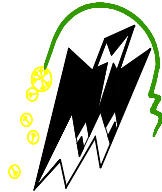


République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou

Faculté génie électrique et d'informatique

Département d'électrotechnique



Projet de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'Etat en électrotechnique
option machines électriques

THÈME :

ETUDE ET REALISATION D'UNE ALIMENTATION
IMPULSIONNELLE DESTINEE AUX CAPTEURS A
COURANTS DE FOUCAULT

Proposé par :

M^r H.Mohellebi

Dirigé par :

M^{me} Z. OUDNI

M^r S.H. Ould Ouali

Présenté par :

M^{lle} K. MAHMOUDI

2008/2009

Remerciements

Nous remercions DIEU tout puissant, maître des cieux et de terre, qui nous a permis de mener à bien ce travail.

*Je suis très reconnaissante à Monsieur **SAMY HASSANI OULD OUALI** Maître assistant à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour avoir accepté de diriger mon travail, et pour leurs encouragements, leur patience et leur soutien qui m'ont été d'une aide précieuse. Leur encadrement et surtout les conseils avisés qu'ils m'ont prodigué, témoignent de leurs qualités scientifiques et humaines.*

*Je tiens à remercier et exprimer notre gratitude à ma Co-promotrice **M^{me} Z. OUDNI**.*

*Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à Monsieur le professeur **H. MOHELLEBI** de l'université **MMTO**, de nous avoir fait l'honneur d'accepter la présidence du jury.*

*Nos remerciements vont aussi à Monsieur **A.DICHE** maître assistant à l'université **MMTO** pour avoir bien voulu examiner ce travail.*

*Je remercie vivement Monsieur **F. HOCINI**, maître assistant, à l'université **MMTO**, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de faire partie du jury de ce travail.*

*Je remercie vivement Monsieur **CHALLAL** pour son aide et ces conseils précieux lors de la réalisation de ce travail.*

*Je voudrais aussi remercier vivement les enseignants de département **ETH** de l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.*

Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I: Généralités sur le contrôle non destructif

I.1 Introduction.....	2
I.2 Description du CND.....	2
I.3 Fonctions et domaines d'utilisation de CND.....	2
I.3.1 Fonction de CND	2
I.3.2 Domaines d'utilisation du CND.....	2
I.4 Différents types de défauts	2
I.4.1 Les défauts en surface	2
I.4.2 Les défauts internes	3
I.5 Techniques de CND.....	3
I.5.1 Le ressuage	3
I.5.2 La magnétoscopie	4
I.5.3 La radiographie	4
I.5.4 Les ultrasons.....	5
I.6 Contrôle par courants de Foucault.....	6
I.6.1 Principe.....	6
I.6.2 capteurs à courants de Foucault.....	6
I.6.2.1 Différents types de capteurs à courants de Foucault	7
I.6.2.2 Modes de fonctionnement des sondes à courants.....	8
de Foucault	
I.6.2.3 Techniques de mesure	9
I.7 Avantages et inconvénients de CND par courant de Foucault.....	10
I.7.1 Avantages.....	10
I.7.2 Inconvénients.....	10

Chapitre II: Fonctionnement de l'alimentation

II.1 Introduction.....	11
II.2 Modélisation de l'alimentation.....	11
II.2.1 Phase de la charge du condensateur.....	11
II.2.2 phase de la décharge du condensateur.....	14
II.3 Conclusion.....	17

Chapitre III: Généralité sur les composants de puissances et les relais

III-1 Introduction.....	18
III-2 Structure des semi-conducteurs.....	18
III-3 L'effet avalanche.....	19

III-4 La diode.....	19
III-4-1 Caractéristique statique d’une diode.....	20
III-5 Le thyristor.....	21
III-5-1 Structure du thyristor.....	21
III-5-2 Conditions d’amorçage du thyristor.....	22
III-5-3 Courbe caractéristique de thyristor.....	22
III-5-4 Commutations.....	23
III-5-5 Caractéristique d’entrée.....	24
III-6 Le Darlington.....	25
III-7 Composant utilisé pour la commande.....	26
III-8 Relais.....	26
III-8-1 Présentation.....	26
III-8-2 Relais électromécaniques.....	26
III-8-3-Avantages du relais électromécanique.....	27
III-8-4 Inconvénients du relais électromécanique.....	28
III-8-5 Brochages de quelques relais électromécaniques.....	29

1. Chapitre IV : Les composants électroniques et logiques

IV-1 Introduction	30
IV-2 Amplificateur Opérationnel.....	30
IV-2.1 Définition.....	30
IV -2-2 Symbole.....	30
IV-2-3 Amplificateur opérationnel idéal.....	31
IV-2-4 Quelques applications.....	31
IV-2-4-1 Montage Suiveur.....	31
IV-2-4-2 Montage non inverseur.....	32
IV-2-4-3 Montage d’amplificateur de différence.....	33
IV-2-4-4 Montage d’intégrateur.....	33
IV-2-4-5 Montage de Dérivateur.....	34
IV-3 Fonctions logiques élémentaires.....	35
IV-3-1 Introduction.....	35
IV-3-2 Les opérateurs logiques.....	35
IV-3-3 La logique séquentielle.....	38
IV-3-3-1 Les circuits séquentiel.....	38
IV-3-3.2 Différents types de bascules.....	39
IV-4 Le NE555.....	45
IV-4-1 Description du NE555.....	45
IV-4-2 Définition des broches.....	45
IV-4-3 Schéma fonctionnel.....	46
IV-4-4 Principe de fonctionnement.....	47
IV-4-5 Différent modes de fonctionnement.....	47
IV-4-5-1 le fonctionnement monostable	47

IV-4-5-2 Le fonctionnement astable.....	47
IV-5 Le schéma de commande.....	52

Chapitre V: la partie expérimentale

V-1 Introduction.....	53
V-2 Présentation du capteur.....	53
V-3 Caractérisation du capteur.....	53
V-4 Description du banc d'essai.....	53
V-5 Les essais.....	56
V-6 Les résultats expérimentaux.....	56
V-7 Observations et interprétation des résultats.....	63
Conclusion générale.....	64



INTRODUCTION

GENERALE

Les exigences au niveau de la qualité des produits et en matière de sécurité deviennent de plus en plus contraignantes dans l'activité industrielle. Au niveau de la production, il faut dimensionner les pièces au plus juste tout en garantissant leur durée de vie.

Durant l'exploitation du produit, le maintien en état de marche dans de bonnes conditions de sécurité nécessite une bonne connaissance de l'évolution de celui-ci. Cette connaissance permettra en particulier de programmer les opérations de maintenance, voir de réparations, en entravant le moins possible la production. Ceci justifie l'importance croissante que prend le contrôle non destructif. [9]

Les méthodes de contrôle non destructif sont nombreuses, parmi elles on trouve le contrôle par courants de Foucault qui est une méthode facile à mettre en œuvre d'un point de vue matériel, ne nécessite pas de contact avec la pièce à contrôler, mais son emploi exige l'existence des capteurs afin de détecter les défauts.

L'alimentation de ces capteurs peut se faire soit en utilisant des:

- Signaux mono-fréquence.
- Signaux multifréquence.
- Signaux pulsés.

L'objectif de notre travail est de réaliser un banc d'essai de contrôle non destructif pulsé. Pour cela, nous avons subdivisé le mémoire en cinq chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présenterons les différentes techniques de contrôle non destructif.

Le second chapitre est réservé à la modélisation du capteur et de son alimentation de nature pulsée.

Le troisième chapitre portera sur les composants d'électronique de puissance et les relais.

Le quatrième chapitre est consacré à la présentation des composants électroniques, analogique et numérique.

La présentation du banc d'essai et l'interprétation des relevés expérimentaux font l'objet du cinquième chapitre.

***CHAPITRE I: GENERALITES SUR
LE CONTROLE NON
DESTRUCTIF***

I-1 Introduction

L'objet de ce chapitre est de donner une description globale et technique du contrôle non destructif, Le principe de CND par courants de Foucault sera détaillé.

I-2 Description du CND

Le contrôle non destructif est un ensemble de méthodes qui permet de définir l'état d'intégrité d'un produit industriel sans le dégrader.

Le CND peut être utilisé au cours de la production pour détecter la présence de défauts lors de la fabrication, ou au cours d'utilisation pour détecter les défauts qui peuvent apparaître soit suite à un choc ou à cause de l'usure. [10]

I-3 Fonctions et domaines d'utilisation de CND

I-3-1 Fonction de CND

Les techniques de CND sont utilisées pour s'assurer de la qualité d'une production, afin de garantir la tenue en service des pièces et des ensembles fabriqués. Elles sont également très appréciées en maintenance. Elles permettent de vérifier la continuité de la matière, et donc de détecter le manque de matière, les fissures ou la présence de corps étrangers. [11]

Ces techniques servent aussi à la mesure dimensionnelle et à la caractérisation d'une structure ou d'une microstructure.

I-3-2 Domaines d'utilisation du CND

Le CND est appliqué dans divers domaines, tels que: L'aéronautique, l'automobile, l'industrie nucléaire, l'industrie pétrolière, génie civil, mais également l'industrie ferroviaire, la métallurgie, la fonderie et la chimie...etc [6]

I-4 Différents types de défauts

I-4-1 Les défauts en surface

Lors du contrôle d'une pièce, on peut détecter soit une variation de paramètres géométriques ou physiques qui est visible et rend le produit inutilisable, soit des fissures, des piqûres, des criques, dans le premier cas on parle de défauts d'aspect

I-4-2 Les défauts internes

Sont des hétérogénéités de nature, de forme, de dimensions extrêmement variées, localisées dans le volume du corps à contrôler. Leur nomenclature est très et étoffée et spécifique à chaque branche d'activité technologique et industrielle. [10]

I-5 Techniques de CND

Dans ce paragraphe, on représente les diverses techniques de CND en précisant pour chaque type de contrôle ces caractères propres, ces possibilités et limites. Parmi elles nous citons :

I-5-1 Le ressuage

Cette technique est également très ancienne, consiste à pulvériser un liquide pénétrant à la surface préalablement nettoyée de la pièce à contrôler, et à appliquer en suite un révélateur sur la surface, afin de visualiser toutes la discontinuité. De par son principe, cette technique ne permet de détecter que des défauts en surface et ne fournit par leur degré de gravité. Elle reste néanmoins utile lorsque le contrôle non destructif par courants de Foucault ou par magnétoscopie ne peut être utilisé. C'est le cas pour des pièces non conductrices de courant électrique ou non magnétique (figure I.1). [9]

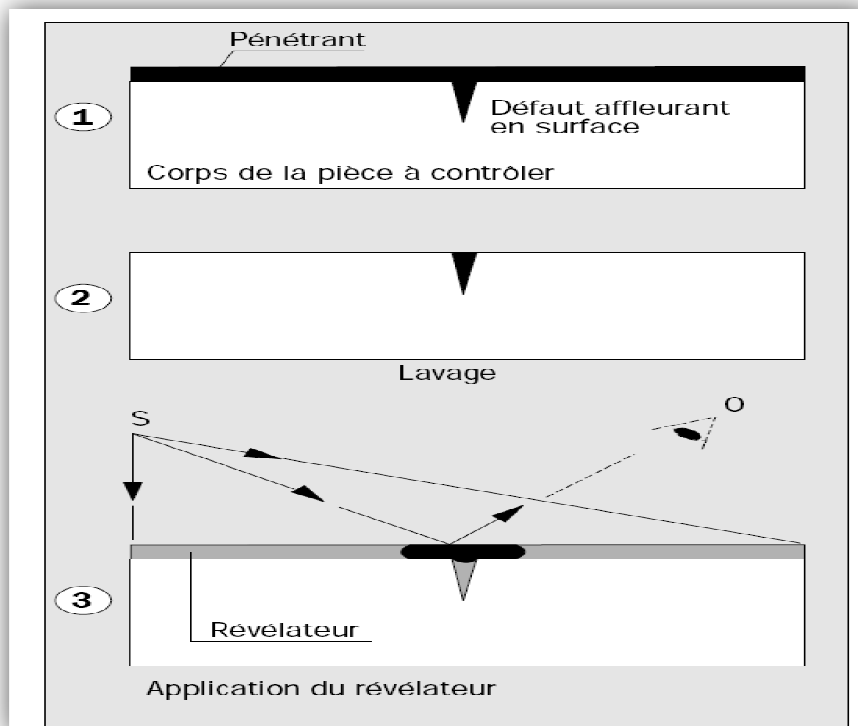


Figure I.1 : Schéma de principe du contrôle par ressuage

I-5-2 La magnétoscopie

Le CND par magnétoscopie n'est utilisable que sur des pièces ferromagnétiques (autrement dit, que l'on peut aimanter). Il ne convient qu'à la recherche de défauts superficiels, qu'ils débouchent en surface ou qu'ils soient sous-cutanés (jusqu'à 10mm de profondeur).

Le principe est simple, si on saupoudre de la limaille de fer sur une surface ferromagnétique, on constate que chaque grain de limaille s'oriente, tel l'aiguille aimantée d'une boussole, dans la direction du champ magnétique. Lorsqu'un défaut est présent dans la pièce, au voisinage de la surface, l'orientation du champ magnétique est modifiée et son intensité en surface augmente. On note alors, à l'aplomb du défaut, une agglomération de particules magnétiques. Une observation visuelle permet alors de détecter les défauts. [11]

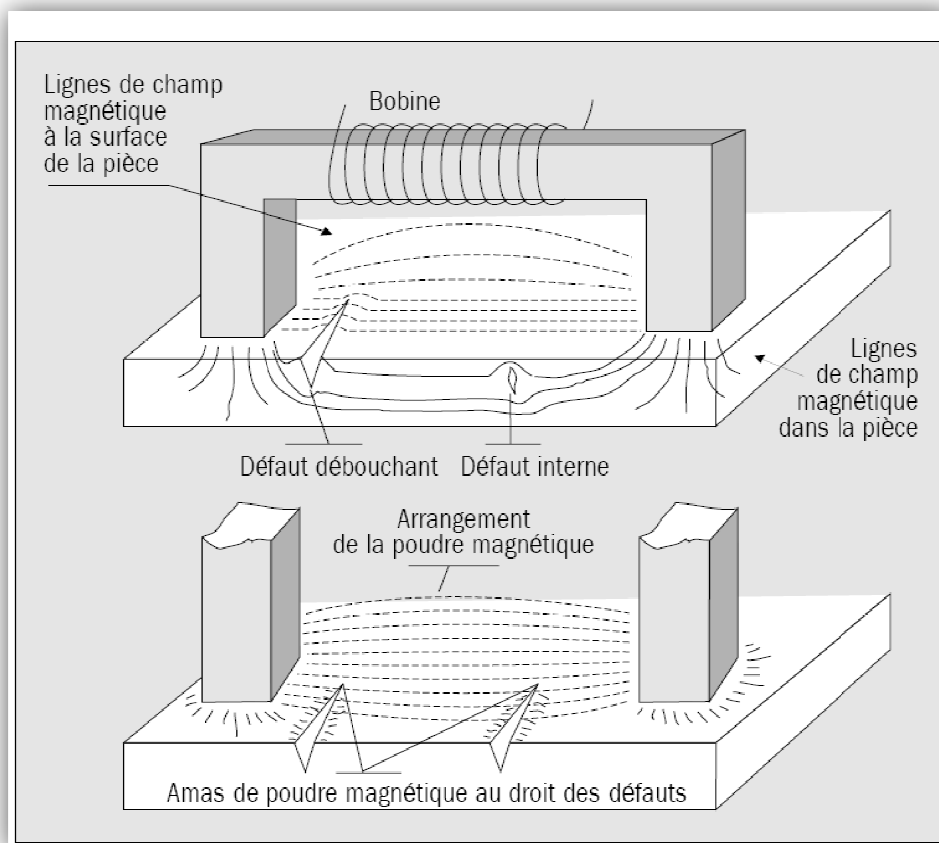


Figure I.2 : Schéma de principe du contrôle par magnétoscopie

I-5-3 La radiographie

La radiographie industrielle est comparable à la radiographie médicale : elle consiste à faire traverser par un rayonnement électromagnétique de très courte longueur d'onde, comme les rayons X ou les rayons γ , la matière à inspecter. Lors de leur passage à l'intérieur de la

pièce, les photons voient leur énergie absorbée totalement ou partiellement, selon sa densité. Un film placé derrière la pièce est irradié par les photons qui ont encore suffisamment d'énergie. Il récupère ainsi le radiogramme, où les zones avec des défauts sont représentées par une variation de la densité optique. [12]

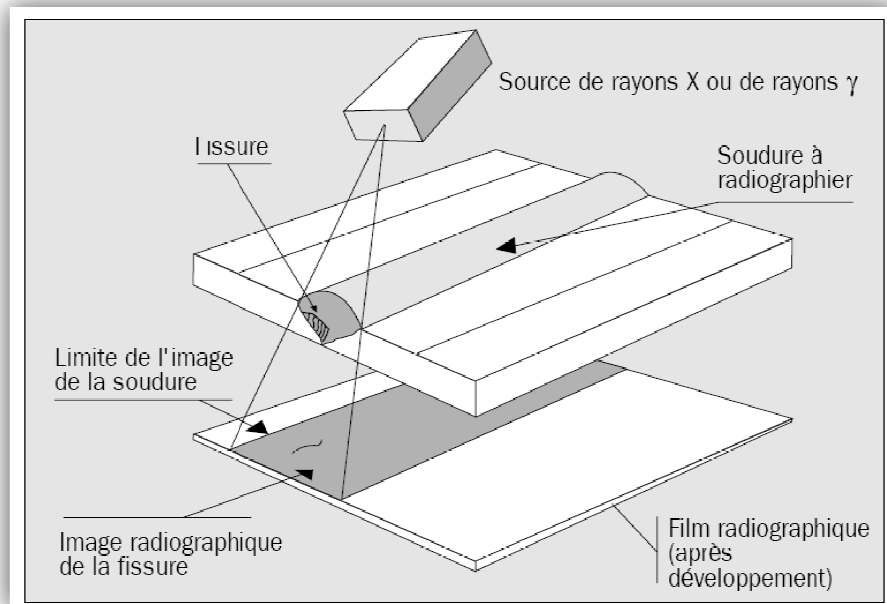


Figure I.3 : Schéma de principe du contrôle par radiographie.

I-5-4 Les ultrasons

Cette technique est utilisée pour la détection de défauts internes (fissure, inclusions, porosité) à des endroits difficiles d'accès, elle sert aussi pour le calcul de l'épaisseur de tôles simples ou assemblées.

Son principe de fonctionnement est basé sur la conversion de pulsations électriques en vibrations mécaniques. Un élément piézoélectrique excité par une très petite charge électrique transmet des pulsations de nature ultrasonique. Ces pulsations ainsi envoyées passant à travers la pièce à inspecter et sont réfléchies par les fissures ou autres imperfections présentes dans le matériau. Les échos recueillis sont convertis en signaux électriques et la lecture se fait sur écran. L'analyse permet de déterminer la largeur, la profondeur et le nombre de fissures....[13]

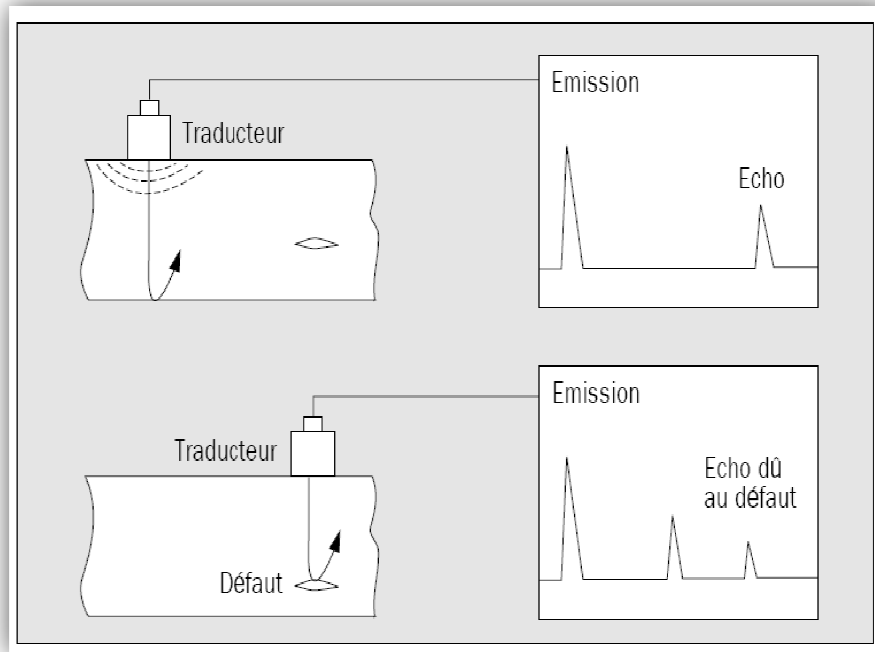


Figure I.4 : Schéma de principe du contrôle par ultrasons.

I-6 Contrôle par courants de Foucault

I-6-1 Principe

La technique est basée sur les interactions électromagnétiques entre une sonde à courants de Foucault et la structure à contrôler. La sonde à courants de Foucault, par exemple constituée d'une bobine (enroulement de spires) parcourue par un courant d'intensité variable dans le temps, induit un champ électromagnétique variable. Placée à proximité de la structure à contrôler, elle induit des courants qui y circulent localement.

L'interaction électromagnétique dépend des paramètres constitutifs de la structure à contrôler (conductivité, perméabilité) et de la présence d'un défaut. [6]

I-6-2 Capteurs à courants de Foucault

Les capteurs à courant de Foucault sont utilisés depuis longtemps pour le contrôle des pièces conductrices. Leurs applications se trouvent dans divers domaines industriels qui vont de la mesure des propriétés de la matière des mesures dimensionnelles jusqu'à la détection de défauts dans la pièce. [4]

I-6-2-1 Différents types de capteurs à courants de Foucault

On rencontre trois types de capteurs

- **Capteurs encerclant** : Ce sont des capteurs dont les enroulements de mesure entourent le produit à examiner, ils sont destinés au contrôle au défilé des produits longs de forme simple et de diamètre modeste tels que les fils, barre tubes. [5]

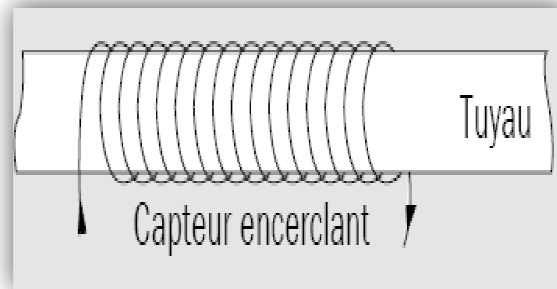


Figure I.5 : Capteur encerclant.

