colours from the actual cable.

specification

Rated voltage	12v
Rated torque	1.5kg/cm
Rated speed	170rpm
Rated current	530mA
No load speed	216
No load current	150Ma
Stall Current	2.5A
Rated output	4.22W
Encoder counts per output shaft turn	360

Measured Shaft Speed when used off-load with MD23 and 12v supply.

Minimum Speed	1.5rpm
Maximum Speed	200rpm

DM74LS00

Quad 2-Input NAND Gate

General Description

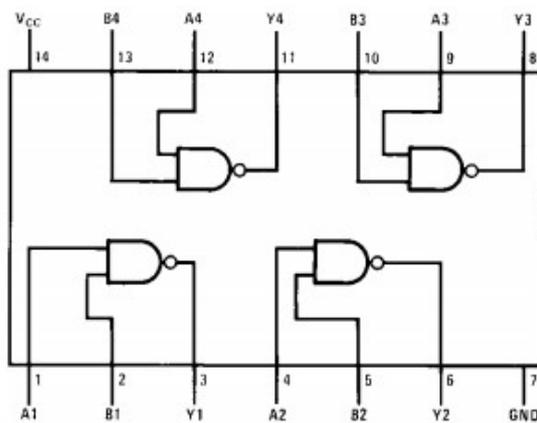
This device contains four independent gates each of which performs the logic NAND function.

Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM74LS00M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS00SJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS00N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

Connection Diagram



Function Table

$$Y = \overline{AB}$$

Inputs		Output
A	B	Y
L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

H = HIGH Logic Level

L = LOW Logic Level

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Note 1: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
V_{CC}	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V_{IH}	HIGH Level Input Voltage	2			V
V_{IL}	LOW Level Input Voltage			0.8	V
I_{OH}	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
I_{OL}	LOW Level Output Current			8	mA
T_A	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

Electrical Characteristics

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 2)	Max	Units
V_I	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_I = -18 \text{ mA}$			-1.5	V
V_{OH}	HIGH Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OH} = \text{Max},$ $V_{IL} = \text{Max}$	2.7	3.4		V
V_{OL}	LOW Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OL} = \text{Max},$ $V_{IH} = \text{Min}$		0.35	0.5	V
		$I_{OL} = 4 \text{ mA}, V_{CC} = \text{Min}$		0.25	0.4	
I_I	Input Current @ Max Input Voltage	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 7V$			0.1	mA
I_{IH}	HIGH Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 2.7V$			20	μA
I_{IL}	LOW Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 0.4V$			-0.36	mA
I_{OS}	Short Circuit Output Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 3)	-20		-100	mA
I_{CCH}	Supply Current with Outputs HIGH	$V_{CC} = \text{Max}$		0.8	1.6	mA
I_{CCL}	Supply Current with Outputs LOW	$V_{CC} = \text{Max}$		2.4	4.4	mA

Note 2: All typicals are at $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ\text{C}$.

Note 3: Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

Switching Characteristics

at $V_{CC} = 5V$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameter	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$				Units
		$C_L = 15 \text{ pF}$		$C_L = 50 \text{ pF}$		
		Min	Max	Min	Max	
t_{PLH}	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	3	10	4	15	ns
t_{PHL}	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	3	10	4	15	ns

PNP switching transistors

2N2905; 2N2905A

FEATURES

- High current (max. 600 mA)
- Low voltage (max. 60 V).

APPLICATIONS

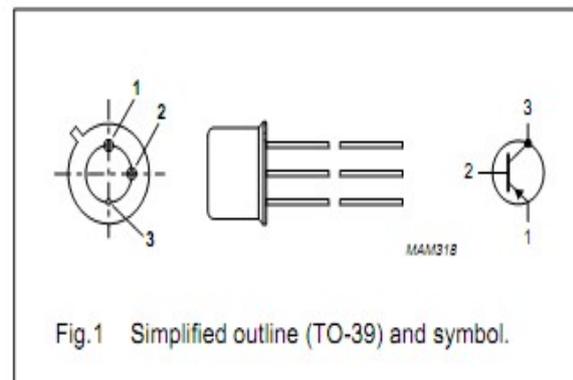
- High-speed switching
- Driver applications for industrial service.

DESCRIPTION

PNP switching transistor in a TO-39 metal package.
NPN complements: 2N2219 and 2N2219A.