Tapez une équation ici. **Capteur sonde ponctuelle** : Dit aussi palpeur, ce type de capteur est destiné à l'examen local de la pièce à contrôler. [4]

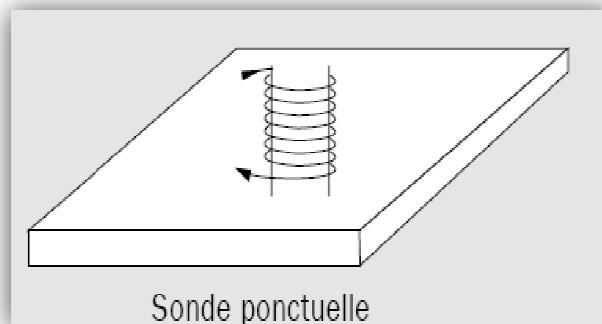


Figure I.6 : Capteur ponctuel.

Capteur interne : Les capteurs internes sont destinés à inspecter des objets creux par l'intérieur. [8,9]

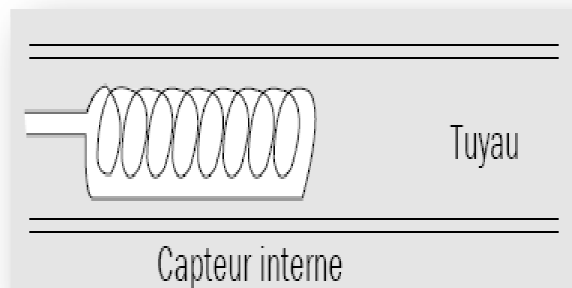


Figure I.7 : capteurs internes.

I-6-2-2 Modes de fonctionnement des sondes à courants de Foucault

Les sondes à courants de Foucault peuvent être composées d'une ou plusieurs bobines, fonctionnant en mode émission, ou réception, ou émission et réception communes. La sonde la plus simple est composée d'une bobine fonctionnant en émission réception commune. Ce cas est appelé « fonction commune », et c'est la variation d'impédance due à la présence du défaut qui est mesurée. Pour un contrôle effectué avec plusieurs bobines, on parle d'une sonde fonctionnant en mode «émission/ réception séparées», ou encore de manière plus concise d'une sonde à « fonctions séparées ». Dans ce cas la qualité mesurée est une variation de f.e.m [6].

Les deux modes de fonctionnement sont représentés sur les deux figures :

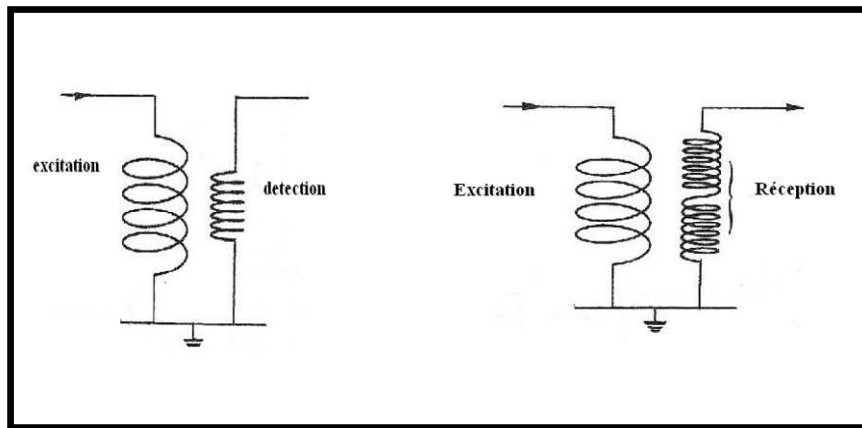


Figure I.8 : capteur à fonctions séparées.

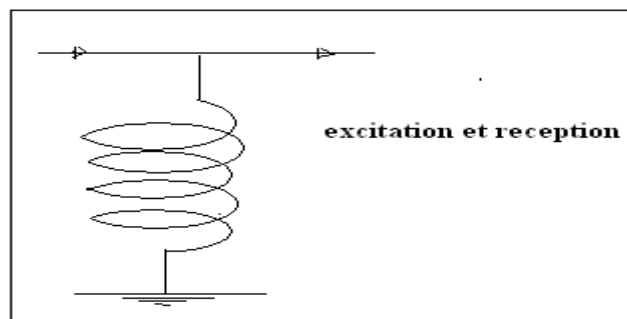


Figure I.9 : Capteur à double fonction.

I-6-2-3 Techniques de mesure

Il existe deux techniques de mesures :

- **Mesure absolue :** On a un seul élément de mesure, ce type de capteur est utilisé lorsque les variations de signal sont suffisamment importantes. [7]

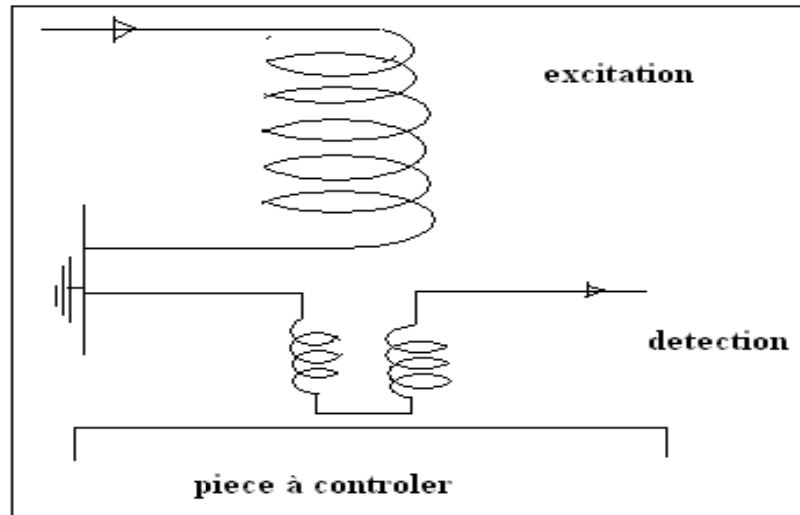


Figure I.10 : Capteur en mode absolu.

- **Mesure différentielle:** Cette technique nécessite deux éléments de mesure rigidement liés dans le capteur. On recueille directement la différence entre les valeurs fournies par le capteur.

Elle est utilisée pour détecter des discontinuités lors d'un déplacement du capteur le long d'une pièce. [7]

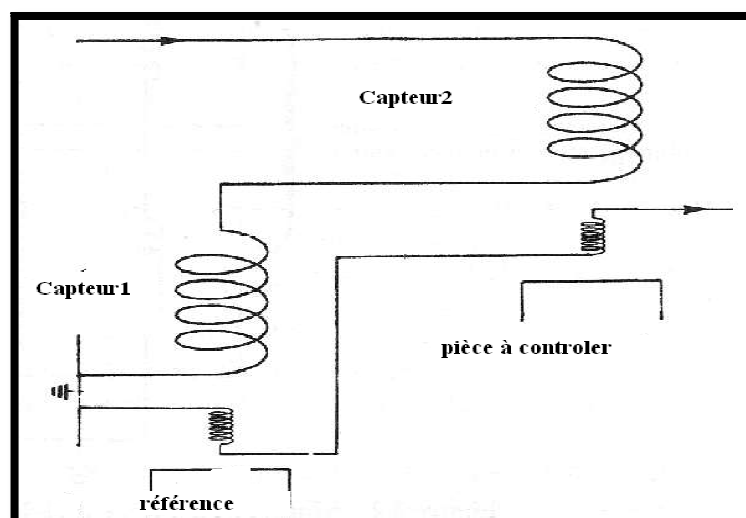


Figure I.11 : Capteur en mode différentiel.

I-7 Avantages et inconvénients de CND par courant de Foucault

I-7-1 Avantages

Parmi les avantages de CND, on peut citer :

- Rapidité.
- Précision (mesure d'épaisseur).
- Fiabilité (pour les discontinuités voisine de la surface).
- Facilité de mise en œuvre.
- La simplicité :
 - Il permet de détecter de défauts débouchant ou faiblement enfouis (quelque millimètre) sur tout le matériau conducteur,

I-7-2 Inconvénients

- Il ne s'applique qu'à des matériaux conducteurs.
- Il est peu s'adapter au contrôle de structure de grandes dimensions ou de formes complexes.
- grand nombre de variables difficiles à découpler.

***CHAPITRE II: FONCTIONNEMENT
DE L'ALIMENTATION***

II.1 Introduction

Dans le contrôle non destructif impulsif, le capteur est alimenté par une impulsion qui peut être générée par la décharge d'un condensateur par exemple. Pour l'étude de l'alimentation nous assimilerons le capteur à une charge RL.

II.2 Modélisation de l'alimentation

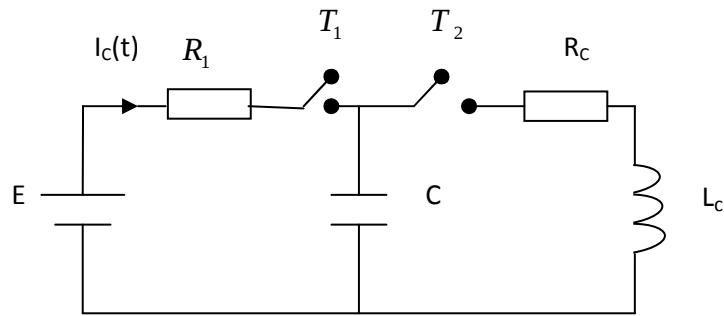


Figure II-1: Schéma électrique équivalent du capteur associé à son alimentation

Avec :

E : Représente la tension d'alimentation.

R_1 : Résistance de charge.

T_1 : Interrupteur commandant la charge.

C : Condensateur de capacité C .

T_2 : Interrupteur commandant la décharge.

R_c : Résistance du capteur.

L_c : Inductance du capteur.

II.2.1 Phase de la charge du condensateur

T_1 est fermé, T_2 est ouvert.

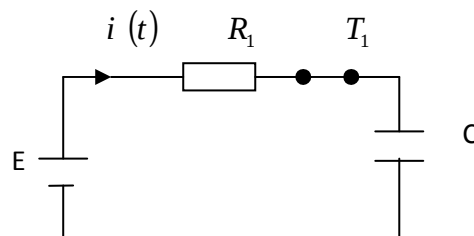


Figure II-2: Circuit électrique de charge de condensateur

T_1 et T_2 ont une commande complémentaire. Cela ne veut pas dire que T_2 s'amorce au blocage de T_1 , mais que T_1 et T_2 ne conduisent jamais simultanément.

Au départ le condensateur est complètement déchargé $\Rightarrow V_c(0) = 0$.

L'équation de la maille :

$$E - R_1 i - V_c = 0 \quad \Rightarrow \quad R_1 i + V_c = E \quad (\text{II-1})$$

$$\text{or: } V_c = \frac{1}{c} \int i \, dt \quad \Rightarrow \quad i = c \frac{dV_c}{dt} \quad (\text{II-2})$$

$$\Rightarrow R_1 c \frac{dV_c}{dt} + V_c = E \quad (\text{II-3})$$

On pose $\tau = R_1 C$: constante de temps

$$V_c(t) = E \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (\text{II-4})$$

La courbe de $V_c(t)$.

C.L : à $t=0$ $V_c(0)=0$.

$t \rightarrow \infty$ $V_c(\infty) = E$

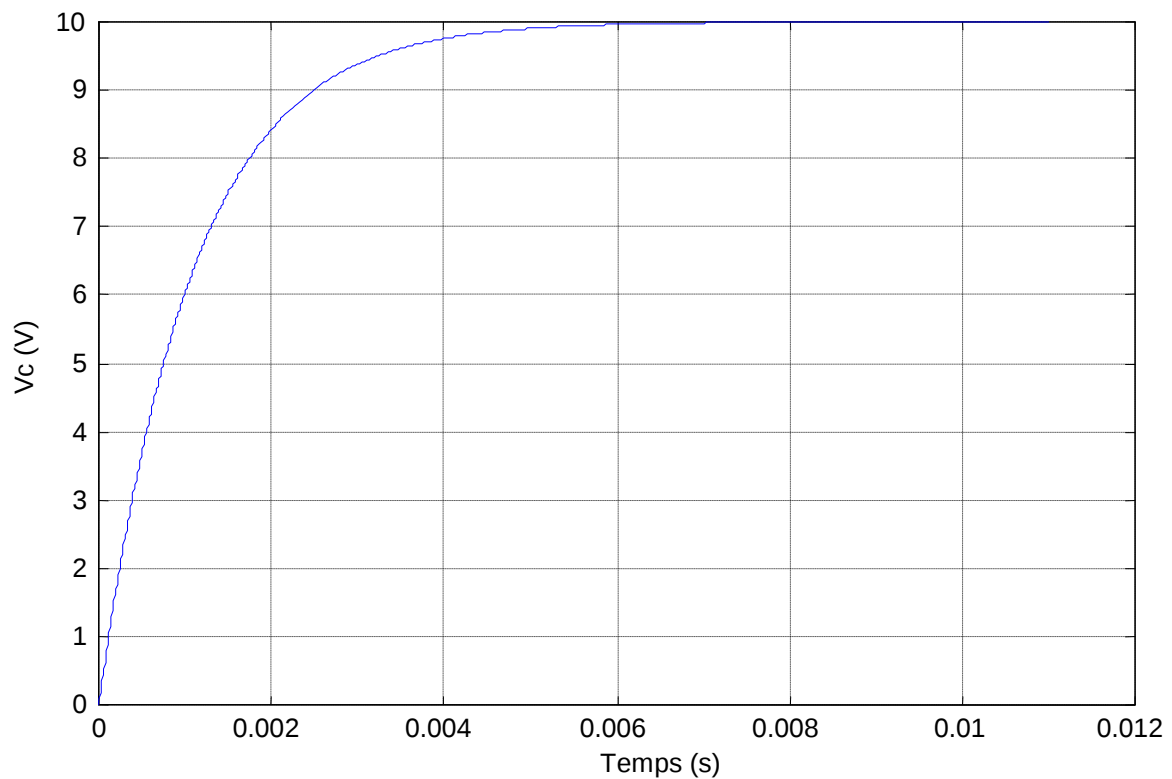


Figure II-3: La tension aux bornes du condensateur

Expression de $i(t)$:

$$i = C \frac{dV_c}{dt} \quad (\text{II-5})$$

$$V_c(t) = E(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (\text{II-6})$$

$$\text{D'où } i(t) = \frac{E}{R_1} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (\text{II-7})$$

La courbe de $i(t)$:

Les C.L : à $t=0$ $i(0) = E/R_1$

$t \rightarrow \infty \quad i \rightarrow 0$

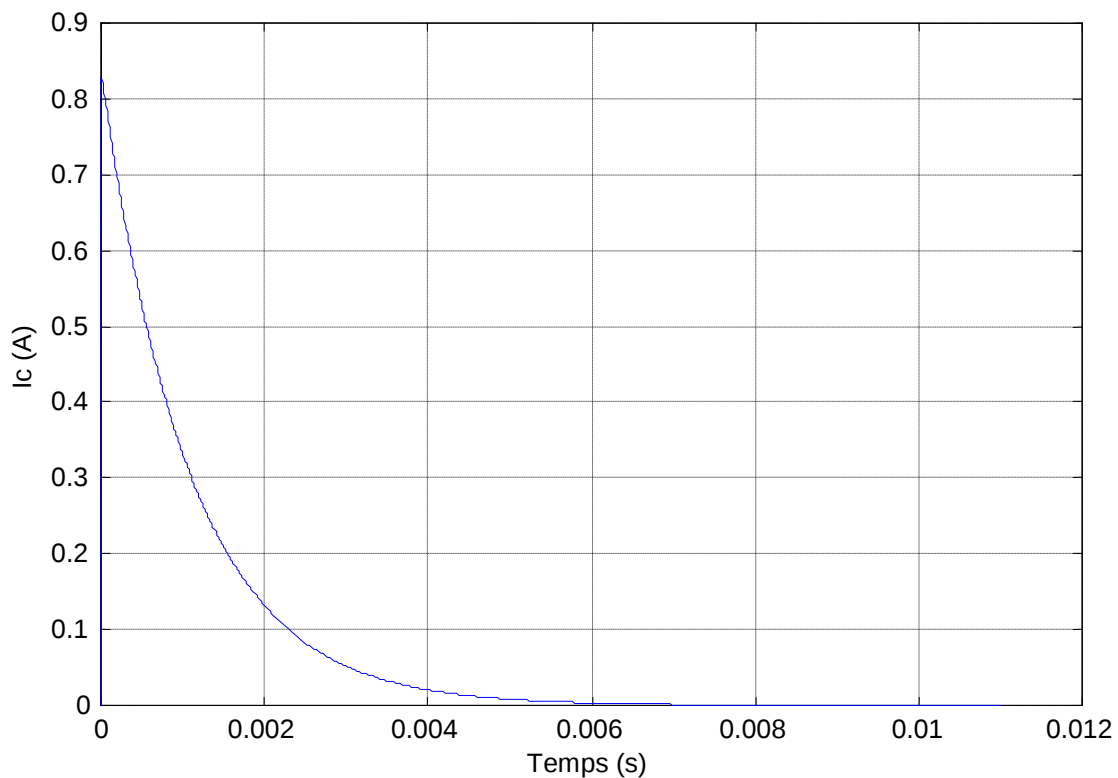


Figure II-4: Le courant de charge du condensateur

On peut conclure qu'en régime permanent, le condensateur se comporte comme un fil de résistance infinie.

II.2.2 phase de la décharge du condensateur

T_1 est ouvert, T_2 fermé

Le circuit de la figure (II-1), sera équivalent à :

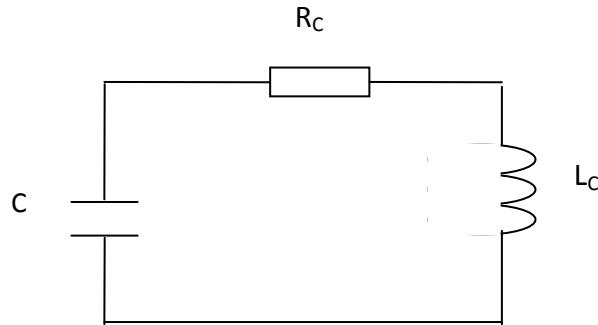


Figure II-5: Schéma électrique de la décharge

L'équation électrique de ce circuit est :

$$V_C(t) + V_{Rc}(t) + V_{Lc}(t) = 0.$$

(II-7)

On a :

$$V_L(t) = L \frac{di_C(t)}{dt} \quad (\text{II-8})$$

$V_L(t)$: Tension aux bornes de l'inductance.

On remplace $i_C(t)$ par (2) dans (8) :

$$V_L(t) = Lc.C \frac{dV_C^2(t)}{dt^2} \quad (\text{II-9})$$

L'équation (I-7) devient :

$$V_C(t) + Lc.C \frac{d^2V_C(t)}{dt^2} + R_c.C \frac{dV_C(t)}{dt} = 0. \quad (\text{II-10})$$

Pour résoudre l'équation différentielle, on utilise la transformée de LAPLACE :

On aura l'équation différentielle suivante :

$$V_C(P) + Lc.C[V_C(P).P^2 - V_C(t_1).P - V_C(t_1)] + R_c.C[P.V_C(P) - V_C(t_1)] = 0. \quad (\text{II-11})$$

t_1 est la durée qui sépare l'instant pris comme origine du temps (début de la charge du condensateur) et le début de la phase de décharge.

D'où :

$$V_c(P) = V_c(t_1) \cdot \frac{\left[P + \left(1 + \frac{R_c}{Lc} \right) \right]}{P^2 + \frac{R_c}{Lc} P + \frac{1}{Lc.C}}. \quad (\text{II-12})$$

$V_c(t_1)$: La tension aux bornes du condensateur chargé à l'instant t_1

t_1 : L'instant où le condensateur est complètement chargé.

On cherche les racines du polynôme caractéristique suivant :

$$P^2 + \frac{Rc}{Lc} P + \frac{1}{Lc.C} = 0. \quad (\text{II-13})$$

On calcul Δ' :

$$\Delta' = \frac{Rc^2}{Lc^2} - \frac{1}{Lc.C} \quad (\text{II-14})$$

Pour notre cas $\Delta' < 0$

L'équation admet deux racines complexes conjuguées :

$$P_{1,2} = -\frac{R_c}{Lc} \pm j \sqrt{\frac{R_c^2}{Lc^2} - \frac{1}{Lc.C}} \quad (\text{II-15})$$

L'équation (11) sera égale à :

$$V_c(P) = V_c(t_1) \cdot \frac{\left[P + \left(1 + \frac{R_c}{Lc} \right) \right]}{\left(P + \frac{R_c}{Lc} \right)^2 + \left(\frac{1}{Lc.C} - \frac{R_c^2}{Lc^2} \right)} \quad (\text{II-16})$$

On pose :

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{Lc.C} - \frac{R_c^2}{Lc^2}}. \quad (\text{II-17})$$

$$\alpha = \frac{R_c}{Lc} \quad (\text{II-18})$$

Tel que :

ω : La pseudo pulsation

α : Coefficient d'amortissement.

On a :

$$\frac{R_c}{Lc} \gg 1 \Rightarrow \frac{R_c}{Lc} + 1 \approx \frac{R_c}{Lc}. \quad (\text{II-19})$$

Finalement on aura:

$$V_c(P) = V_c(t_1) \cdot \frac{[P + (1 + \alpha)]}{(P + \alpha)^2 + \omega^2}. \quad (\text{II-20})$$

La transformée inverse de LAPLACE de la solution de l'équation différentielle est donnée par l'équation (II-21) est :

$$V_c(t) = V_c(t_1) \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \cos \omega t \quad (\text{II-21})$$

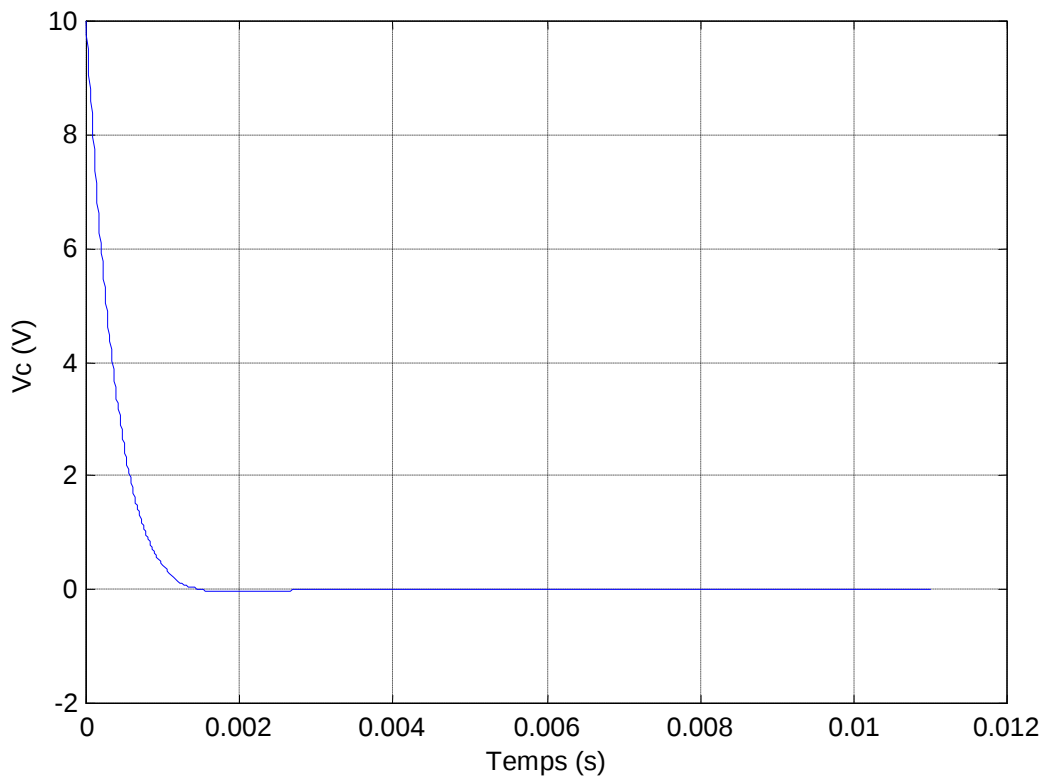


Figure II-6: Tension de décharge du condensateur dans le capteur

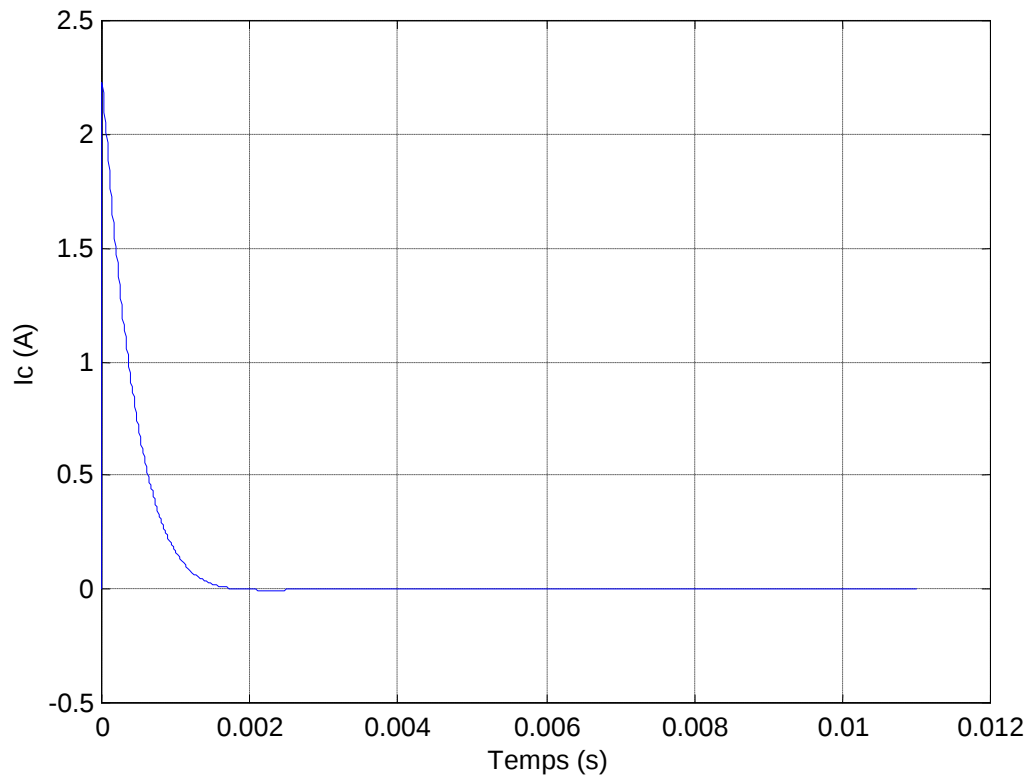


Figure II-7: Courant de décharge du condensateur dans le capteur

II.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de l'alimentation d'un capteur inductif dans le cas du contrôle non destructif pulsé. Avant d'aborder la commande de l'alimentation du capteur nous présenterons dans les deux parties qui suivent les éléments de contrôle de l'écoulement de puissance qui sont les composants de l'électronique de puissance et les éléments qui permettent d'imposer une loi de commande, en l'occurrence les éléments de l'électronique de commande.

***CHAPITRE III: GENERALITES SUR
LES COMPOSANTS DE PUISSANCES
ET LES RELAIS***

III-1 Introduction

Les composants de puissance sont des éléments à semi conducteurs fonctionnant en tout ou rien, donc comparables à des interrupteurs statiques pouvant prendre deux états : état passant ou état bloqué.

Il existe trois types de composants semi-conducteurs :

1. Composants non contrôlables : ce sont des composants à commutation naturelle tels que les diodes.
2. Composants commandables à la fermeture : Ce sont des composants dont la fermeture est contrôlée par l'application d'un signal de gâchette, la disparition de ce signal n'engendre pas son blocage de manière certaine, tels que les thyristors.
3. Composants bicommandables : ce sont des composants commandables à l'ouverture et la fermeture soit par l'application ou l'annulation d'un signal de commande comme cela est le cas pour les transistors; ou l'application d'un signal de commande et l'inversion de sa polarisation comme cela est le cas des GTO.

III-2 Structure des semi-conducteurs

Les matériaux semi-conducteurs, tel que le silicium, ont une résistivité qui se situe entre celle des conducteurs et celle des isolants.

Leurs atomes possèdent quatre électrons périphériques. Chaque atome s'associe avec quatre atomes voisins par liaisons covalentes pour former une structure stable. Un semi-conducteur de type N s'obtient en incorporant un corps dont les atomes ont cinq électrons périphériques (pentavalents). Il y a donc un excédent de charges négatives. Un semi-conducteur de type P s'obtient en incorporant un corps dont les atomes ont trois électrons périphériques (trivalents). Il y a donc un excédent de charges positives. [1]

III-3 L'effet avalanche

L'amorçage des semi-conducteurs est basé sur ce phénomène. Tous les composants semi-conducteurs se composent de successions de couches P et de couches N (Figure-III-1)

Par un phénomène de diffusion, les électrons se déplacent vers la couche P et les trous vers la couche N. Le déplacement s'arrête quand le nombre d'électrons est égal au nombre de trous de part et d'autre de la jonction, où se crée un champ électrique appelé champ de diffusion E_d . L'application d'une tension positive aux bornes d'une diode par exemple doit créer un champ suffisant pour vaincre le champ E_d , si nous voulons que le composant s'amorce. Par contre, pour le bloquer, il faut renforcer E_d en appliquant une tension négative à ses bornes.

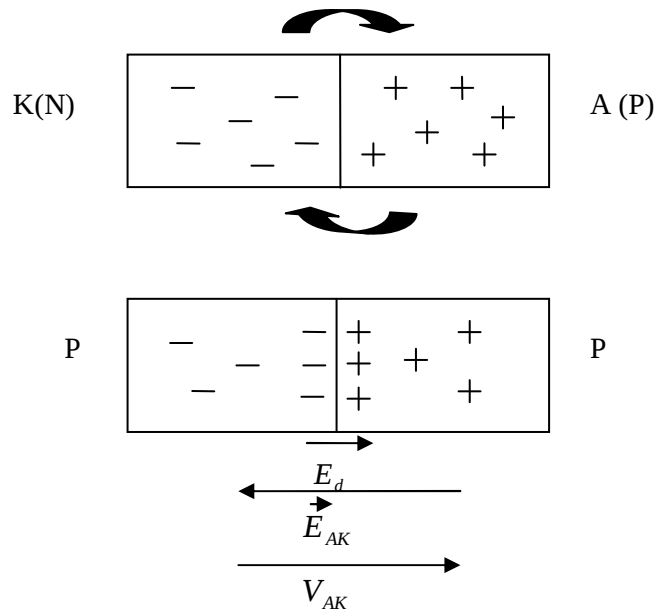


Figure III-1 : L'effet avalanche

III-4 La diode

C'est un semi-conducteur non contrôlé, unidirectionnel en courant. Elle est composée de deux régions, une région (P) dite anode et une région (N) dite cathode. Elle conduit, quand l'anode est à tension plus positive que celle de la cathode. Elle se comporte alors comme un interrupteur fermé. Dans le cas contraire, elle se comporte comme un interrupteur ouvert. Le courant peut seulement circuler dans le sens anode cathode (Figure III-2). [15]

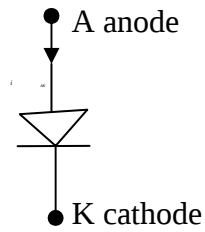


Figure III-2 : Symbole de la diode

III-4-1 Caractéristique statique d'une diode

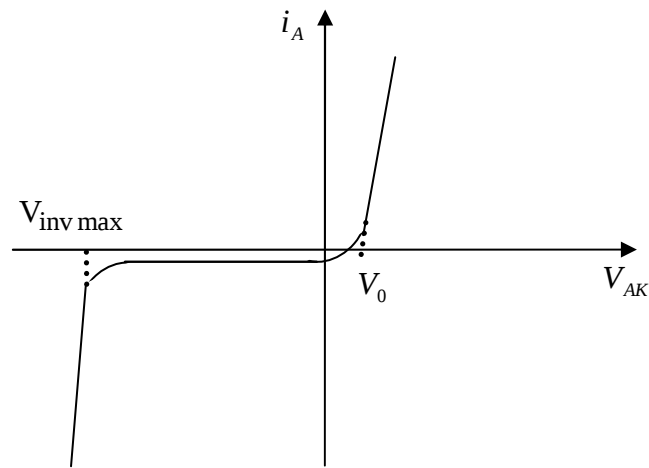


Figure III-3 : Caractéristique statique de la diode

La tension entre l'anode et la cathode est donnée par

$$V_{AK} = V_0 + r_0 \cdot i_A$$

Avec

V_{AK} : Tension anode-cathode.

i_A : Courant traversant la diode.

V_0 : Tension de seuil de la diode.

r_0 : Résistance dynamique de la diode.

$V_{inv\ max}$: Tension inverse maximale que peut supporter la diode. [15].

III-5 Le thyristor

C'est un interrupteur semi-conducteur unidirectionnel en courant commander seulement en fermeture. Il est muni de deux électrodes principales : l'anode A et la cathode K et d'une électrode de commande G appelée gâchette.

Il existe cinq familles de thyristors

1. Le thyristor proprement dit (SCR : Silicium Controlled Rectifier)
2. Thyristor asymétrique (ASCR et RCT) qui intègrent dans leur silicium ou leur boîtier une diode en antiparallèle.
3. Triacs éléments bidirectionnels. Leur nom dérive de triode et Acswitch.
4. Les photothyristor (LASCR: Light Activated Silicon Controlled Rectifiers) .15]

III-5-1 Structure du thyristor [8]

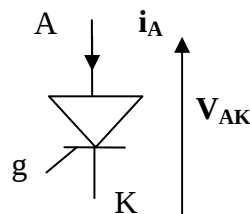


Figure III-4 : Symbole du thyristor

Le thyristor est constitué de quatre couches alternées PNPN.(Figure III-6)

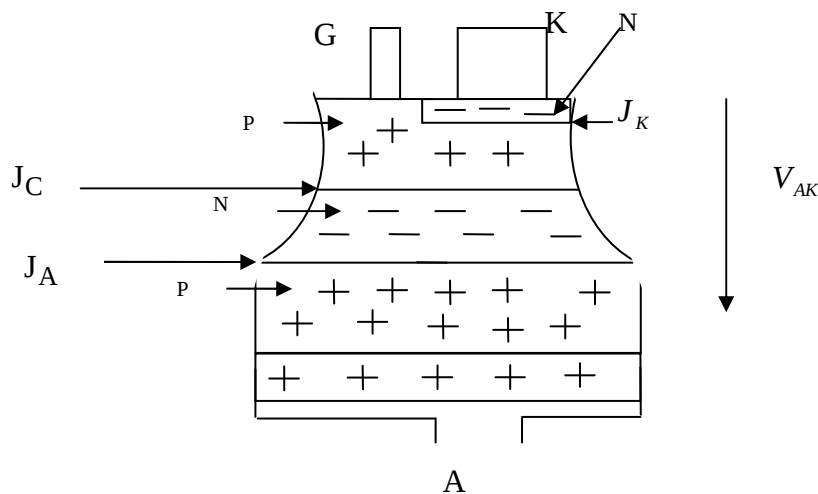


Figure III-5 : Composition interne d'un thyristor

L'anode est reliée à une couche de type (P) de dopage moyen et d'épaisseur moyenne quelques centaines de micromètres.

- La couche qui suit est de type N, dite couche de blocage, est épaisse et peu dopée pour permettre au thyristor de supporter des tensions élevées, et d'avoir un faible courant de fuite lorsque le composant est bloqué sous tension directe.. La zone séparant la couche (P) citée ci-dessus et la couche (N) qui la suit est appelée jonction d'anode (J_A).
- La gâchette est reliée à une couche dite de commande de type P, mince et moyennement dopée. La zone située entre la couche de commande et la couche de blocage est dite jonction de commande (J_C).
- La couche de cathode (N) est une couche de quelques micromètres, très dopée .Lors de la commande de la gâchette, elle injecte une grande quantité d'électrons à travers la jonction cathode J_K dans la couche de commande voisine. [1]

III-5-2 Conditions d'amorçage du thyristor

- Tension positive à ses bornes supérieures à la tension de seuil.
- Envoi d'une impulsion sur la gâchette qui doit être maintenue jusqu'à ce que le courant soit supérieur au courant d'accrochage I_H . L'amorçage peut également se produire même si $I_G = 0$ pour une valeur de température élevée. [15]
-

III-5-3 Courbe caractéristique de thyristor

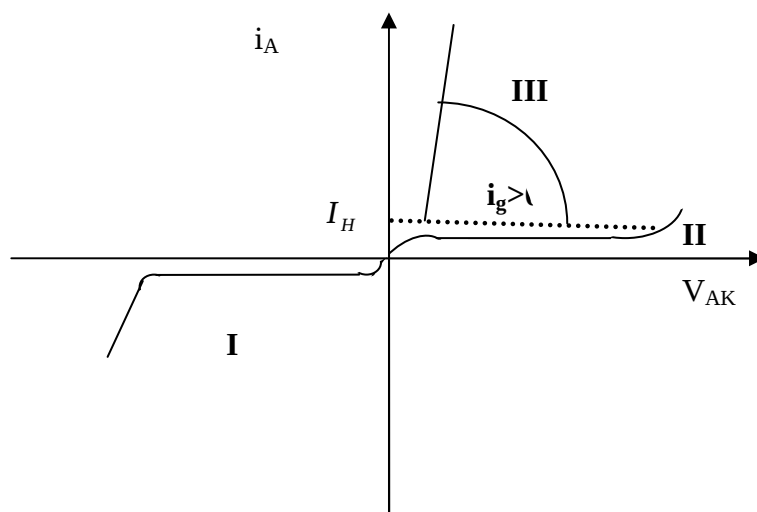


Figure III.6 : caractéristique statique du thyristor

La caractéristique statique du thyristor représentée dans la figure (III -6) se divise en trois parties :

- Zone de l'état bloqué inverse I : le thyristor est polarisé sous tension inverse, bloqué, $V_{AK} < 0$.
- Zone de l'état bloqué direct II : $V_{AK} > 0$, courant de gâchette I_G nulle, le thyristor est aussi bloqué.
- Zone de l'état passant III : si le thyristor est initialement polarisé en direct et reçoit un courant de gâchette, il devient conducteur. Si le courant atteint une valeur appelée **courant d'accrochage**, même après extinction du courant de la gâchette, le thyristor conduit tant que le courant qui le traverse est supérieur à une valeur limite appelée **courant de maintien**. [15].

III-5-4 Commutations

1-Fermeture

C'est le passage de l'état bloqué à l'état passant. Il nécessite un courant de gâchette $i_G(t)$ suffisant pendant une durée suffisante.

La fermeture est caractérisée par une durée $t_{GT} = t_d + t_r$ s'écoulant entre l'instant où i_G vaut 10% de sa valeur maximale et celui où bien V_{AK} tombe jusqu'à 10% de sa valeur maximale.

t_d : Le retard à l'enclenchement.

t_r : Le temps de montée. [15]

2-L'ouverture

C'est le passage de l'état passant à l'état bloqué. Pour ce faire, il faut annuler le courant d'anode ou le mettre sous tension inverse. L'ouverture est caractérisée par un temps de recouvrement t_q qui est le temps nécessaire pour la reconstitution de la barrière de potentiel de blocage direct.

$$t_q = t_{ri} + t_{rg}$$

Avec t_{ri} : Temps de recouvrement inverse

trg : Temps de recouvrement de la gâchette. [15].

III-5-5 Caractéristique d'entrée

La courbe $V_{GK} = f(i_G)$ d'un thyristor (Figure III-7) dite caractéristique d'entrée, varie très sensiblement d'un composant à l'autre et en fonction de la température du composant.

Le constructeur indique les courbes maximales, typiques et minimales. Ces courbes permettent de choisir un point de fonctionnement du circuit de gâchette, et de calculer son circuit de commande associé.

I_{GD} : Courant de gâchette minimal.

P_{GM} : Puissance de dissipation maximale admissible.

I : la courbe maximale donnée par le constructeur.

II : la courbe typique donnée par le constructeur.

III : la courbe minimale donnée par le constructeur.

Si l'on veut un amorçage sure, il faut que la droite de charge du dipôle coupe le faisceau des caractéristiques d'entrée, dans la portion du premier plan ($i_G - V_{GK}$), obtenu en retirant les régions où : $V_{GK} > V_{GM}$ et $i_G > I_{GM}$ (région de dépassement limite).

$V_{GK} < V_{GD}$ et $i_G < I_{GD}$ (amorçage incertain).

V_{GM} : Tension gâchette – cathode maximale admissible.

I_{GM} : Courant de gâchette maximal admissible.

V_{GD} : Tension gâchette – cathode minimale. [15]

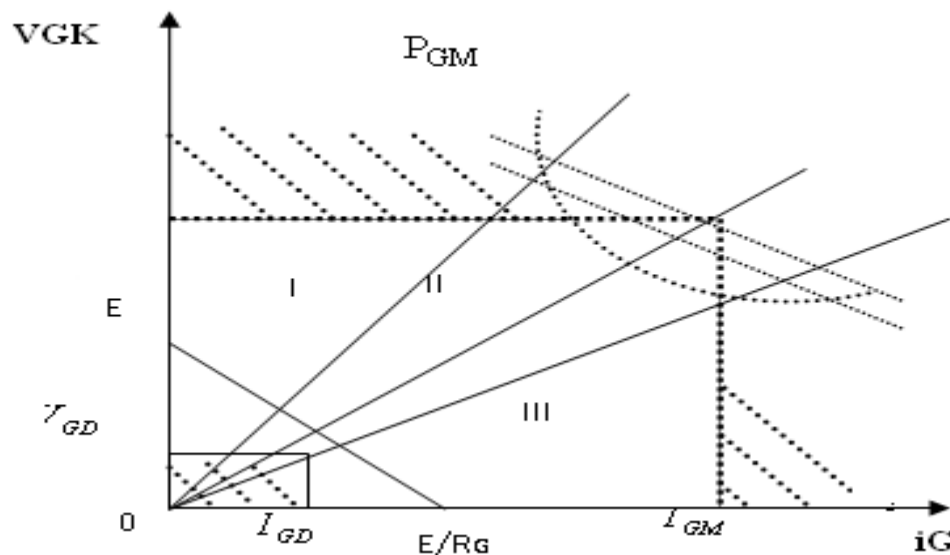


Figure III-7 : Caractéristique de gâchette d'un thyristor

III-6 Le Darlington

Le transistor Darlington est la combinaison de deux transistors bipolaires de même type (tous deux NPN ou tous deux PNP), résultant en un composant hybride qui a encore des caractéristiques de transistor. Ces deux transistors peuvent être intégrés ou non dans un même boîtier. Le gain en courant du Darlington est égal au produit des gains de chaque transistor. Le montage est le suivant : les collecteurs sont communs, et correspondent au collecteur du Darlington. L'émetteur du transistor de commande est relié à la base du transistor de sortie. La base du transistor de commande et l'émetteur du transistor de sortie correspondent respectivement à la base et à l'émetteur du Darlington.

- **Avantage :**
 - o Important du gain en courant (1000 à 20000).
- **Inconvénients :**
 - o Le seuil de conduction V_{BE} à partir duquel le Darlington commence à conduire est doublé par rapport à un transistor simple.
 - o La chute de tension $V_{CE\ sat}$ du Darlington (typiquement 1,5V) est supérieure à celle d'un transistor bipolaire simple (typiquement 0,5V), ce qui augmente sensiblement les pertes et l'auto-échauffement dans les applications de puissance. [4]

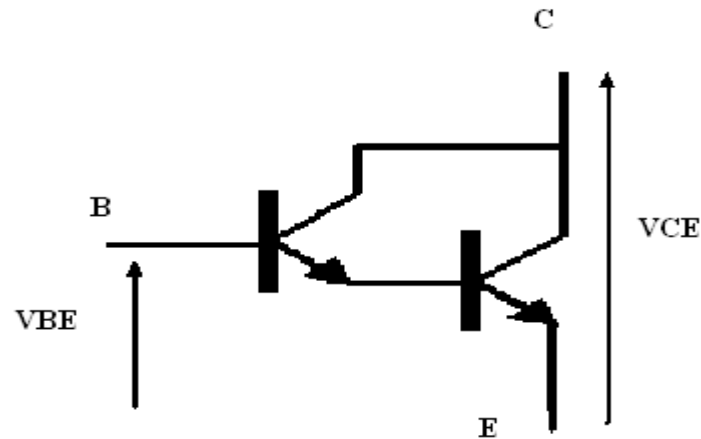


Figure III-8 : Diagramme de configuration du Darlington

III -7 Composant utilisé pour la commande

Comme nous avons vu au chapitre précédent, la commande de la charge et de la décharge du condensateur se fait à travers des interrupteurs k_1 et K_2 . Pour notre application tout les interrupteurs de puissance commandables seulement à la fermeture peuvent être utilisés, parceque le blocage est assuré par l'annulation du courant dans les deux phases, la phase de charge et de décharge du condensateur.

III-8 Relais

III-8-1 Présentation

Un relais est un appareil dans lequel un phénomène électrique (courant ou tension) contrôle la commutation On / Off d'un élément mécanique (on se trouve alors en présence d'un relais électromécanique) ou d'un élément électronique (on a alors affaire à un relais statique). C'est en quelque sorte un interrupteur que l'on peut actionner à distance, et où la fonction de coupure est dissociée de la fonction de commande. La tension et le courant de commande (partie "Commande"), ainsi que le pouvoir de commutation (partie "Puissance") dépendent du relais, il faut choisir ces paramètres en fonction de l'application désirée. Ainsi, il faut choisir des relais différents selon qu'il faut commuter des signaux audio ou des tensions ou courants importants. Comme la Commande peut être réalisée sous faible puissance (faible tension, faible courant), et que la partie Coupure peut commuter des puissances importantes, on peut dire que ce composant est un amplificateur de courant.