PINNING

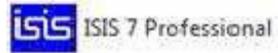
PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	collector, connected to case



QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	-	-60	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	-	-40	V
			-	-60	V
I_C	collector current (DC)		-	-600	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	600	mW
h_{FE}	DC current gain	$I_C = -150\text{ mA}$; $V_{CE} = -10\text{ V}$	100	300	
f_T	transition frequency	$I_C = -50\text{ mA}$; $V_{CE} = -20\text{ V}$; $f = 100\text{ MHz}$	200	-	MHz
t_{off}	turn-off time	$I_{Con} = -150\text{ mA}$; $I_{Bon} = -15\text{ mA}$; $I_{Boff} = 15\text{ mA}$	-	300	ns

Prise en main du logiciel ISIS (Intelligent Schematic Input System)



1. Démarrer le logiciel

Lancer depuis le raccourci du bureau ou du menu **Démarrer** de votre ordinateur le logiciel

Proteus – ISIS :  ISIS 7 Professional

2. Création de la liste des composants



- Sélectionner l'icône composant :

- Dans la fenêtre du sélectionneur d'objets, cliquer sur P 
 - Une nouvelle fenêtre (**Pick Devices**) comme le montre la **Figure 3.1** de choix de composants s'ouvre : Trouver les composants désirés à partir d'un **mot clé**, ou dans la **catégorie** proposée, puis dans la **sous-catégorie** (par défaut choisissez dans la sous-catégorie

Generic.



Figure 6.1 : fenêtre du Pick Devices

- Cliquer une fois pour faire apparaître le composant, s'il convient double cliquer pour qu'il s'inscrive sur la liste de travail **DEVICES**.
- Procéder ainsi, pour placer dès le début du TP tous les composants que vous aurez besoin par la suite sur la liste de travail, puis fermer la fenêtre en cliquant sur **OK**.
- Dans notre cas il faut sélectionner les composants « RES », « CAP » et « SWITCH », qui se mettent dans le « panier ».

3. Placement des composants sur le schéma

- Sélectionner le composant à placer dans la liste faite précédemment et le placer dans la zone de travail de la fenêtre d'édition (voir **Figure 6.2**).

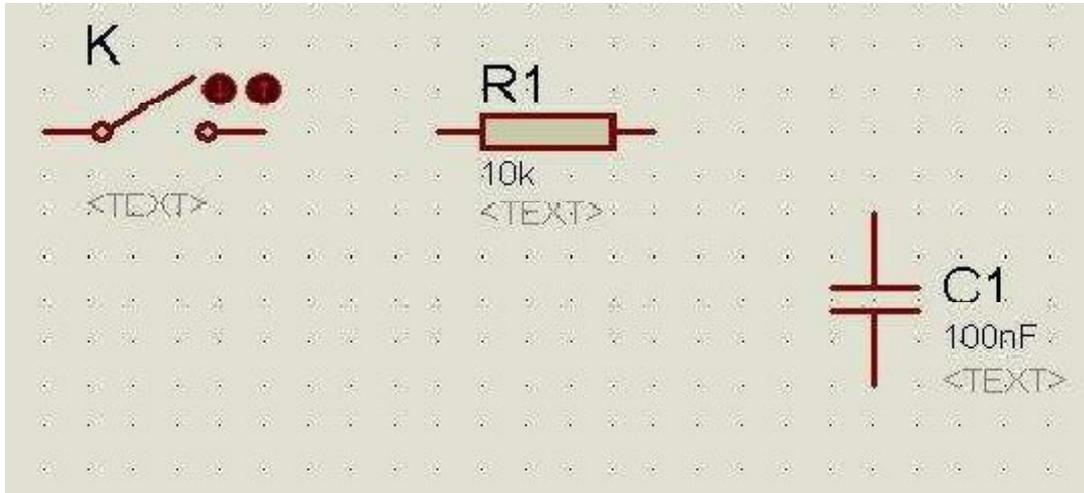


Figure 6.2 : le schéma de placement des composants

- Eventuellement le tourner ou lui faire faire une symétrie à l'aide des outils d'orientation du menu de la boîte à outils (**Figure 6.3**):

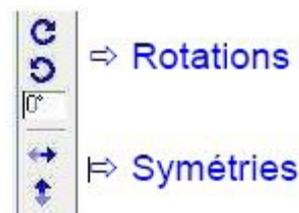


Figure 6.3 : les outils d'orientation

- Les composants placés, il faut définir leurs paramètres : Cliquer gauche sur le composant, le symbole devient rouge, recliquer gauche, une fenêtre pour éditer les propriétés s'ouvre.
 - Nommez-les (R1, C1 et K) et affectez les valeurs suivantes : R1 = 10kF et C1= 100nF

4. Placement des différentes connexions externes

Pour GROUND; OUTPUT ; INPUT...Après avoir cliqué sur cette

fonction  Sélectionnez la connexion et après l'avoir mise dans le « panier », la placer sur le schéma. Pour notre schéma, nous utiliserons la masse (GROUND).

5. Placement des alimentations et des générateurs

Il faut maintenant placer les différentes alimentations ou générateurs utilisés.

- Cliquer sur et sélectionner un générateur (DC, SINE, PULSE...).
- Ensuite cliquer sur le schéma pour le placer (ici Pulse = rectangle).
- Les alimentations ou générateurs placés, il faut leur donner un nom et régler les différents paramètres qui sont fonctions du type de générateurs choisis.

Cliquer gauche sur le générateur, le symbole devient rouge, recliquer gauche, une fenêtre pour éditer les propriétés s'ouvre (**Figure 6.4**).

- Donner un nom (VE).
- Régler l'amplitude des tensions : $V_{Emin} = 0V$ et $V_{Emax} = 10V$
- Régler pour avoir un signal carré de fréquence 200 Hz.

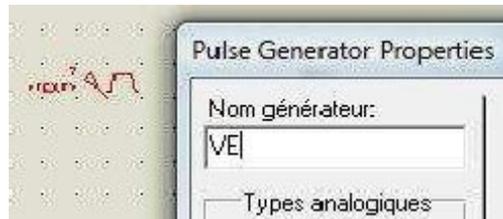


Figure 6.4 : fenêtre du Pulse Generator Properties

6. Réalisations des connexions

Il nous reste à relier les connexions entre les différents symboles.

- Sélectionner dans le menu  Aller sur l'extrémité d'un composant, cliqué, le début de la liaison est créée, puis aller cliquer sur le composant à relier pour finir la liaison, le logiciel positionne seul le chemin (**Figure 6.5**).

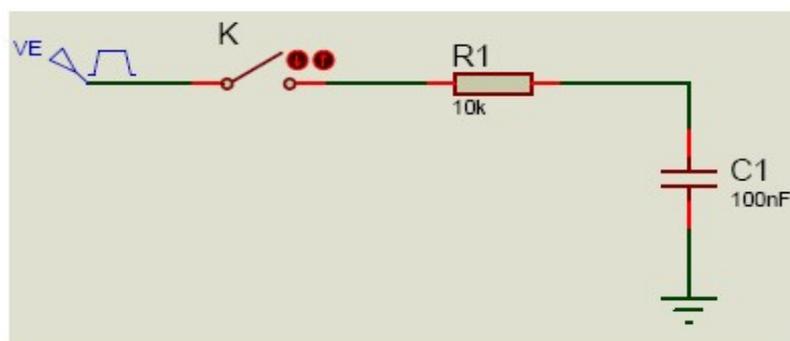


Figure 6.5 : le schéma de liaison

7. Placement des instructions des mesures

Il faut choisir le ou les appareils de mesure que l'on souhaite utiliser en cliquant sur l'icône :
Comme le montre la **Figure 6.6**



Figure 6.6 : fenêtre des appareils de mesure

Pour un voltmètre continu (**DC VOLTMETER**), comme pour un voltmètre réel, il mesure une DDP (différence de potentiel) entre les 2 points connectés, il faut donc le relier à 2 points.
Comme le montre la **Figure 6.7** :

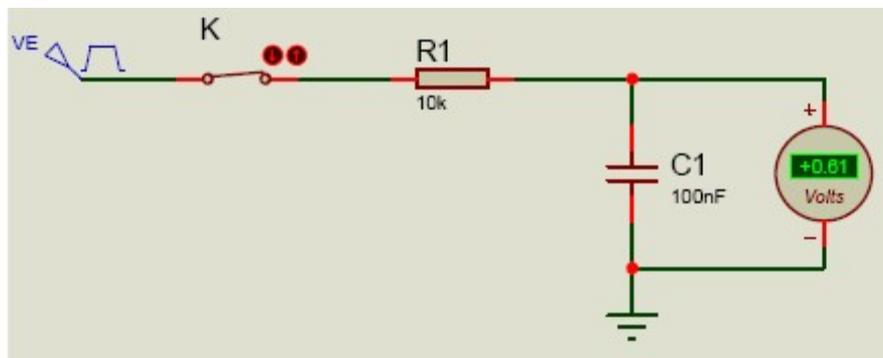


Figure 6.7

8 .Animation-simulation du fonctionnement

Pour lancer l'animation. Cliquer sur la flèche, comme sur un appareil multimédia, Fermer l'interrupteur **K** en cliquant sur la flèche de commande, il est maintenant possible de lire les informations données par le voltmètre en temps réel.