Le premier relais réellement "pratique" a vu le jour en 1837, grâce à l'inventeur américain Samuel F.B. Morse (oui, celui qui a inventé le fameux alphabet de même nom), qui lui-même s'est appuyé sur les travaux du physicien britannique Charles Wheatstone (oui, celui à qui l'on doit le fameux pont de mesure qui porte son nom).[17]

III-8-2 Relais électromécaniques

Un relais électromécanique est doté d'un bobinage en guise d'organe de commande. La tension appliquée à ce bobinage va créer un courant, ce courant produisant un champ électromagnétique à l'extrémité de la bobine (il ne s'agit ni plus ni moins que d'un électro-aimant). Ce champ magnétique va être capable de faire déplacer un élément mécanique métallique monté sur un axe mobile, qui déplacera alors des contacts mécaniques.

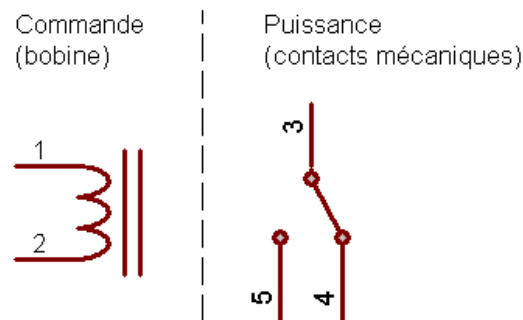


Figure III-9 : schéma d'un relais

III-8-3-Avantages du relais électromécanique

- Capacité de commuter aussi bien des signaux continus qu'alternatifs sur une large gamme de fréquences.
- Fonctionnement avec une dynamique considérable du signal commuté.
- Aucun ajout de bruit ou de distorsion.
- Résistance de contact fermé très faible (il est moins facile de trouver des valeurs aussi faibles avec des composants électroniques).
- Résistance de contact ouvert très élevée (il est moins facile de trouver des valeurs aussi élevées avec des composants électroniques).
- Très grande isolation entre circuit de commande (bobine) et circuit commuté (contacts).
- Possibilité de résoudre des problèmes d'automatisme de façon parfois plus simple qu'avec un circuit électronique.

III-8-4 Inconvénients du relais électromécanique

- Elément de commande possédant une composante inductive non négligeable (c'est une bobine, après tout), provoquant une surtension importante lorsque le courant circulant dans la bobine est interrompu (loi de Lenz). Ce qui impose l'emploi d'au moins un composant de protection (une diode par exemple) pour protéger le circuit de commande si ce dernier est de type électronique. [17]
- Présence de rebonds lors des commutations, le passage de l'état ON à l'état OFF (ou inversement) n'est pas "net" (même phénomène de rebonds mécaniques que l'on observe dans les interrupteurs). Il est intéressant de savoir que le nombre de rebonds, et donc la rapidité de la mise en contact franc, dépend du courant de commande circulant dans la bobine. Le nombre de rebonds est en effet plus important quand ce courant de commande est bien inférieur ou bien supérieur à la valeur de courant nominal spécifiée par le fabricant (appliquer une tension de commande de 8 V à un relais dont la tension nominale est de 12V , peut le faire coller, mais de façon moins franche et avec plus de rebonds).
- Compatibilité pas toujours assurée avec les circuits numériques, notamment pour les relais de forte puissance, qui peuvent nécessiter un circuit d'interface spécifique.
- Couplage capacitif entre les contacts pour les modèles multipolaires (à plusieurs pôles).
- Diminution de l'isolation à l'état ouvert à cause du couplage capacitif (d'autant plus embêtant que les signaux commutés montent haut en fréquence).
- Durée de vie "faible" si nombre important de commutation (fatigue des contacts et du ressort de rappel, qui peut se "ramollir" ou même casser).
- Encombrement mécanique plus important pour les relais de moyenne et forte puissance, qu'il faut cependant comparer au transistors ou tiacs munis de leur (parfois gros) radiateur.
- Brochage pas vraiment normalisé, malgré quelques efforts faits pour certaines catégories de relais (relais reed en boîtier DIL et relais norme "européenne").

III-8-5 Brochages de quelques relais électromécaniques

Il existe au moins deux normes où des lettres sont employées pour désigner les contacts :

- lettres **C** (Commun), **R** (Repos) et **T** (Travail).

- lettres **COM** (**Common** - Commun), **NO** (**Normaly Opened** - Normalement Ouvert), et **NC** ou **NF** (**Normaly Closed**, Normalement Fermé).

Le type de relais représenté ci-dessous est de type 1RT, c'est à dire qui ne dispose que d'un seul contact Repos / Travail. Il s'agit d'un inverseur simple (SPDT), dont la borne commune COM est en contact avec la borne NC quand la bobine du relais n'est pas alimentée, et dont la borne commune COM est en contact avec la borne NO quand la bobine du relais est alimentée. [17]

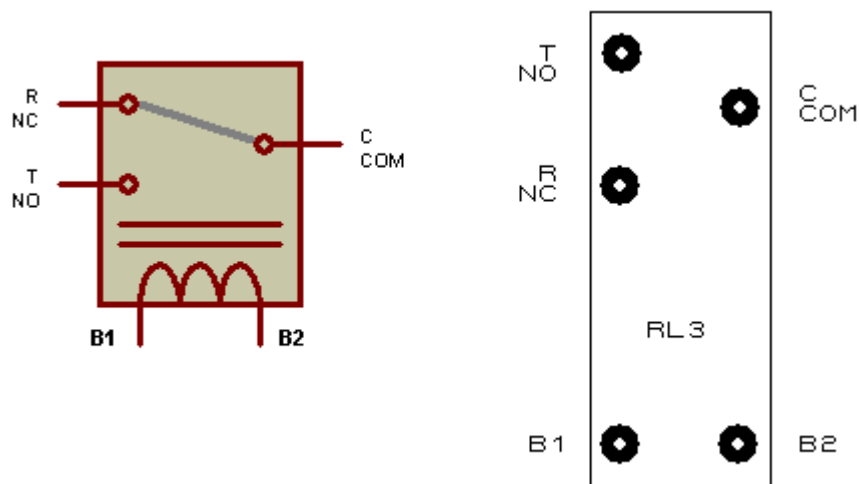


Figure III-10: brochage de relais électromagnétique.

Dans le cas où les composants de puissance ne sont pas disponibles, un relais peut être utilisé. Un relais pour le circuit de charge et un relais pour le circuit de décharge avec des commandes séparées.

***CHAPITRE IV: LES COMPOSANTS
ELECTRONIQUES
ET LOGIQUES***

IV-1 Introduction

Les fonctions de commande peuvent être réalisées par des composants électroniques de l'électronique de commande qui présente une grande variété. Chaque composant a un rôle spécifique, dans cette partie nous présenterons le fonctionnement des principaux composants qui interviennent dans le système de commande du capteur.

IV-2 Amplificateur Opérationnel

IV-2-1 Définition

Un amplificateur opérationnel, nommé aussi ampli-OP, est un composant fait à base d'autres composants élémentaires réalisés dans un seul circuit intégré. Il sert à amplifier la différence de potentiel existante entre ses entrées. L'ampli op est aussi réalisé pour effectuer les opérations mathématiques comme l'addition, la soustraction, la dérivation, l'intégration...[2]

IV -2-2 Symbole

Généralement, on représente l'amplificateur opérationnel par triangle contenant deux broches d'alimentation, deux entrées et une sortie. L'entrée e_+ est appelée non inverseuse car la tension de sortie est de même signe avec le potentiel présent sur cette entrée, par contre e_- est dite inverseuse pour la raison inverse.

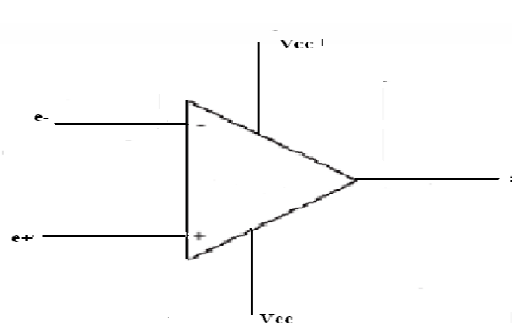


Figure IV-1 : Symbole d'un amplificateur.

L'amplificateur opérationnel est caractérisé par :

- Un gain : est défini comme étant le rapport entre la tension de sortie et la différence des deux tensions d'entrée.
$$G = \frac{V_s}{V_{e+} - V_{e-}}$$

- Une impédance d'entrée Z_e .
- Une impédance de sortie Z_s .
- Une tension de décalage d'entrée ou offset.

IV-2-3 Amplificateur opérationnel idéal

Un amplificateur idéal possède :

- Un gain infini.
- Une impédance d'entrée infinie.
- Une impédance de sortie nulle.
- Une égalité entre les deux tensions d'entrée.

IV-2-4 Quelques applications

Comme nous avons cité au paravent, l'ampli op est utilisé pour effectuer plusieurs opérations mathématiques, dans ce qui suit on présentera quelques unes.

IV-2-4-1 Montage Suiveur : dans ce montage on montre bien que la tension de sortie suit celle de l'entrée sans aucune amplification. Il est utilisé comme adaptateur.

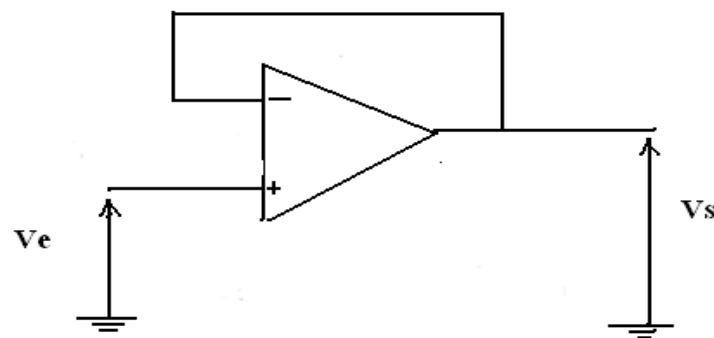


Figure IV-2 : Montage suiveur.

On suppose que l'A. O. est idéal

$$\left. \begin{array}{l} V_{e+} = V_{e-} \\ \text{et} \\ V_s = V_e \end{array} \right\} \Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = 1 \quad (\text{IV} - 1).$$

IV-2-4-2 Montage non inverseur

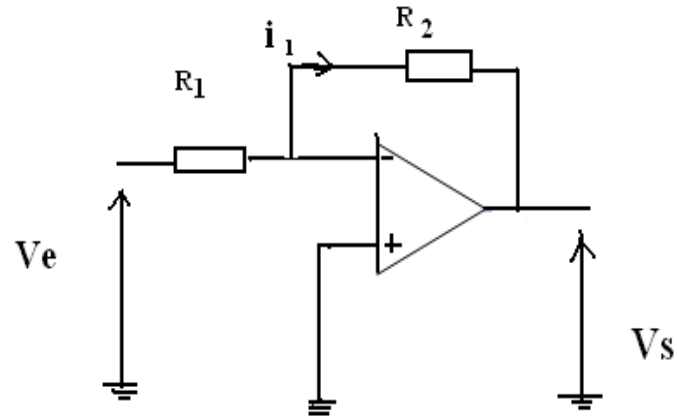


Figure IV-3 : montage inverseur.

A.O.idéal

$$\left. \begin{array}{l} V_{e+} = V_{e-} = V_e \\ V_{e-} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s \end{array} \right\} \Rightarrow V_s = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_e \quad (\text{IV-2})$$

La tension de sortie est de même signe que celle de l'entrée

$$V_e = R_1 i \quad \Rightarrow \quad i = V_e / R_1$$

$$V_s + R_2 i_1 = 0$$

 $i = i_1$ (l'A.O. est idéal $\Rightarrow$ aucun courant ne circule à l'intérieur)

$$\Rightarrow V_s = R_2 i$$

$$\text{et } V_s = - (R_2 / R_1) V_e \quad (\text{IV-3})$$

La tension de sortie est de polarité opposée par rapport à la tension d'entrée.

IV-2-4-3 Montage d'amplificateur de différence

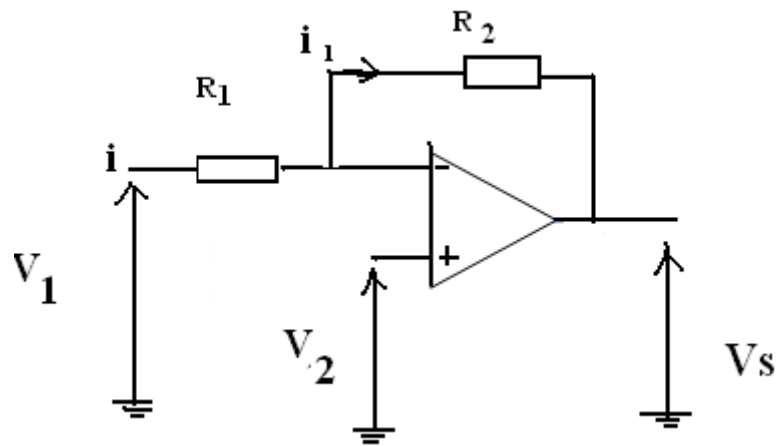


Figure IV-4 : Montage d'un amplificateur de différence.

L'amplificateur opérationnel est supposé idéal.

$$\Rightarrow V_{e+} - V_{e-} = 0 \text{ et } i_1 = i \quad (\text{A. Op. idéal})$$

$$\begin{cases} V_1 + R_1 \cdot i - V_2 = 0 & (1) \\ V_s + R_2 \cdot i_1 - V_2 = 0 & (2) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i = (V_1 - V_2)/R_1 \\ V_s = V_2 - \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2) \end{cases}$$

$$\Rightarrow V_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1 \quad (\text{IV-4})$$

IV-2-4-4 Montage d'intégrateur

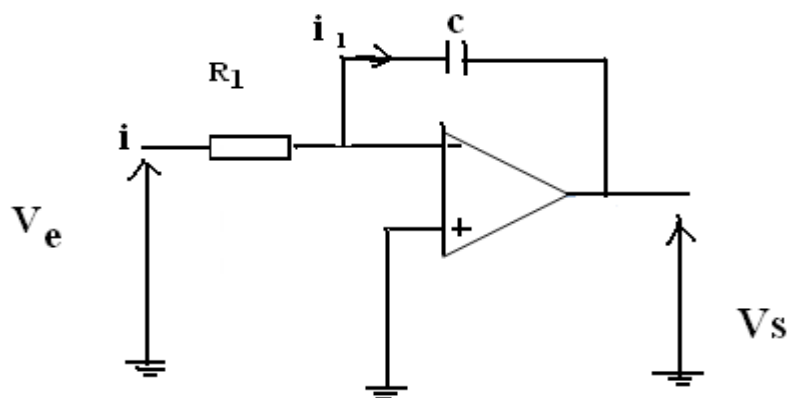


Figure IV-5 : Montage d'un intégrateur.

$V_e - R \cdot i = 0 \implies i = \frac{V_e}{R}$. $i_1 = i$ (aucun courant ne circule à l'intérieur de l'A.Op.)

$$V_s + V_c = 0 \implies V_s = -V_c$$

$$i_1 = C \frac{dV_c}{dt} = -C \frac{dV_s}{dt} = \frac{V_e}{R} \implies \frac{dV_s}{dt} = -\frac{1}{RC} V_e$$

$$\implies V_s(t) = -\frac{1}{RC} \int V_e dt \quad (\text{IV-5}).$$

IV-2-4-5 Montage de Dérivateur

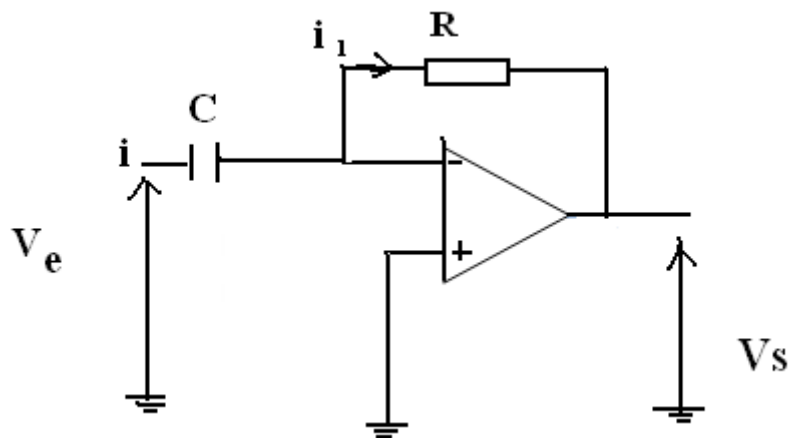


Figure IV-6 : Montage dérivateur.

$$V_e - V_c = 0 \quad \text{et} \quad V_e = \frac{1}{C} \int i dt \implies i = C \frac{dV_c}{dt}.$$

$i = i_R$ (l'A.Op. est idéal)

$$V_s + R i_R = 0 \implies V_s = -R i_R$$

$$\implies V_s = -RC \frac{dV_e}{dt} \quad (\text{IV-6})$$

IV-3 Fonctions logiques élémentaires

IV-3-1 Introduction

La logique c'est l'étude des systèmes, des méthodes et des utiles qui manipulent les variables logiques et qui utilisent des circuits logiques. Une variable logique est une variable qui peut prendre deux valeurs uniquement, 1 ou 0.... Une convention permet d'associer l'état d'une variable logique à la valeur qu'on lui a attribuée.

Il existe deux types de système logiques : les systèmes combinés et les systèmes séquentiels [5].

IV-3-2 Les opérateurs logiques

Comme dans l'algèbre il y a des opérateurs tel que (+), (-), (*) et (/) qui assurent la liaison entre les variables, de même il existe la logique binaire qui assure la liaison entre les variables logiques et les portes logiques [5].

Une porte (opérateur) logique est un dispositif à plusieurs entrées et une seule sortie.

On distingue trois portes élémentaires :

❖ **Les opérateurs OR :** Ce type d'opérateur s'applique au moins à deux variables d'entrée. Il est schématisé comme suit :

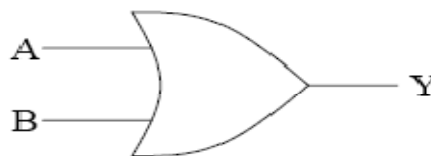


Figure IV-7: Symbole d'un opérateur OR

Sa table de vérité est donnée dans le tableau suivant :

A	B	Y= A+B
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Tableau IV-1 : Table de vérité de l'opérateur OR.

- ❖ **Opérateur inversible** : Il associe à la variable d'entrée un inverse à la sortie. Son symbole est le suivant :

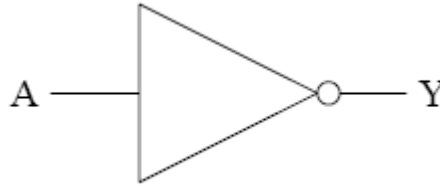


Figure IV-8 : symbole d'un opérateur inversible.

Sa table de vérité est donnée dans le tableau suivant :

A	A =Y
0	1
1	0

Tableau IV-2 : Table de vérité de l'opérateur inversible.

- ❖ **L'opérateur AND** : Ce type d'opérateur s'applique au moins à deux variables d'entrée ayant comme sortie le produit de deux entrées. Il est schématisé comme suit :

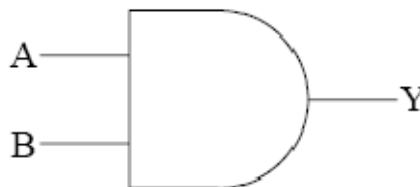


Figure IV-9 : Symbole d'un opérateur AND.

Sa table de vérité est donnée dans le tableau suivant :

A	B	Y= A*B
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Tableau IV-3 : Table de vérité de l'opérateur OR.

D'après ces portes, on peut déduire d'autres opérateurs :

✚ **Opérateur NOR** : ayant comme symbole :

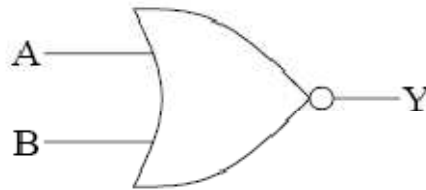


Figure IV-10 : Symbole d'un opérateur NOR.

Il réalise l'addition logique avec inversion. Sa table de vérité pour deux variables d'entrée A et B est la suivante :

A	B	$A + b$	$Y = \overline{A + B}$
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	1	0

Tableau IV-4 : Table de vérité de l'opérateur NOR.

✚ **Opérateur ou exclusif** : représente la fonction $Y = A + \overline{B} = \overline{A} + B$. son symbole est

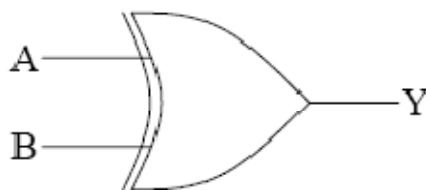


Figure IV-11 : symbole d'un opérateur ou exclusif.

Sa table de vérité pour deux variables d'entrée A et B est donnée dans le tableau(IV.5).

A	B	$\overline{A}$	$\overline{B}$	$A * b$	$\overline{A * B}$	Y
0	0	1	1	1	0	0
0	1	1	0	0	1	1
1	0	0	1	0	1	1
1	1	0	0	1	0	0

Tableau IV-5 : Table de vérité de l'opérateur exclusif.

✚ **Opérateur NAND** : Il réalise la multiplication logique et son inversion. Son symbole est représenté par la figure (IV-12).

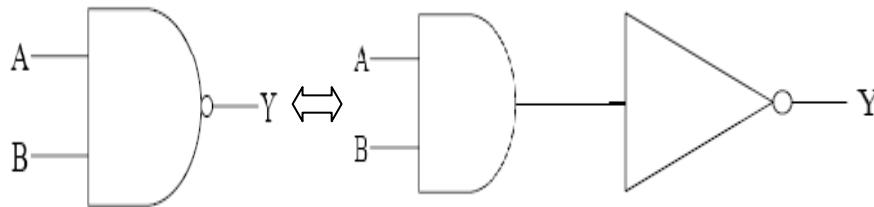


Figure IV-12 : symbole d'un opérateur NAND.

Sa table de vérité est la suivante :

A	B	$A * b$	$Y = \overline{A * B}$
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Tableau IV-6 : Table de vérité de l'opérateur NAND

IV-3-3 La logique séquentielle

IV-3-3-1 Le circuit séquentiel

Un système séquentiel est un système qui tient compte des valeurs logiques appliquées sur l'entrée. Il comporte des cellules de mémorisation capables de conserver un état qui sera pris en compte à l'instant suivant.

Pour les systèmes asynchrones ce sont les retards de propagation qui permettent la mémorisation fugitive de l'état, par contre, pour les systèmes synchrones ou asynchrones

synchronisés ce sont des dispositifs électroniques qui sont utilisés comme cellules de mémorisation, ils sont appelés bascules.

La bascule est un circuit bistable pouvant prendre deux états logiques « 0 ou 1 ». Son état peut être modifié, en agissant sur un ou plusieurs entrées. La bascule est considérée comme étant l'élément de base des circuits séquentiels [5].

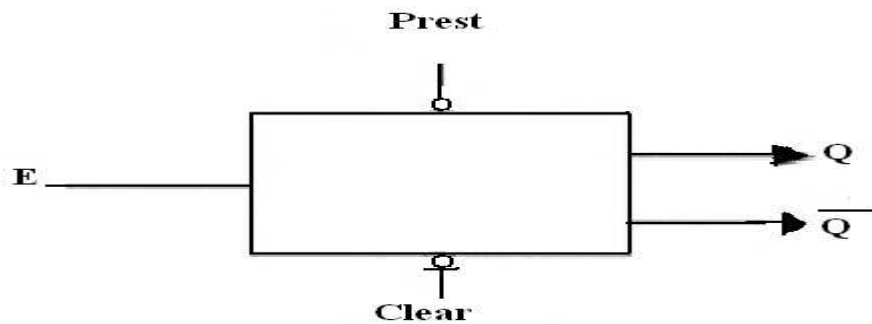


Figure IV-13 : schéma d'une bascule.

Avec ; E : entrée de bascule.

Preset : signal de mise à 1.

Q et $\bar{Q}$: Deux sorties complémentaires

Clear : signale de remise à 0.

IV-3-3.2 Différents types de bascules

On distingue deux types de bascule : bascules asynchrones et synchrones.

❖ Bascules asynchrones

➤ Bascule RS asynchrone

C'est la bascule de base comporte deux entrées R, S et deux sorties Q, $\bar{Q}$, l'entrée R reçoit le signal de la mise à 0 de la sortie Q et l'entrée S reçoit le signal de la mise à 1 de la sortie Q.

Le symbole normalisé de la bascule RS est représenté par la figure IV-13:

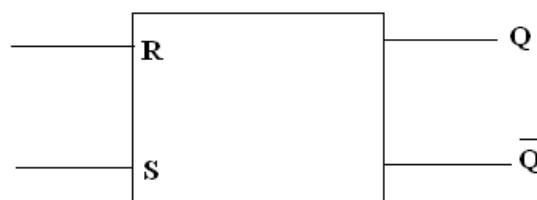


Figure IV-14 : Symbole de la Bascule RS asynchrone

Les bascules RS peuvent être réalisées soit à base des portes NAND ou à base des portes NOR.

➤ **La bascule RS à base de portes NAND :** elle est schématisée comme suit

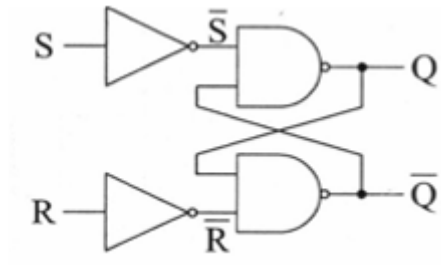


Figure IV-15 : Symbole de La bascule RS à base de portes NAND.

Sa table de vérité est la suivante :

R _n	S _n	Q _{n+1}
0	0	Q _n
0	1	1
1	0	0
1	1	Ø

Tableau IV-7 : Table de vérité de l'opérateur NAND.

➤ **La bascule RS à base de portes NOR :** elle est schématisée comme suit :

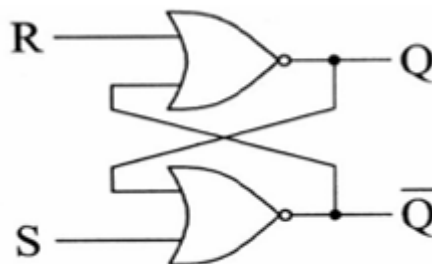


Figure IV-16: Symbole de La bascule RS à base de portes NOR..

La table de vérité s'écrit comme suit :

R _n	S _n	Q _{n+1}
0	0	Q _n
0	1	1
1	0	0
1	1	Ø

Tableau IV-8 : Table de vérité de l'opérateur NOR.

Tel que : Q_{n+1} : la sortie de la bascule à l'instant t.

Q_n : la sortie de la bascule à l'instant t+1.

Ø : état indéterminé.

- **Bascule D asynchrone** : Il s'agit d'une bascule RS dont l'entrée R est systématiquement complémentaire de l'entrée S. Elle schématisée comme suit :

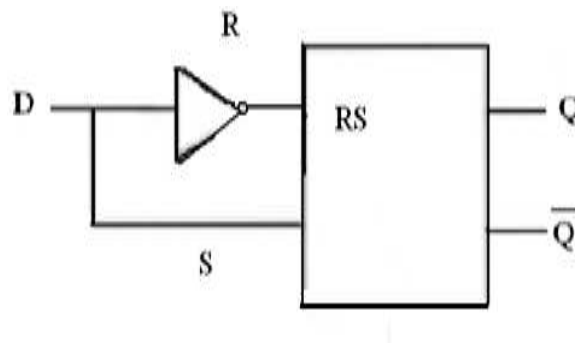


Figure IV-17 : Symbole d'une bascule asynchrone D.

❖ Bascule synchrone

Une bascule synchrone est une bascule dont le passage de l'une de ses deux valeurs de sortie à l'autre est synchronisé avec un signal d'horloge.

Le signal d'horloge est défini comme étant un signal binaire basculant régulièrement de la valeur 1, et inversement. La période du signal d'horloge caractérise le rythme du changement du système. Les changements ne s'effectuant que soit lors des fronts montants, soit lors des fronts descendants du signal d'horloges. [6]

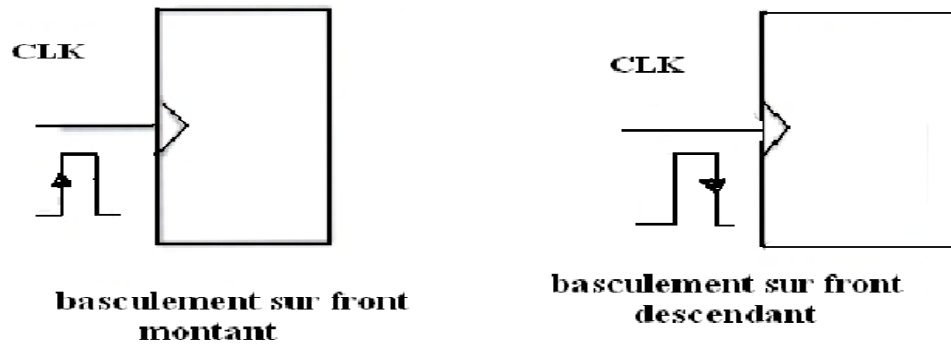


Figure IV-18 : Modes de basculement

Une bascule à déclenchement par front montant ne répond à ses entrées que lors de la présence d'un front montant du signal d'horloge sur son entrée de commande. De même, une bascule à déclenchement par front descendant ne répond à ses entrées de commande.

➤ **Bascule RS** : C'est une bascule RS asynchrone en série avec un signal d'horloge.

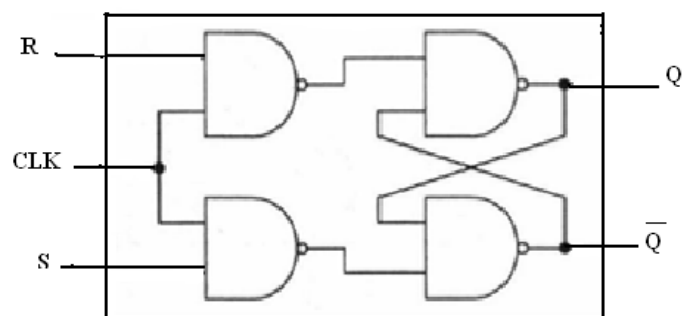


Figure IV-19 : schéma d'une bascule RS synchrone

Sa table de vérité est donnée comme suit :

Si CLK = 0			Si CLK = 1		
R _n	S _n	Q _{n+1}	R _n	S _n	Q _{n+1}
0	0	Q _n	0	0	Q _n
0	1	Q _n	0	1	1
1	0	Q _n	1	0	0
1	1	0	1	1	0

Tableau IV-9 : Table de vérité de la bascule RS synchrone.

On peut ajouter des entrées supplémentaires prioritaires qui permettent de forcer les bascules à 1 (preset) ou à 0 (clear).

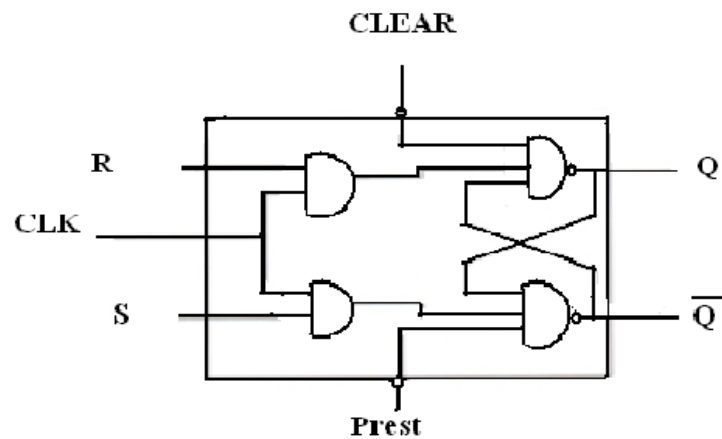


Figure IV-20 : Schéma d'une bascule RS synchrone.

➤ **La bascule JK** : La bascule JK - pour Joker/King-est fait à base de la bascule RS synchrone complétée par deux boucles de retour. Ce type de bascule est très répandue car elle ne possède aucune combinaison d'entrées prohibée (figure IV.20). [6].

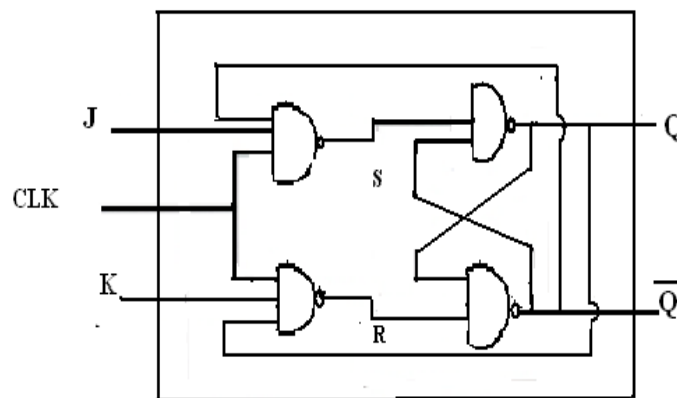


Figure IV-21: schéma d'une bascule JK synchrone.

On peut élaborer sa table de vérité :

Sachant que : Q_{n+1} : la sortie de la bascule JK à l'instant $t+1$.

Q_n : la sortie de la bascule JK à l'instant t .

➤ Si $J_n = K_n = 0$ on obtient $R_n = S_n = 0$ et $Q_{n+1} = Q_n$.

- Si $J_n = 0$ et $K_n = 1$: $\begin{cases} \text{si } Q_n = 0 & \Rightarrow Q_{n+1} = 1. \\ \text{si } Q_n = 1 & \Rightarrow Q_{n+1} = 0. \end{cases}$
- Si $J_n = 1$ et $K_n = 0$: $\begin{cases} \text{si } Q_n = 0 & \Rightarrow Q_{n+1} = 1. \\ \text{si } Q_n = 1 & \Rightarrow Q_{n+1} = 0. \end{cases}$
- Si $J_n = K_n = 1$: $\begin{cases} \text{si } Q_n = 0 & \Rightarrow Q_{n+1} = 1. \\ \text{si } Q_n = 1 & \Rightarrow Q_{n+1} = 0. \end{cases}$

Donc on obtient la table de vérité suivante :

J_n	K_n	Q_{n+1}	Remarques
0	0	Q_n	Etat de mémoire
0	1	0	Mise à 0
1	0	1	Mise à 1
1	1	$\overline{Q_n}$	Etat précédant inversé

Tableau IV-10 : la vérité de la bascule JK synchrone.

- **La bascule D synchrone** : c'est la mise en série d'un détecteur de front montant ou descendant (signal d'horloge) et d'une bascule D asynchrone.

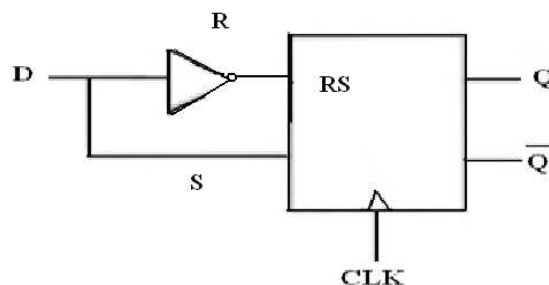


Figure IV-22 : Schéma d'une bascule D synchrone.

On peut la réaliser à partir de la bascule JK :

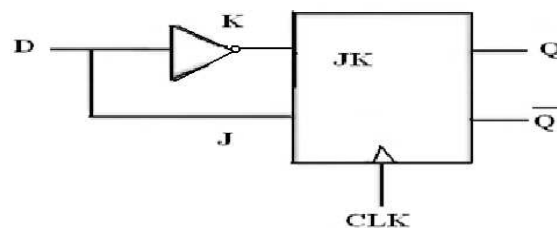


Figure IV-23 : Schéma d'une bascule D synchrone.

IV-4 Le NE555

IV-4-1 Description du NE555

Le NE 555 est un circuit intégré utilisé pour la temporisation ou en mode multivibrateur [3].

- **Le Brochage**

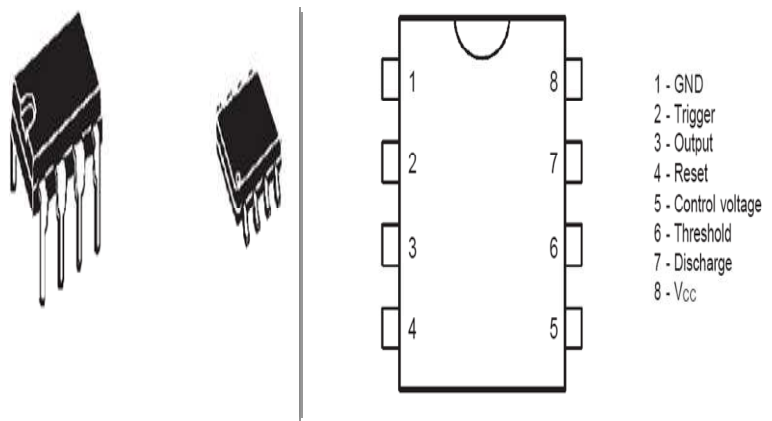


Figure IV-24 : schéma de Brochage.

IV-4-2 Définition des broches

Le NE 555 contient huit broches :

- GND (ground) : la masse.
- TRIOR (Trigger) : gâchette ou déclenchement.
- OUT (out put) : sortie.
- RESET : remise à zéro.
- CONT (control voltage) : contrôle de la tension du pont diviseur interne.
- THRES (threshold) : suite de déclenchement.
- DISCH (discharge) : sert à décharger le condensateur de temporisation.
- VCC : alimentation de tension positive. Généralement, cette tension est comprise entre 4, 5 et 18v.

IV-4-3 Schéma fonctionnel

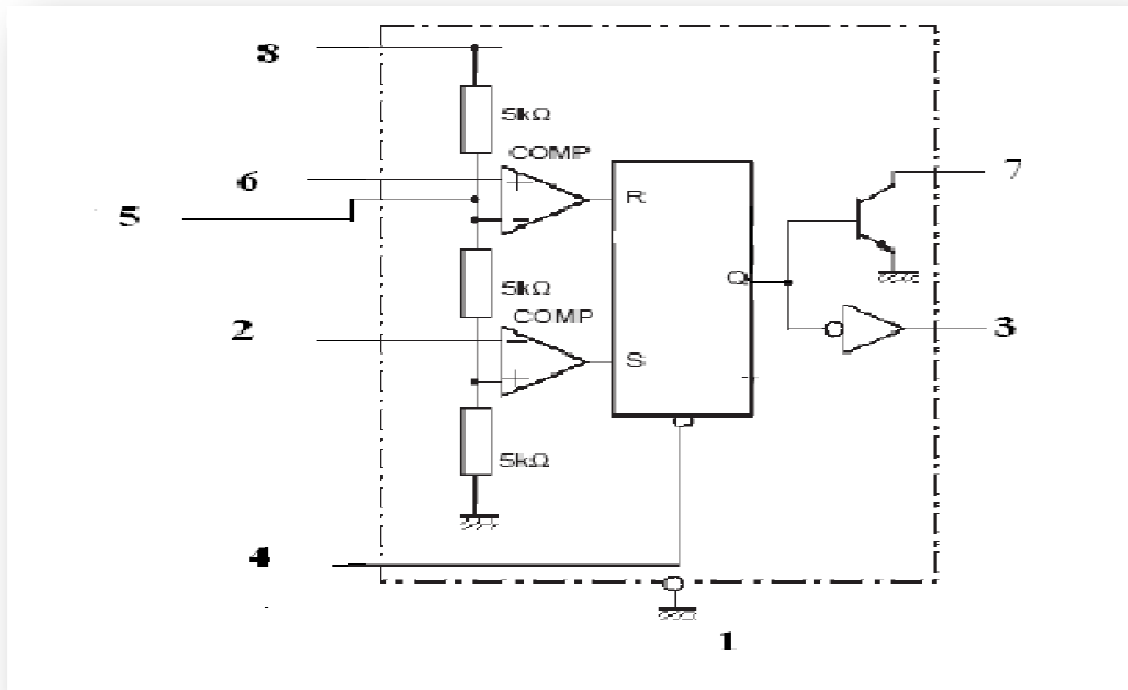


Figure IV-25 : le schéma fonctionnel.

D'après son schéma fonctionnel, le NE555 contient :

- Deux amplificateurs opérationnels de type comparateur.
- Une bascule de type RS.
- Trois résistances identiques, qui constituent un diviseur de tension.
- Un transistor de type NPN.
-

IV-4-4 Principe de fonctionnement

La tension du trig est légèrement inférieur à $\frac{1}{3} V_{cc}$, l'amplificateur inférieur fait positionner la bascule au niveau bas, le transistor se bloque, par contre la sortie (broche 3) est au niveau haut.

La tension dépasse de $\frac{2}{3} V_{cc}$, la bascule est mise à 1 par le comparateur supérieur, la sortie dans ce cas est au niveau bas.

IV-4-5 Différent modes de fonctionnement

Le Ne 555 possède deux modes de fonctionnement : monostable et astable.

IV-4-5-1 le fonctionnement monostable

L'utilisation de NE555 en configuration monostable permet de générer une impulsion d'une durée définie seulement à l'aide d'une résistance et d'un condensateur [2].

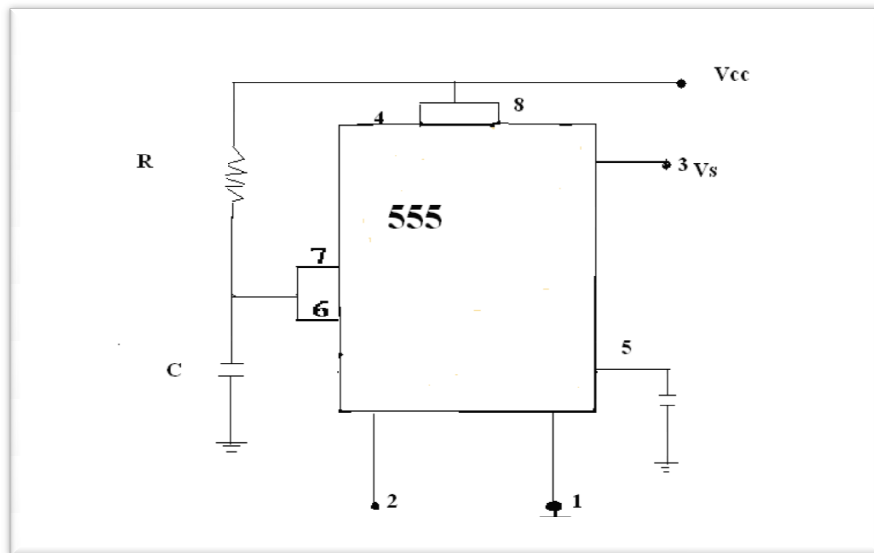


Figure IV-26: Circuit monostable

La largeur de l'impulsion est donnée par la formule suivante : $T_w = 1.1 RC$

IV-4-5-2 Le fonctionnement astable

Un circuit astable est un montage qui passe spontanément d'un état quasi-stable à un autre état quasi-stable, puis il revient à son état initial, de façon périodique. C'est un générateur de signaux rectangulaire.

Pour que le NE555 puisse fonctionner en astable, il nécessite deux résistances et un condensateur comme le montre la figure ci- dessous :

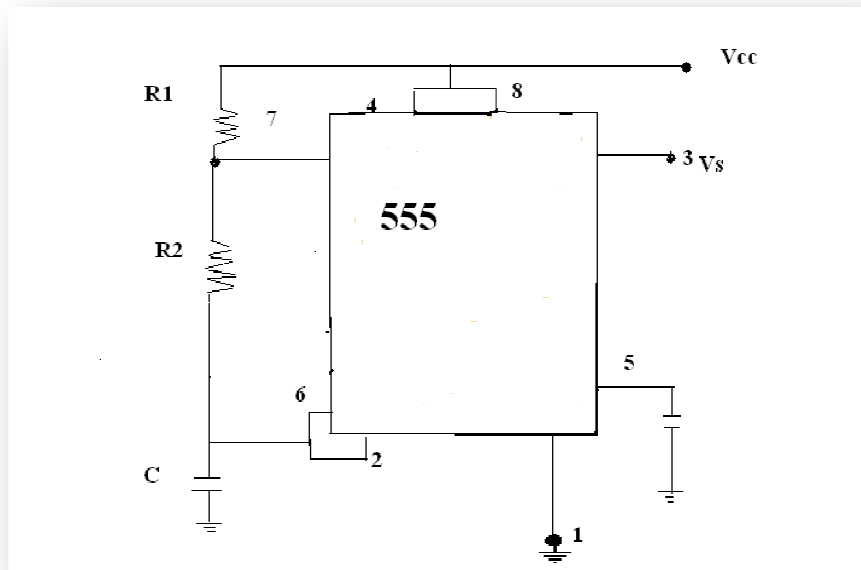


Figure IV-27 : Circuit astable.

Pour ce type de fonctionnement le condensateur se charge à travers la résistance équivalente ($R_1 + R_2$) par contre sa décharge se fait seulement à travers R_2 .

❖ Tension de sortie

La tension de sortie est un signal rectangulaire qui bascule entre 0 et $+V_{cc}$ [4].