9 .utilisation avancée des appareils de mesure

Réaliser le schéma de la **Figure 6.8**, avec $R1 = 10 \text{ k}\Omega$ et $C1 = 100 \text{ nF}$. Le générateur VE devra être paramétré ainsi : VE compris entre 0 V et 10 V ; forme rectangulaire de rapport cyclique 0,5 (soit une largeur d'impulsion de 50%) ; fréquence = 200Hz. Placer les instruments de mesures suivants : un ampèremètre (**DC AMMETER**) ; un voltmètre (**DC VOLTMETER**) et un oscilloscope.

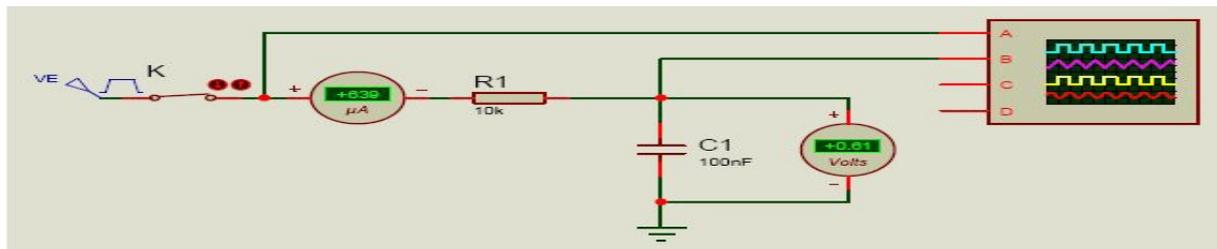


Figure 6.8

Lancer la simulation.

Si l'écran de l'oscilloscope n'apparaît pas, vous devez arrêter la simulation, cliquer gauche une fois sur l'oscilloscope (il devient rouge) et aller sur le menu **Mise au point** puis valider sur **Réinitialiser fenêtres pop-up**. Vous pouvez alors relancer la simulation, elle se déroule en temps réel comme le montre la **Figure 6.9**. Procéder en suite aux réglages :

- Mettre les **voies C et D** de l'oscilloscope sur OFF.
- Régler la base de temps de l'oscilloscope pour avoir plusieurs périodes sur l'écran.
- Mettre la **voie A** sur DC et régler la sensibilité avec le commutateur, au besoin bien repositionner le signal avec la molette.
- Mettre la **voie B** sur DC ou AC pour supprimer la composante continue, régler la sensibilité pour avoir une bonne amplitude, au besoin bien repositionner le signal avec la molette.

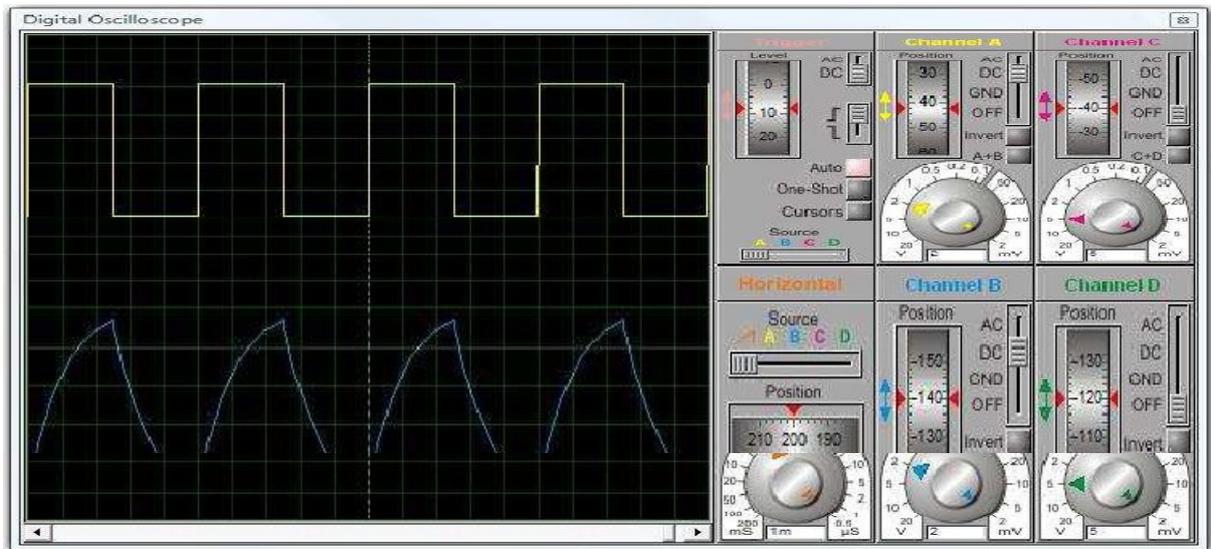


Figure 6.9 : le schéma de l'oscilloscope

Prise en main du logiciel ARES



A partir de l'environnement ISIS Sélectionner l'icône rouge à droite :  comme le montre la

Figure 6.10 :

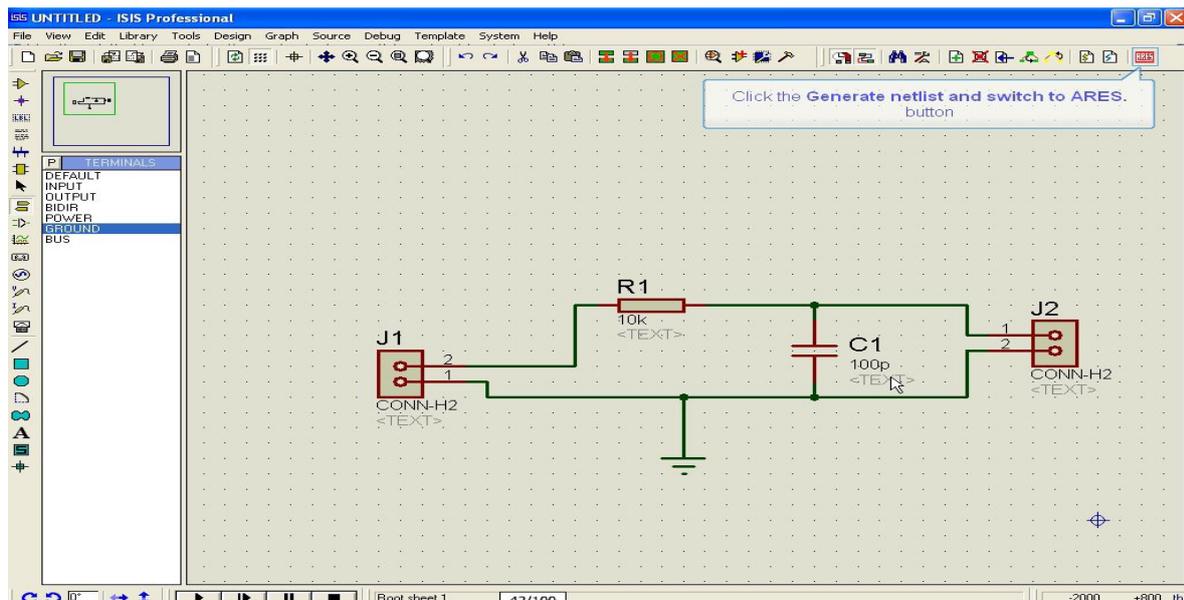


Figure 6.10



Sélectionner l'icône composant:

Lorsque on termine de mettre les composants click sur l'icône « Tools » de la **Figure 6.11** :