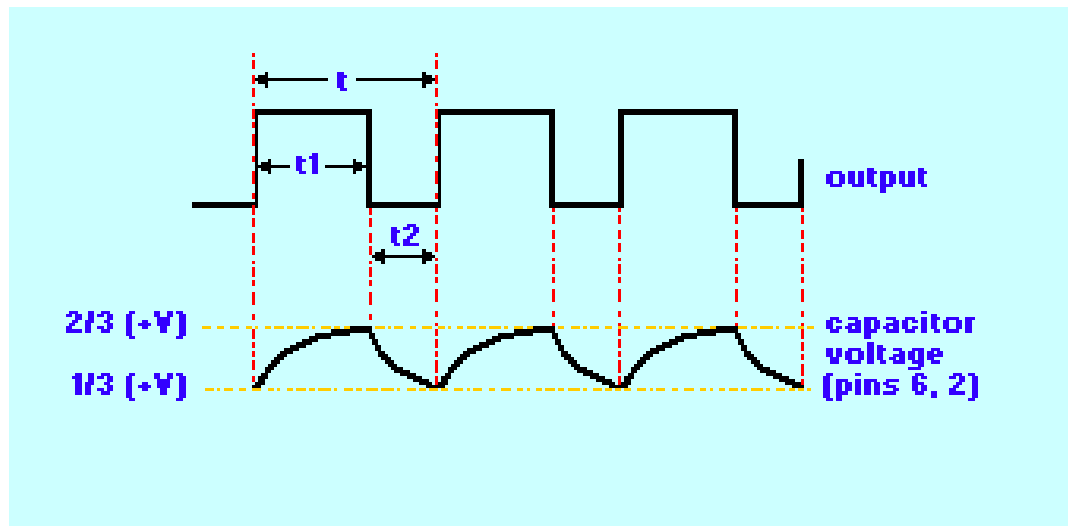


Figure IV-28: Signal de la tension de sortie

❖ Calcul de temps de charge t_c

$$V_C + R_a i + R_b i = V_C \quad (1)$$

Avec : V_{CC} représente la tension d'alimentation.

$$\text{Tel que : } V_C = \frac{1}{C} \int i \, dt \implies i = C \frac{dV_C}{dt} \quad (2)$$

On met (2) dans l'équation (1) on trouve: $V_{CC} = V_C + C \frac{dV_C}{dt} (R_a + R_b)$.

$$\text{On pose } \zeta_1 = (R_a + R_b) C \implies V_C + \zeta_1 \frac{dV_C}{dt} = V_{CC}.$$

$$\frac{dV_C}{dt} + \frac{1}{\zeta_1} V_C = \frac{1}{\zeta_1} V_{CC} \quad (IV.7)$$

C'est une équation différentielle de premier ordre avec second membre. Sa solution se calcule comme suit :

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{\zeta_1} (V_{CC} - V_C) \implies \frac{dV_C}{V_{CC} - V_C} = \frac{1}{\zeta_1} dt \quad .$$

$$\int \frac{-dV_C}{V_{CC} - V_C} = \int -\frac{1}{\zeta_1} dt \implies \ln(V_{CC} - V_C) = -\frac{1}{\zeta_1} t + K_1.$$

(K_1 constante d'intégration).

$$V_{CC} - V_C = e^{-\frac{t}{\zeta_1}} e^{K_1} = A e^{-\frac{t}{\zeta_1}} \implies V_C = V_{CC} - A e^{-\frac{t}{\zeta_1}} \quad (3)$$

Determination de A

$$\text{à } t=0 \quad V_C = 1/3 V_{CC} \implies A = 2/3 V_{CC}.$$

On remplace A avec sa valeur dans l'équation (3) on trouve que:

$$V_C = V_{CC} \left(1 - \frac{2}{3} e^{-\frac{t}{\zeta_1}} \right) \quad (IV.8)$$

Le condensateur C cesse de se charger lorsque la tension à ses bornes vaut $2/3 V_{CC}$ donc.

$$\frac{2}{3} V_C = V_{CC} \left(1 - \frac{2}{3} e^{-\frac{tc}{\zeta_1}} \right) \implies -\frac{1}{3} = -\frac{2}{3} e^{-\frac{tc}{\zeta_1}} \quad .$$

$$\frac{1}{2} = e^{-\frac{tc}{\zeta_1}} \implies -\frac{tc}{\zeta_1} = \ln\left(\frac{1}{2}\right) \implies tc = \zeta_1 \ln(2)$$

Finalement:

$$t_c = (R_a + R_b) C \ln 2 \quad (IV.9)$$

t_c : le temps qui met le condensateur pour passer de la tension $1/3$ de V_{CC} à $2/3 V_{CC}$.

❖ Calcul de temps de décharge t_d

Le condensateur se décharge à travers R_b seulement, donc on peut écrire :

$$V'_c + R_b i' = 0 \text{ avec } V'_c = \frac{1}{C} \int i' dt \implies i' = C \frac{dV'_c}{dt}.$$

$$\text{On remplace dans l'équation (1) : } V'_c + R_b C \frac{dV'_c}{dt} = 0.$$

$$\text{On pose } \zeta_2 = R_b * C \implies V'_c + \zeta_2 \frac{dV'_c}{dt} = 0.$$

$$\frac{dV'_c}{dt} + \frac{1}{\zeta_2} V'_c = 0. \quad \text{Equation différentielle de premier ordre sans second membre. Sa}$$

solution est donnée comme suit :

$$\frac{dV'_c}{dt} = -\frac{1}{\zeta_2} V'_c \implies \frac{dV'_c}{V'_c} = -\frac{1}{\zeta_2} dt.$$

$$\int \frac{dV'_c}{V'_c} = \int -\frac{1}{\zeta_2} dt \implies \ln V'_c = -\frac{1}{\zeta_2} t + K_2.$$

(K_2 constante d'intégration).

$$V'_c = e^{-\frac{1}{\zeta_2} t} e^{K_2} = B e^{-\frac{1}{\zeta_2} t} \quad (4)$$

Determination de B

$$\left. \begin{array}{l} \text{à } t=T \quad V_c = V'_c = 2/3 V_{cc} \\ \text{et} \\ V'_c = B e^{-\frac{1}{\zeta_2} t} \end{array} \right\} \implies B = 2/3 V_{cc} e^{\frac{tc}{\zeta_2}}$$

On remplace B avec sa valeur dans l'équation (4) on trouve que:

$$V'_c = \frac{2}{3} e^{-\frac{(t-t_c)}{\zeta_2}} V_{cc} \quad (IV.10)$$

Calcul de t_d

$$\text{à } t=T \quad V_c = V'_c(t=T) = 1/3 V_{cc}$$

$$\implies \frac{1}{3} V_{cc} = \frac{2}{3} e^{-\frac{(T-t_c)}{\zeta_2}} V_{cc}.$$

$$\text{or } T - t_c = t_d.$$

$$\Longrightarrow \frac{1}{2} = e^{\frac{-t_d}{\tau_2}} \Longrightarrow t_d = \tau_2 \ln 2.$$

Finalement

$$t_d = R_b C \ln 2 \quad (IV.11)$$

Tel que t_d est defini comme etant le temps necessaire pour que la tension aux bornes de condensateur passe de $2/3 V_{cc}$ à $1/3 V_{cc}$ (temps de décharge).

Calcul de la période T

$$T = t_c + t_d = (R_a + R_b) C \ln 2 + R_b C \ln 2$$

D'où

$$T = (R_a + 2R_b) C \ln 2 \quad (IV.12)$$

Calcul de la fréquence f

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b) C} \quad (IV.13)$$

❖ Résumé de calcul

La durée de la décharge de condensateur vaut : $t_c = 0.693(R_a + R_b) C$

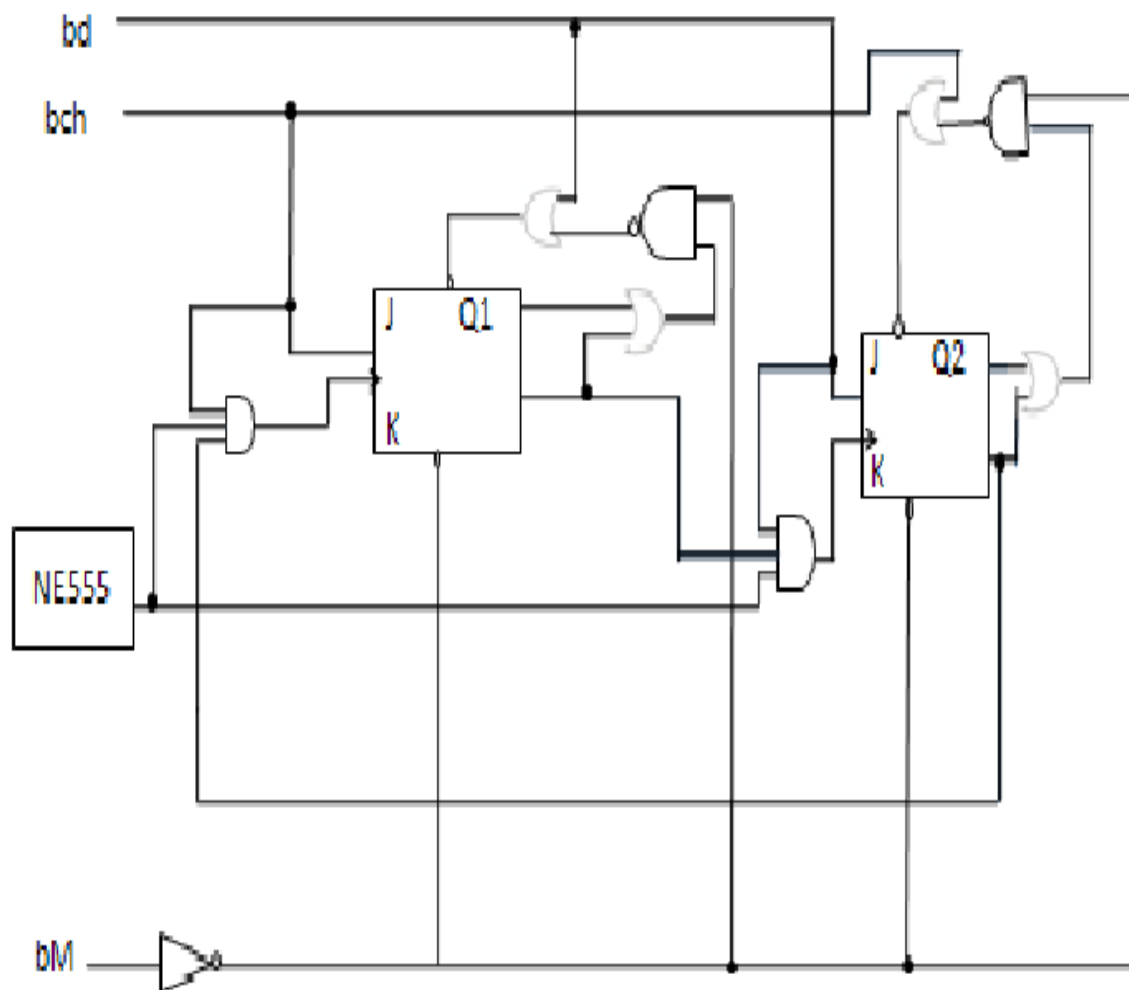
La durée de la décharge de condensateur vaut : $t_d = 0.693R_b C$

La période du signal de sortie est : $T = 0.693(R_a + 2R_b) C$

La fréquence vaut : $f = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b) C}$.

IV-5 Le schéma de la commande

Dans le but de réaliser un établissement du courant et son extinction sans contact mécanique, il est préférable d'exploiter la commutation des composants de puissance avec un circuit de commande adéquat à l'application. Dans notre cas le circuit de commande est donné par la figure ci-dessous.



bm : Bouton poussoir de remise à zéro.

bch : Bouton poussoir de charge.

bd : Bouton poussoir de décharge.

Figure IV-29 : Schéma de commande.

L'indisponibilité des composants de puissance et de commande a fait que nous avons opté pour la commande de chaque phase par un relais actionné par un interrupteur.

***CHAPITRE V: PARTIE
EXPERIMENTALE***

V-1 Introduction

Cette partie est consacrée à la représentation de banc d'essai ainsi que les relevés expérimentaux et leur interprétation

V-2 Présentation du capteur

Le capteur utilisé est un capteur différentiel, constitué de deux bobines de 70 spires dont le sens d'enroulement est inversé. Ce capteur est montré dans la figure V.1.

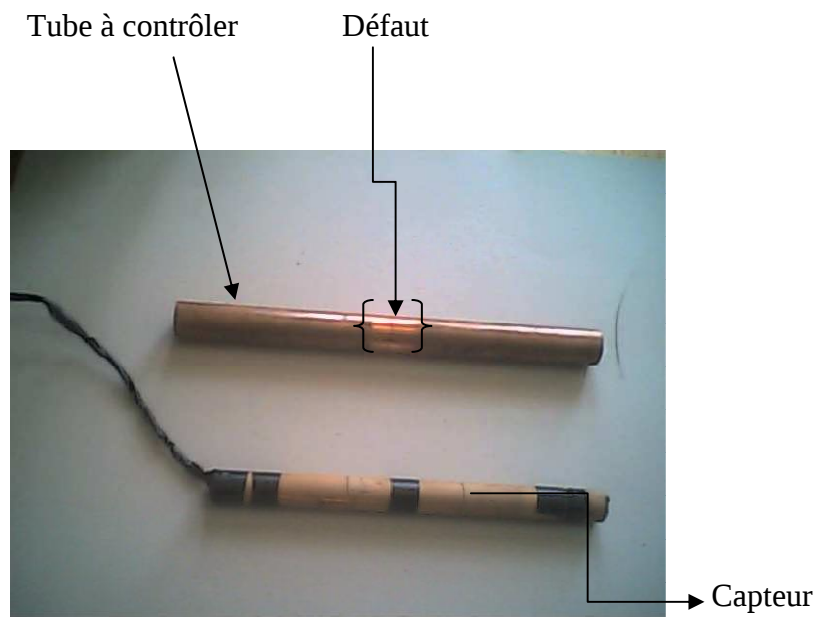


Figure V.1: Capteur différentiel absolu et le tube à contrôler.

V-3 Caractérisation du capteur

La caractérisation du capteur consiste à relever sa résistance et son inductance. Après identification on trouve :

$$R = 3.27\Omega \text{ et } L=3.697\text{mH}$$

V-4 Description du banc d'essai

Le banc d'essai est réalisé en utilisant :

- Une source de tension continue

Elle sert à charger le condensateur à travers la résistance.

- **Un oscilloscope à mémoire**

Pour la visualisation des signaux en régimes transitoires. Nous avons utilisé un oscilloscope de type HAMEG ayant une résolution de 40 Mhz.



Figure V.2: oscilloscope à mémoire.

- **Une résistance**

Permet de charger le condensateur, de faire varier la durée de la charge.

- **Un condensateur**

Composant indispensable pour la création d'une impulsion de puissance.

- **Un Capteur**

Permet d'effectuer des mesures destinées à la caractérisation du défaut.

- **Circuit de commande de la charge et de la décharge du condensateur**

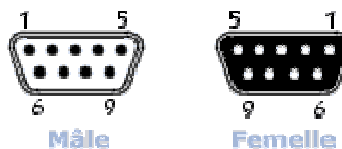
Permet de contrôler la phase de charge et de décharge en assurant la continuité de ces deux phases sans interruption intempestive.

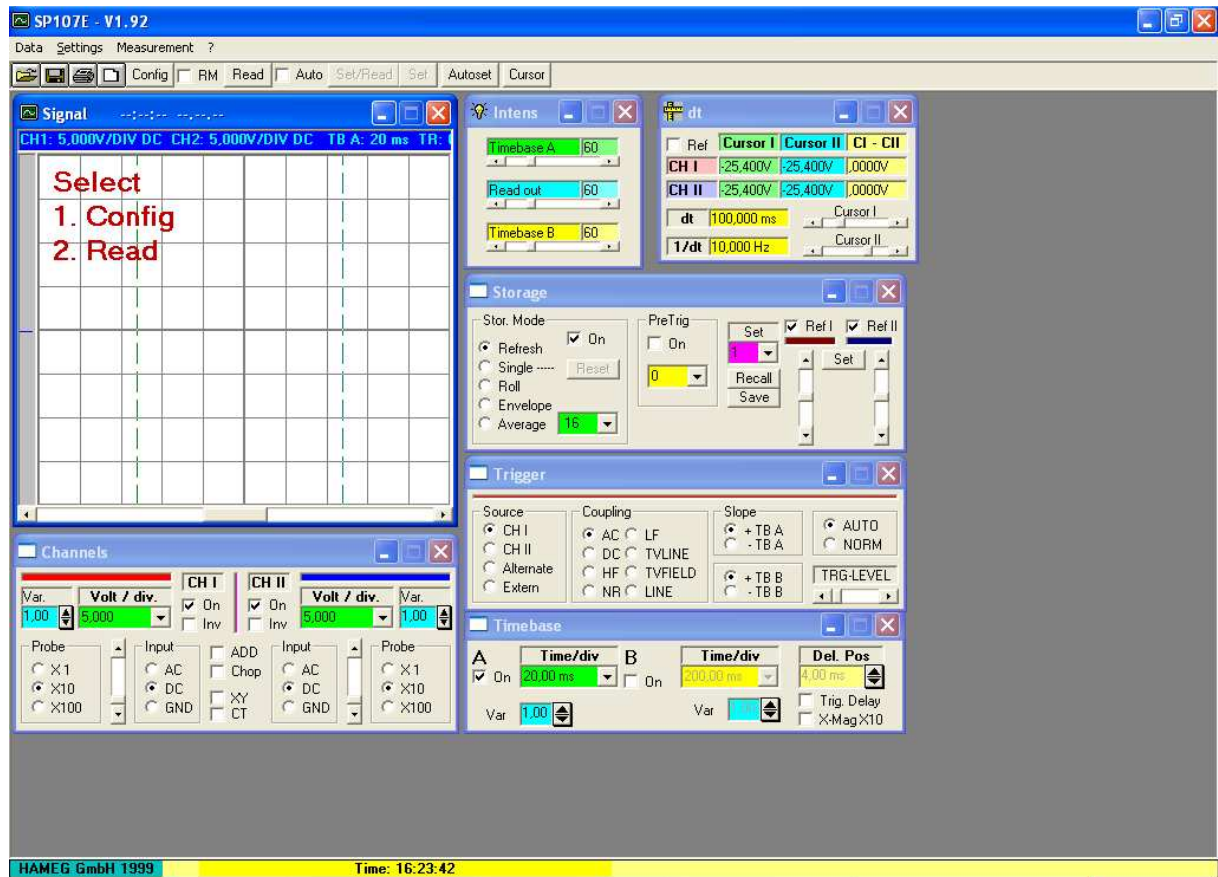
- **Un tube à contrôler (voir figure IV.1)**

Permet de tester le capteur en lui faisant subir un défaut standard. C'est un tube en cuivre de 20mm de diamètre et sur lequel nous avons introduit un défaut externe de 0.4mm*20mm en son milieu.

- **Câble DB9-RS232**

Permet d'établir une liaison entre l'oscilloscope à mémoire et le PC, l'acquisition se fait par l'intermédiaire d'un logiciel HP107 spécifique à l'oscilloscope.





• Micro-ordinateur

Permet le traitement des données acquises.

Le banc d'essai est donné dans la figure V.3

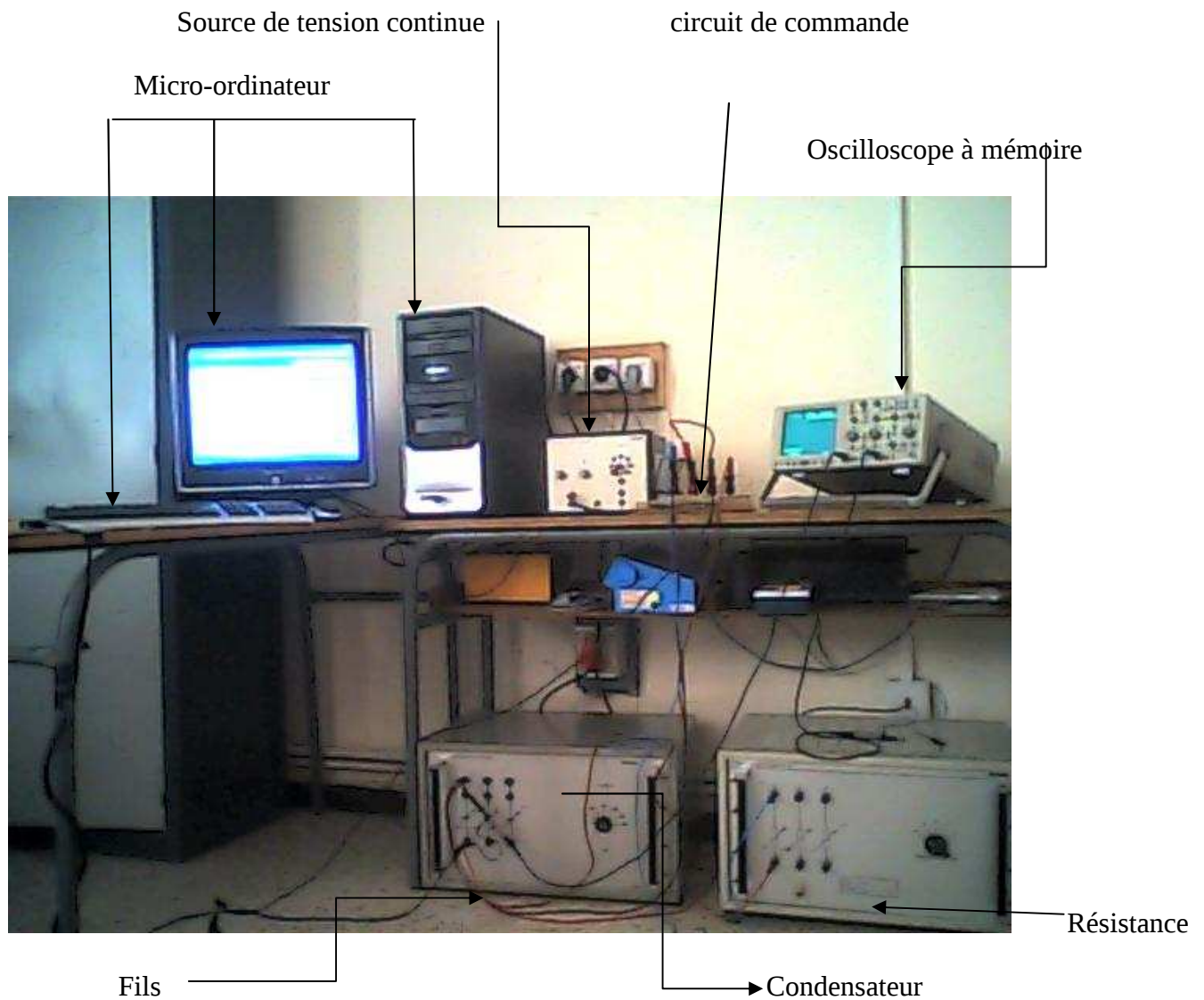


Figure V.3 : Le banc d'essai.

V-5 Les essais :

Le but de mesurer la tension aux bornes du capteur ainsi que le courant qui le traverse pour différentes position du capteur par rapport au défaut. Le point G étant au centre.

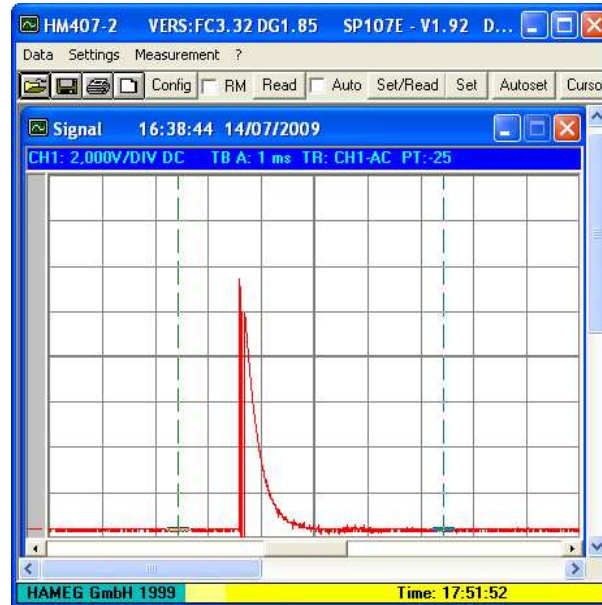
La mesure de la tension aux bornes du capteur ainsi que le courant qui le traverse se fera en différents points du tube à contrôler.

V-6 les résultats expérimentaux

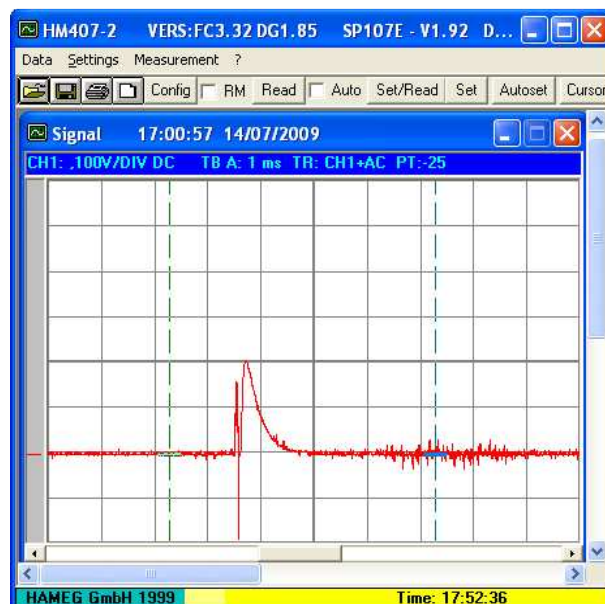
Dans ce qui suit, la tension aux bornes de capteur et le courant qui le traverse sont représentés pour chaque position.

Position A

Tension

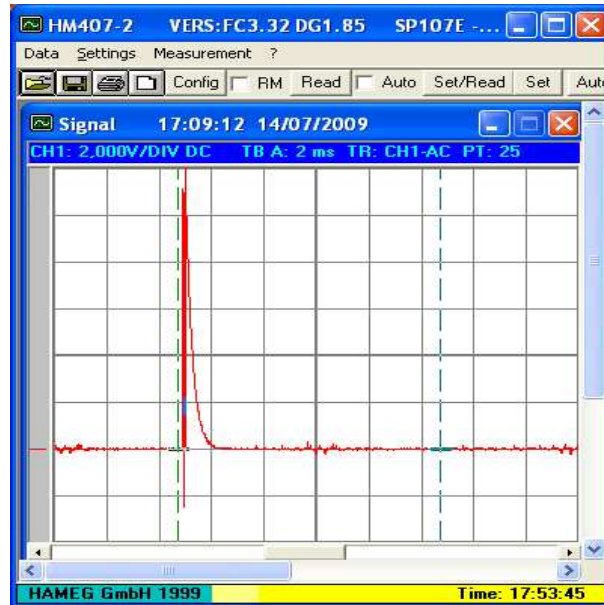
**Figure V-4: Tension aux bornes de capteur**

Courant

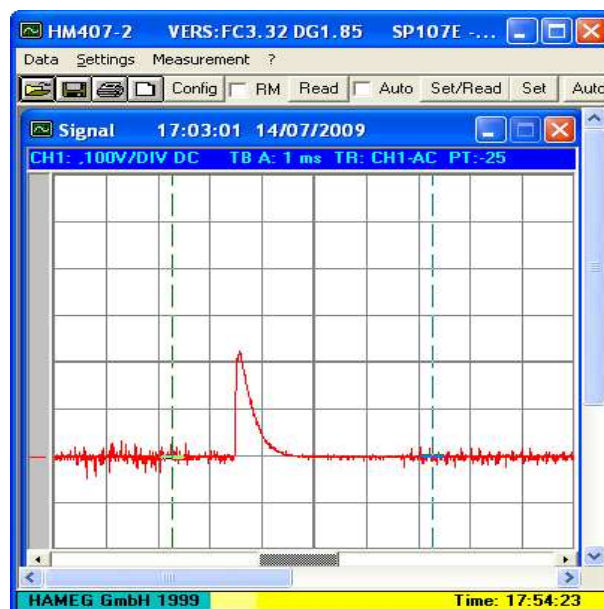
**Figure IV-5 : courant traversant le capteur**

Position B

Tension

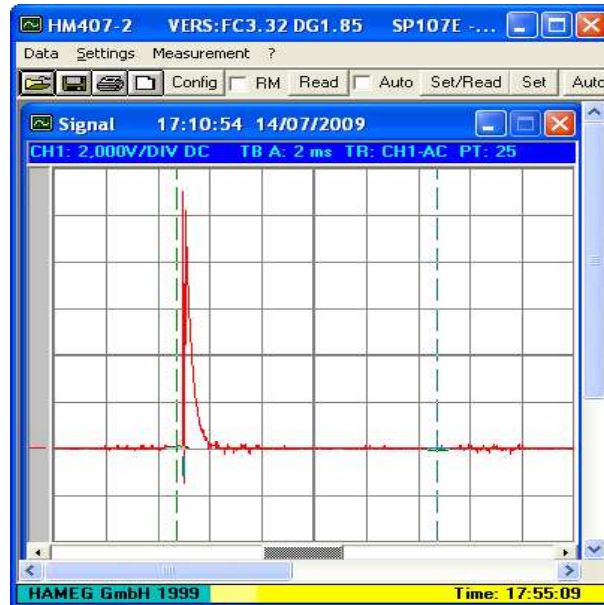
**Figure V-6: Tension aux bornes de capteur**

Courant

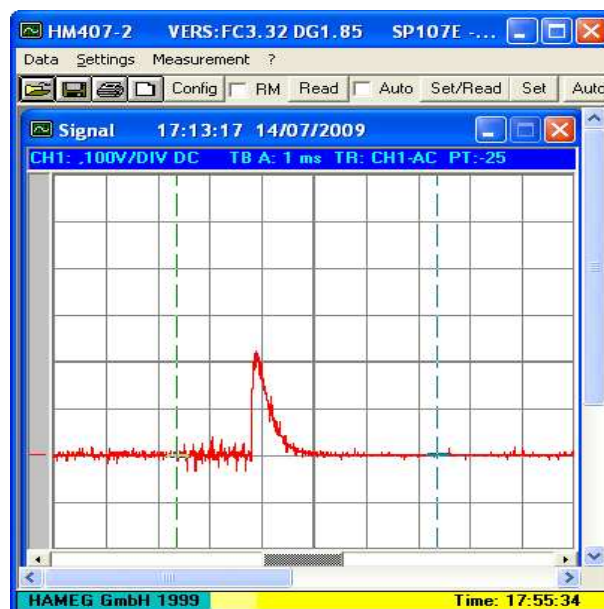
**Figure V-7 : Courant traversant le capteur**

Position C

Tension

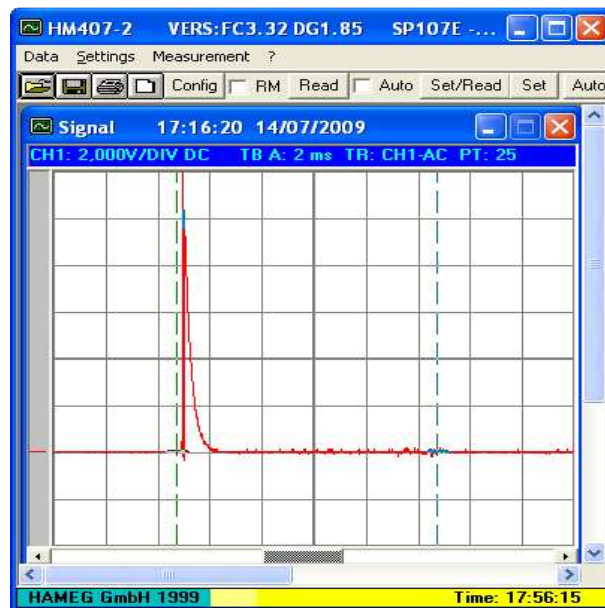
**Figure V-8: Tension aux bornes de capteur**

Courant

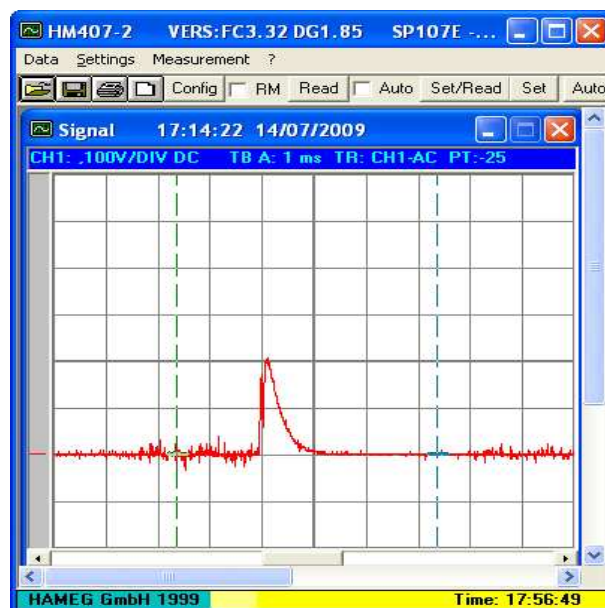
**Figure V-9 : Courant traversant le capteur**

Position D

Tension

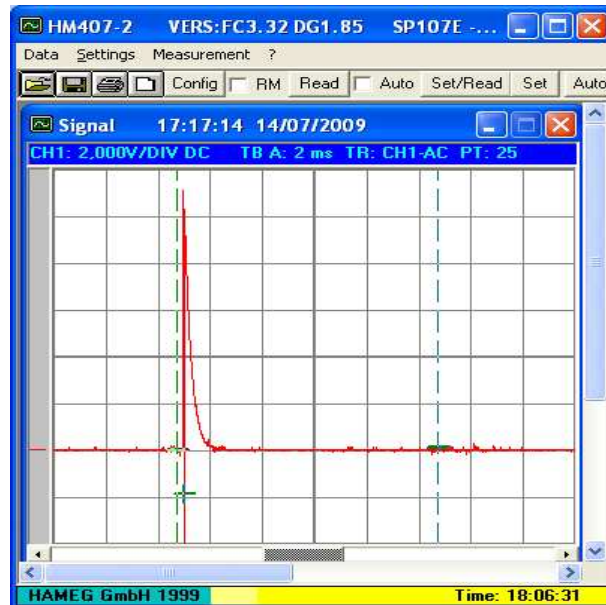
**Figure V-9: Tension aux bornes de capteur**

Courant

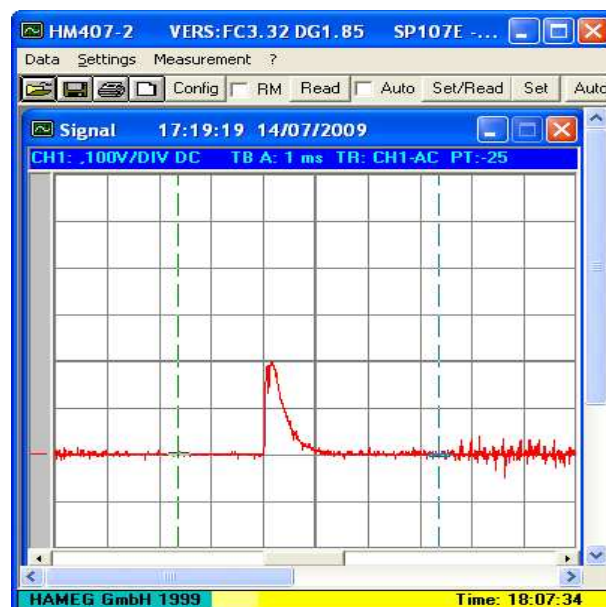
**Figure V-10 : Courant traversant le capteur**

Position E

Tension

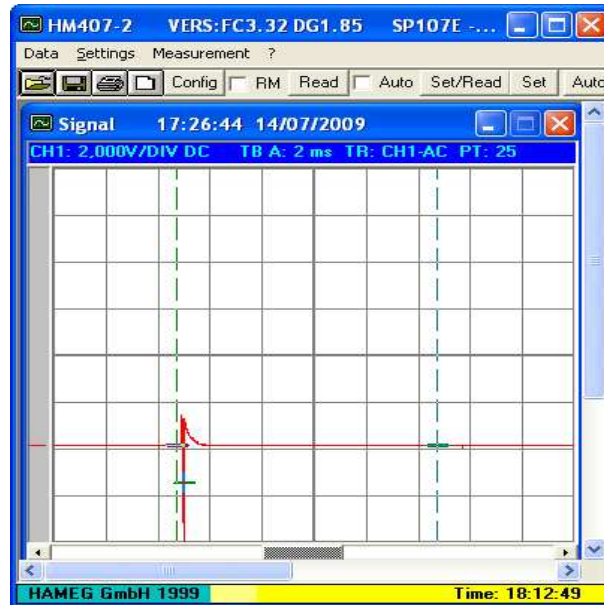
**Figure V-11: Tension aux bornes de capteur**

Courant

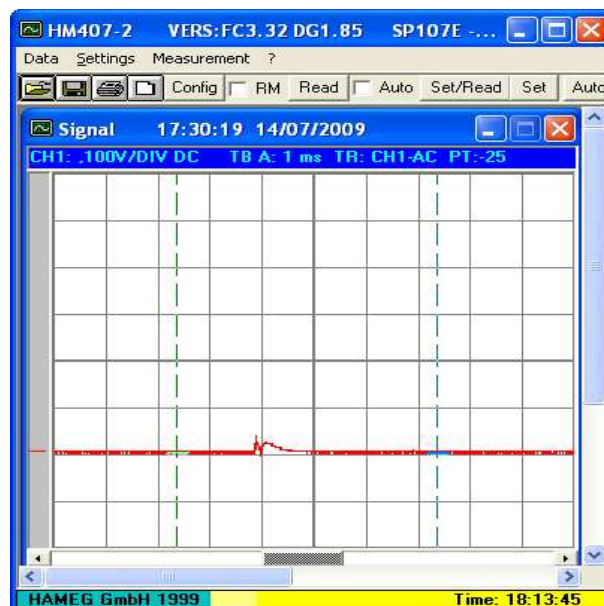
**Figure V-12 : Courant traversant le capteur**

Position G

Tension

**Figure V-15: Tension aux bornes de capteur**

Courant

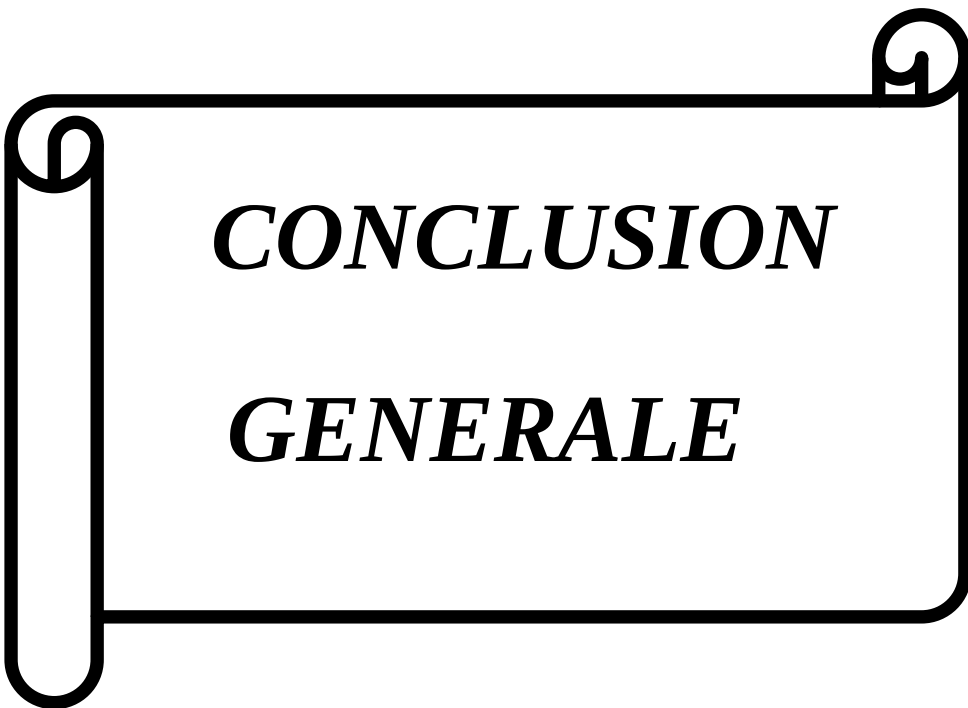
**Figure V-16 : Courant traversant le capteur**

V-7 Observations et interprétations des résultats

Les essais effectués sur la maquette réalisée ont permis de retrouver la forme du signal caractéristique d'une impulsion en régime transitoire. Comparativement à l'aspect théorique, la partie négative n'apparaît pas dans le signal, compte tenu des caractéristiques des paramètres physiques utilisés, à savoir la capacité de décharge, la résistance et l'inductance du circuit expérimental.

Les réponses en courant et tension aux bornes du capteur ont été mesurées et représentées pour différentes positions du capteur. À l'issue de ses résultats, on constate que le pic du courant décroît en rapprochant du centre du défaut où il est à sa valeur minimale.

Les résultats obtenus sont satisfaisants et ceux malgré la qualité moyenne des matériels de mesure utilisés. En effet, des appareils de mesures plus sensibles et de bande passante plus large sont indispensables pour l'amélioration des résultats.



CONCLUSION

GENERALE

Conclusion générale

L'objectif recherché dans ce travail est la réalisation d'un banc de contrôle non destructif à courants de Foucault pulsé.

Le contrôle non destructif, s'impose dans tous les domaines, grâce aux diverses méthodes qui s'appuient sur ce principe.

Pour le contrôle des pièces métalliques, c'est le contrôle non destructif par courants de Foucault qui est le plus indiqué.

Ce mémoire a été consacré à la réalisation d'un banc d'essai de CND par courants de Foucault pulsé.

Après une modélisation du capteur et de son alimentation, nous avons présenté les composants qui permettent la réalisation de cette alimentation.

Les résultats expérimentaux obtenus sont satisfaisant, ils conforment à la théorie

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie :

- [1] **R.V.Honorat**: « Thyristor Triac et Gto » édition radio; 1987.
- [2] . **G.Decés** ; « les applications des amplificateurs opérationnels», édition Radio, Paris ; 1990
- [3].**J.C.Chauveau, G. chevalier, B.Chevalier** : « Mémothech électronique » édition Casteilla ; 1997
- [4]. **Albert,Paul Malvino**: « principe d'électronique», édition6,Paris 2002.
- [5]. **C.Brie** : « Informatique industrielle, logique combinatoire et séquentielle, Méthode, outil et réalisation » édition ellipse, 2002.
- [6]. **A Lai Théorie**: «science de l'ingénieur .automatique logique», édition Marketingue,Paris 2005
- [7] . **A. Diche**: «Développement modèle de transformations pour l'étude des capteurs à courants de Foucault »thèse de magister UMMTO 2003
- [8]: **Lia Maurice**: « Développement d'un modèle d'interaction d'un champ électromagnétique avec un défaut plan dans un matériau conducteur. Application à la simulation d'un procédé de contrôle non destructif par courant de Foucault» ; thèse de doctorat; Lyon, 2006.
- [9]: **Thollone Frédéric**: «conception et optimisation de capteurs à courants de Foucault pour la détection de défauts profonds dans des matériaux amagnétiques» ; thèse de doctorat, école centrale de Lyon, 1995
- [10].**D. Dobbeni**; «eddy current 8 ultrasonic inspections of tubes via ratating probes». Nuclear Europ Worlds can 5-6 pp; 1999.
- [11]. **L. Oukhellou**;«Paramitrisation et classification de signaux en contrôle non destructif. Application à la reconnaissance des défauts de relais par courant de Foucault»; thèse de doctorat; Parie XI Orsay, 1997
- [12]. **Abdou**; «Contrôle non destructif par courant de Foucault étude et réalisation d'un capteur inductif» ; mémoire de magister, Batna ; 2006.
- [13] . **F. Cerrier, K. Marin, Y. Guilbeault et M. Tremblay** ; « Les essais non destructif» projet de session, université de Québec ; 2003.
- [14] . **N. Boucherou, M. Zergoug, A. Hammouda, G. K. H.Boudjelal, ABoutaghane et O.Bourdjam**;

«Evaluation des matériaux conducteur par courant de Foucault pulsé »; 18ème Congrès Français de Mécanique Grenoble ; 2007.

[15]. M.Boudjema, K.Ghedamsi: « Etude et réalisation d'un hacheur de traction »
Mémoire d'ingénieur; promotion 1998.

[16]. site web : www.masure.com/archives/642

[17]. Site web : [www.electronique](http://www.electronique-theorie-relais.htm) –Théorie-relais.htm

ANNEXES

DATA SHEET

NE/SE5539

High frequency operational amplifier

Product specification

April 15, 1992

IC11

Philips Semiconductors



PHILIPS

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

DESCRIPTION

The NE/SE5539 is a very wide bandwidth, high slew rate, monolithic operational amplifier for use in video amplifiers, RF amplifiers, and extremely high slew rate amplifiers.

Emitter-follower inputs provide a true differential input impedance device. Proper external compensation will allow design operation over a wide range of closed-loop gains, both inverting and non-inverting, to meet specific design requirements.