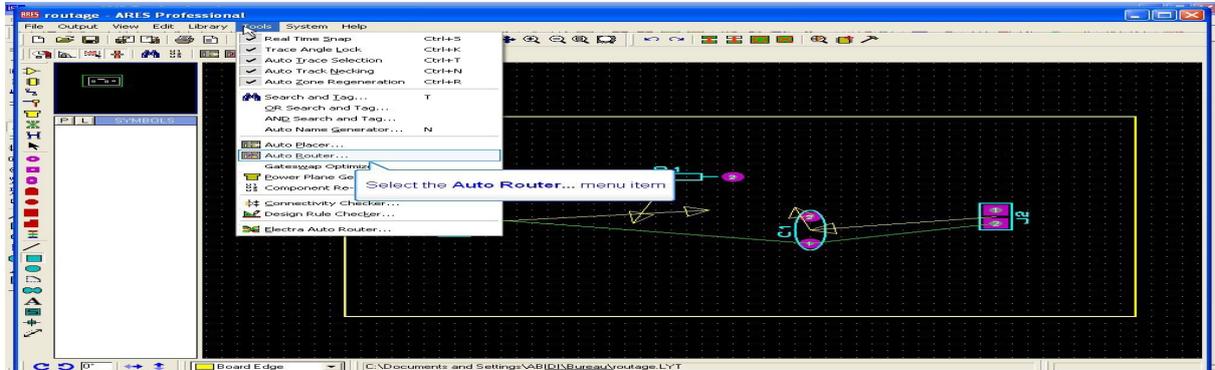


Figure 6.11

Click sur « Edit Stratégies » de la **Figure 6.12** :

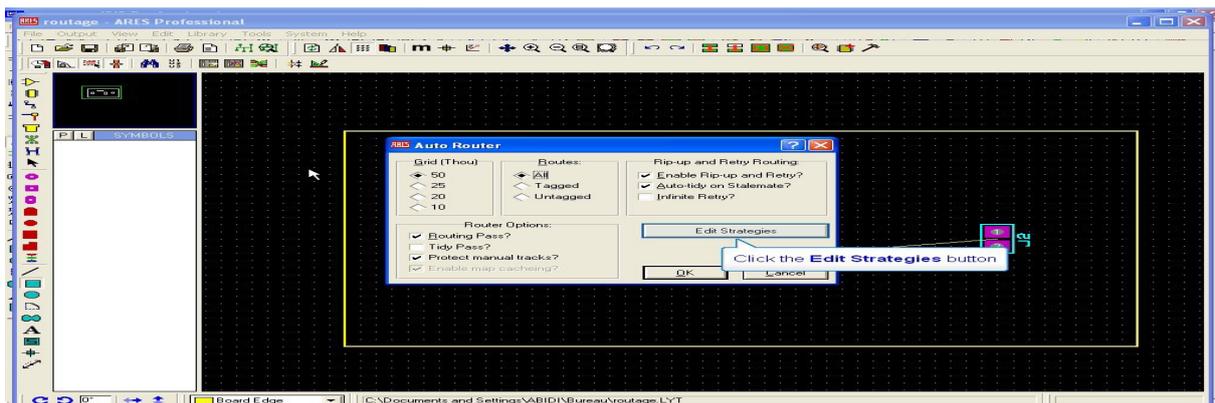


Figure 6.12

Puis réglé les paramètres comme le montre la **Figure 6.13** suivante :

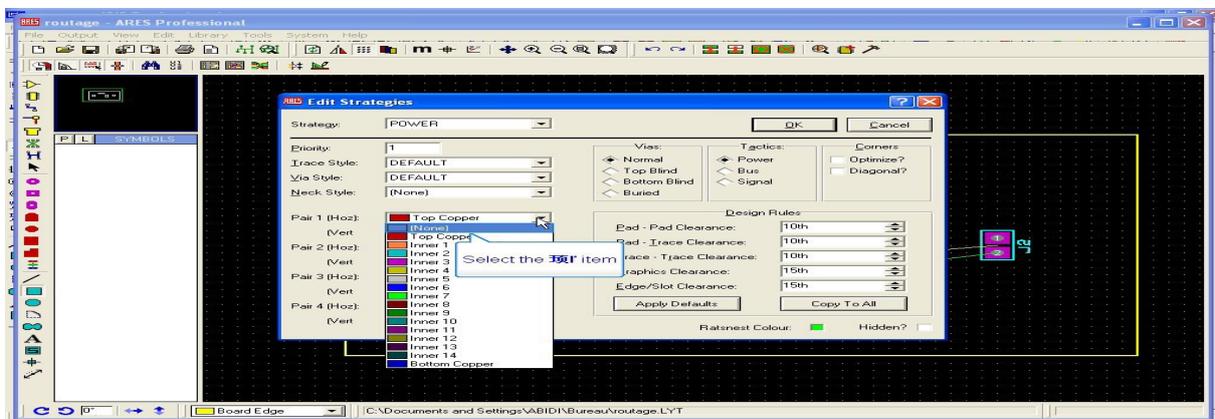


Figure 3.13