FEATURES

- Bandwidth
 - Unity gain - 350MHz
 - Full power - 48MHz
 - GBW - 1.2GHz at 17dB
- Slew rate: 600V/ μ s
- A_{VOL} : 52dB typical
- Low noise - 4nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ typical
- MIL-STD processing available

APPLICATIONS

- High speed datacom
- Video monitors & TV

PIN CONFIGURATION

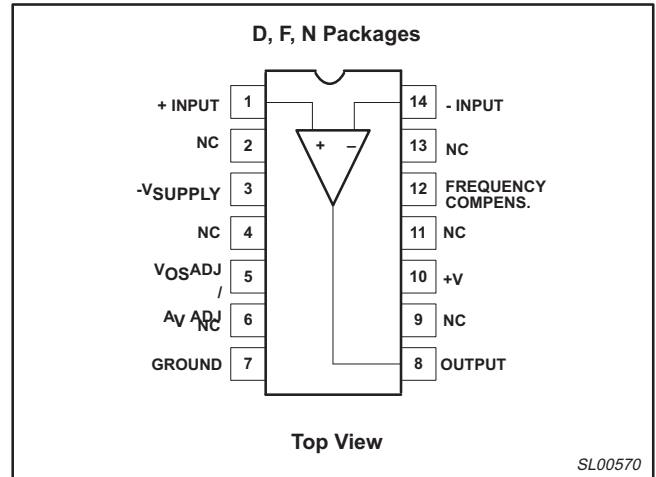


Figure 1. Pin Configuration

- Satellite communications
- Image processing
- RF instrumentation & oscillators
- Magnetic storage
- Military communications

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	NE5539N	SOT27-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) package	0 to +70°C	NE5539D	SOT108-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package	0 to +70°C	NE5539F	0581B
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package	-55 to +125°C	SE5539F	0581B

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNITS
V_{CC}	Supply voltage	± 12	V
P_{DMAX}	Maximum power dissipation, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (still-air) ²		
	F package	1.17	W
	N package	1.45	W
	D package	0.99	W
T_A	Operating temperature range		
	NE	0 to 70	°C
	SE	-55 to +125	°C
T_{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	°C
T_J	Max junction temperature	150	°C
T_{SOLD}	Lead soldering temperature (10sec max)	+300	°C

NOTES:

1. Differential input voltage should not exceed 0.25V to prevent excessive input bias current and common-mode voltage 2.5V. These voltage limits may be exceeded if current is limited to less than 10mA.
2. Derate above 25°C, at the following rates:
 - F package at 9.3mW/°C
 - N package at 11.6mW/°C
 - D package at 7.9mW/°C

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

EQUIVALENT CIRCUIT

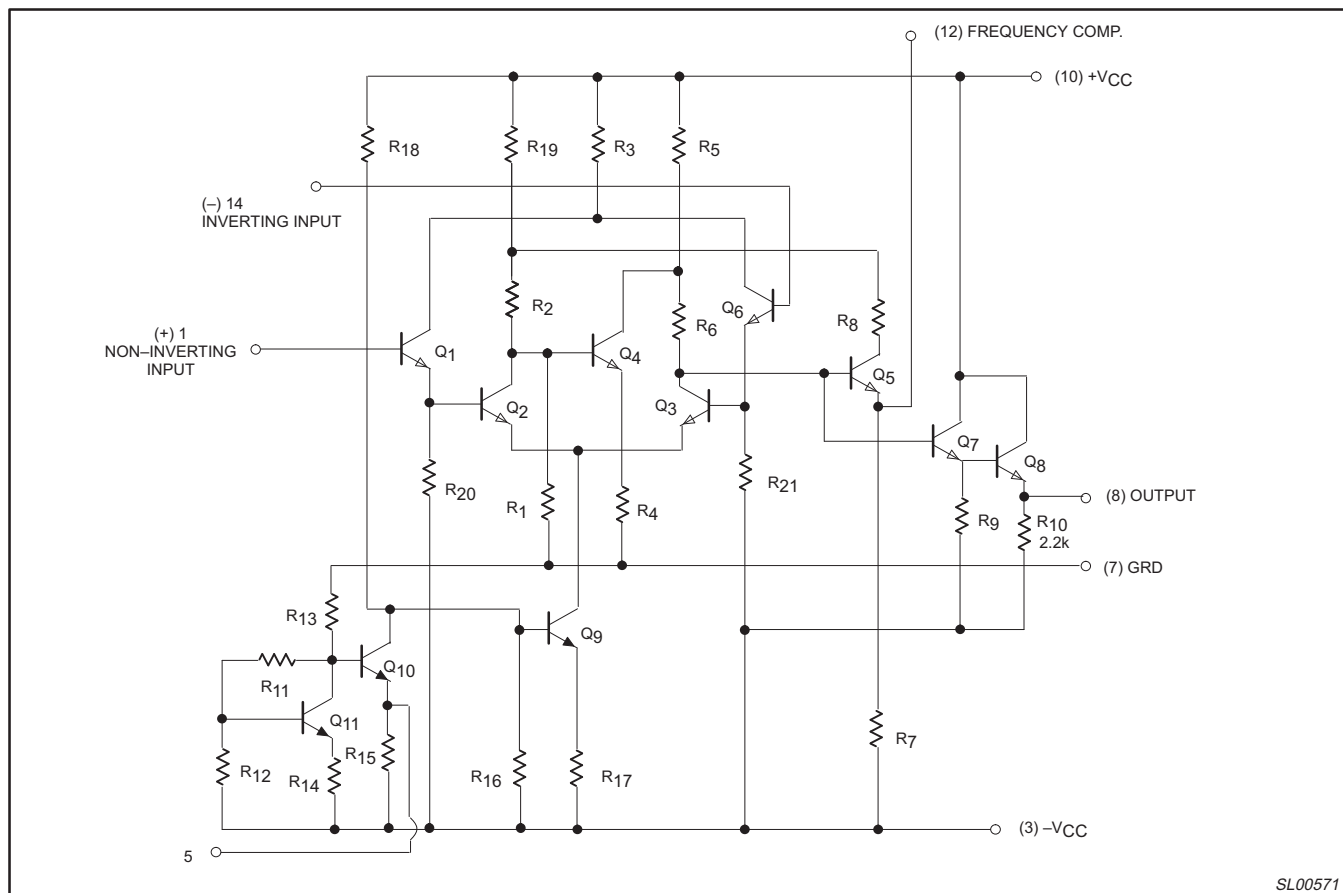


Figure 2. Equivalent Circuit

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC} = \pm 8V$, $T_A = 25^\circ C$; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5539			NE5539			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{OS}	Input offset voltage	$V_O = 0V$, $R_S = 100\Omega$	Over temp	2	5				mV
			$T_A = 25^\circ C$	2	3		2.5	5	
	$\Delta V_{OS}/\Delta T$			5			5		$\mu V/^\circ C$
I_{OS}	Input offset current		Over temp	0.1	3				μA
			$T_A = 25^\circ C$	0.1	1			2	
	$\Delta I_{OS}/\Delta T$			0.5			0.5		$nA/^\circ C$
I_B	Input bias current		Over temp	6	25				μA
			$T_A = 25^\circ C$	5	13		5	20	
	$\Delta I_B/\Delta T$			10			10		$nA/^\circ C$
CMRR	Common mode rejection ratio	$F = 1kHz$, $R_S = 100\Omega$, $V_{CM} \pm 1.7V$		70	80		70	80	dB
			Over temp	70	80				
R_{IN}	Input impedance			100			100		$k\Omega$
R_{OUT}	Output impedance			10			10		Ω

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued) $V_{CC} = \pm 8V$, $T_A = 25^\circ C$; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5539			NE5539			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{OUT}	Output voltage swing	$R_L = 150\Omega$ to GND and 470Ω to $-V_{CC}$	+Swing -Swing			+2.3 -1.7	+2.7 -2.2		V
V_{OUT}	Output voltage swing	$R_L = 25\Omega$ to GND Over temp	+Swing -Swing	+2.3 -1.5	+3.0 -2.1				V
		$R_L = 25\Omega$ to GND $T_A = 25^\circ C$	+Swing -Swing	+2.5 -2.0	+3.1 -2.7				
I_{CC+}	Positive supply current	$V_O = 0$, $R_1 = \infty$, Over temp		14	18				mA
		$V_O = 0$, $R_1 = \infty$, $T_A = 25^\circ C$		14	17		14	18	
I_{CC-}	Negative supply current	$V_O = 0$, $R_1 = \infty$, Over temp		11	15				mA
		$V_O = 0$, $R_1 = \infty$, $T_A = 25^\circ C$		11	14		11	15	
PSRR	Power supply rejection ratio	$\Delta V_{CC} = \pm 1V$, Over temp		300	1000				$\mu V/V$
		$\Delta V_{CC} = \pm 1V$, $T_A = 25^\circ C$					200	1000	
A_{VOL}	Large signal voltage gain	$V_O = +2.3V$, $-1.7V$, $R_L = 150\Omega$ to GND, 470Ω to $-V_{CC}$				47	52	57	dB
A_{VOL}	Large signal voltage gain	$V_O = +2.3V$, $-1.7V$ $R_L = 2\Omega$ to GND	Over temp $T_A = 25^\circ C$						dB
						47	52	57	
A_{VOL}	Large signal voltage gain	$V_O = +2.5V$, $-2.0V$ $R_L = 2\Omega$ to GND	Over temp $T_A = 25^\circ C$	46 48		60 58			dB

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $V_{CC} = \pm 6V$, $T_A = 25^\circ C$; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS		SE5539			UNITS
				MIN	TYP	MAX	
V _{OS}	Input offset voltage		Over temp		2	5	mV
			T _A = 25°C		2	3	
I _{OS}	Input offset current		Over temp		0.1	3	μA
			T _A = 25°C		0.1	1	
I _B	Input bias current		Over temp		5	20	μA
			T _A = 25°C		4	10	
CMRR	Common-mode rejection ratio	V _{CM} = ±1.3V, R _S = 100Ω		70	85		dB
I _{CC+}	Positive supply current		Over temp		11	14	mA
			T _A = 25°C		11	13	
I _{CC-}	Negative supply current		Over temp		8	11	mA
			T _A = 25°CmA		8	10	
PSRR	Power supply rejection ratio	ΔV _{CC} = ±1V	Over temp		300	1000	μV/V
			T _A = 25°C				
V _{OUT}	Output voltage swing	R _L = 150Ω to GND and 390Ω to –V _{CC}	Over temp	+Swing	+1.4	+2.0	V
				–Swing	–1.1	–1.7	
			T _A = 25°C	+Swing	+1.5	+2.0	
				–Swing	–1.4	–1.8	

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = \pm 8V$, $R_L = 150\Omega$ to GND and 470Ω to $-V_{CC}$, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5539			NE5539			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
BW	Gain bandwidth product	$A_{CL} = 7$, $V_O = 0.1 V_{P-P}$		1200			1200		MHz
	Small signal bandwidth	$A_{CL} = 2$, $R_L = 150\Omega^1$		110			110		MHz
t_s	Settling time	$A_{CL} = 2$, $R_L = 150\Omega^1$		15			15		ns
SR	Slew rate	$A_{CL} = 2$, $R_L = 150\Omega^1$		600			600		V/ μ s
t_{PD}	Propagation delay	$A_{CL} = 2$, $R_L = 150\Omega^1$		7			7		ns
	Full power response	$A_{CL} = 2$, $R_L = 150\Omega^1$		48			48		MHz
	Full power response	$A_V = 7$, $R_L = 150\Omega^1$		20			20		MHz
	Input noise voltage	$R_S = 50\Omega$, 1MHz		4			4		nV/ $\sqrt{Hz}$
	Input noise current	1MHz		6			6		pA/ $\sqrt{Hz}$

NOTES:

1. External compensation.

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = \pm 6V$, $R_L = 150\Omega$ to GND and 390Ω to $-V_{CC}$, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5539			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
BW	Gain bandwidth product	$A_{CL} = 7$		700		MHz
	Small signal bandwidth	$A_{CL} = 2^1$		120		
t_s	Settling time	$A_{CL} = 2^1$		23		ns
SR	Slew rate	$A_{CL} = 2^1$		330		V/ μ s
t_{PD}	Propagation delay	$A_{CL} = 2^1$		4.5		ns
	Full power response	$A_{CL} = 2^1$		20		MHz

NOTES:

1. External compensation.

TYPICAL PERFORMANCE CURVES

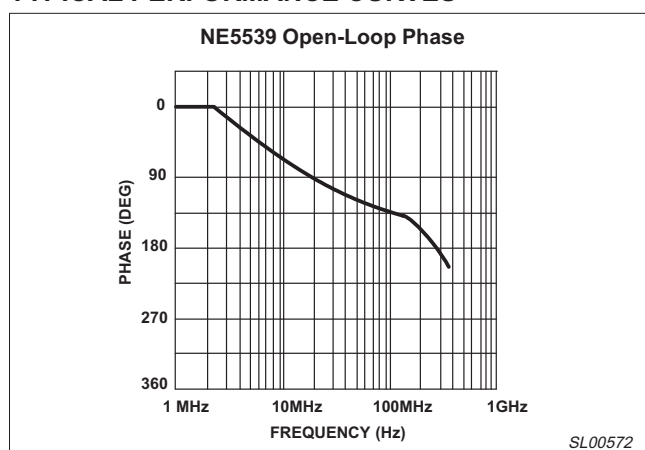


Figure 3. NE5539 Open-Loop Phase

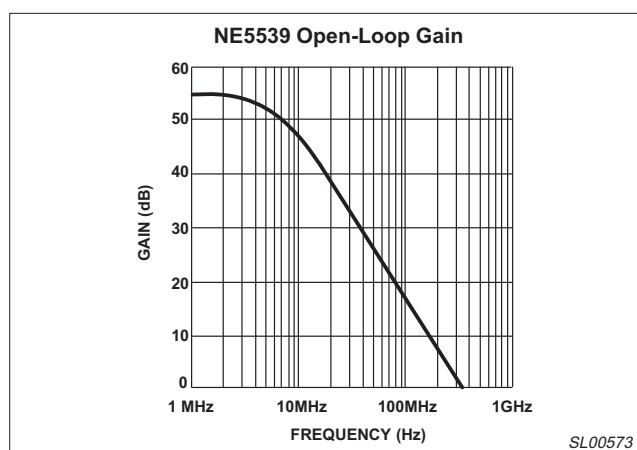
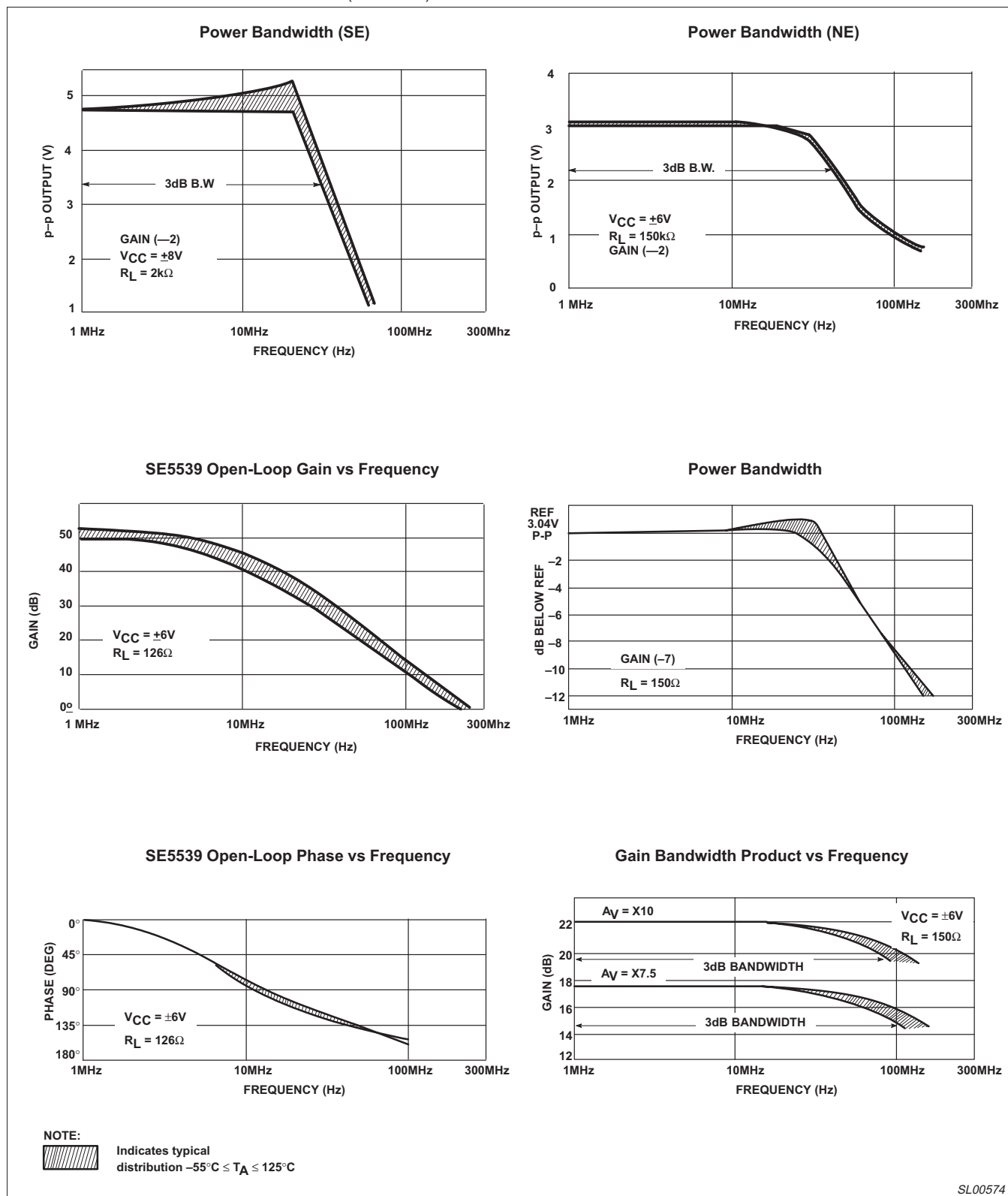


Figure 4. NE5539 Open-Loop Gain

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

TYPICAL PERFORMANCE CURVES (Continued)



SL00574

Figure 5. Typical Performance Curves

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

CIRCUIT LAYOUT CONSIDERATIONS

As may be expected for an ultra-high frequency, wide-gain bandwidth amplifier, the physical circuit is extremely critical.

Bread-boarding is not recommended. A double-sided copper-clad printed circuit board will result in more favorable system operation. An example utilizing a 28dB non-inverting amp is shown in Figure 6.

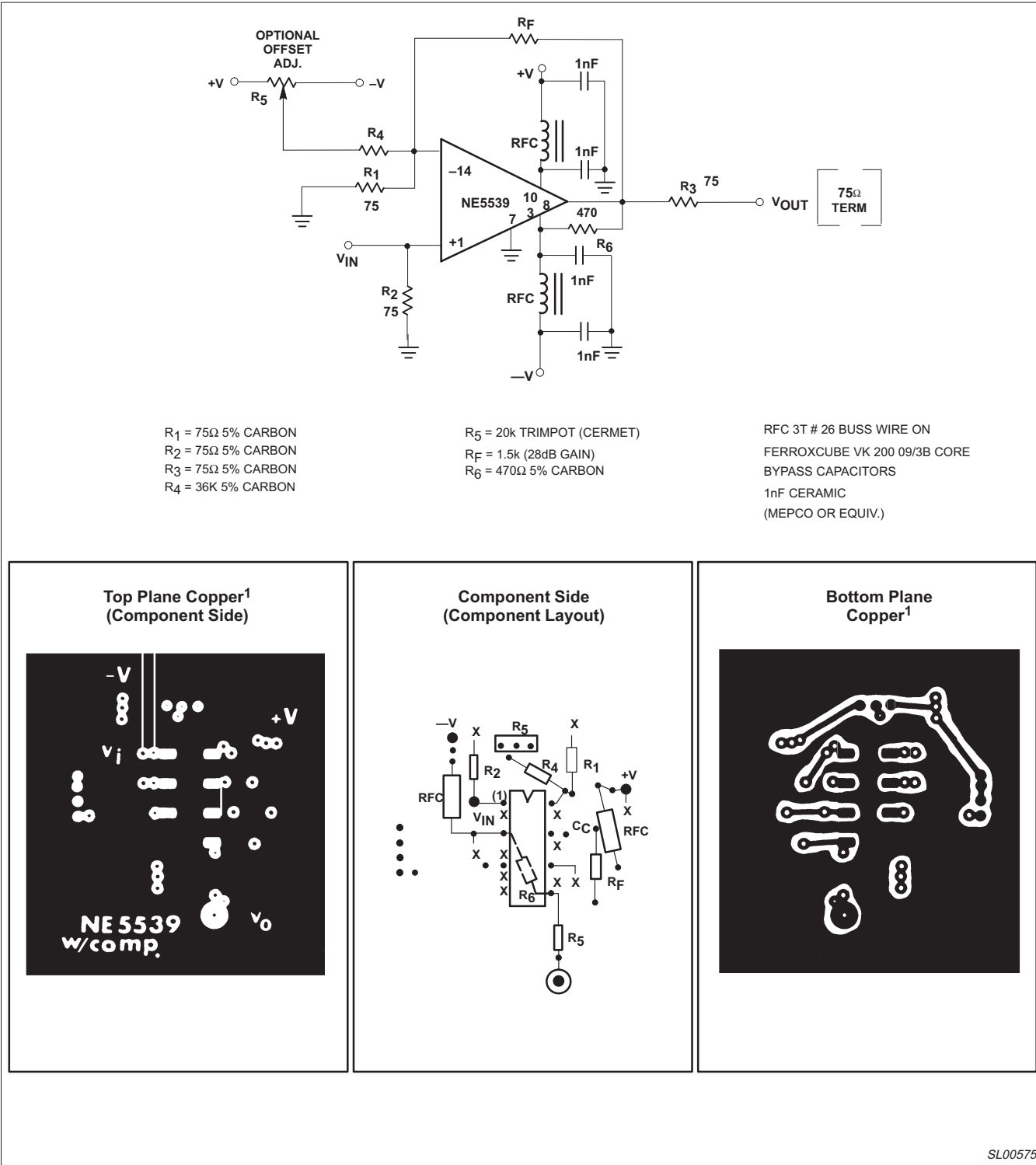


Figure 6. 28dB Non-Inverting Amp Sample PC Layout

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

NE5539 COLOR VIDEO AMPLIFIER

The NE5539 wideband operational amplifier is easily adapted for use as a color video amplifier. A typical circuit is shown in Figure 7 along with vector-scope¹ photographs showing the amplifier differential gain and phase response to a standard five-step modulated staircase linearity signal (Figures 8, 9 and 10). As can be seen in Figure 9, the gain varies less than 0.5% from the bottom to the top of the staircase. The maximum differential phase shown in Figure 10 is approximately $+0.1^\circ$.

The amplifier circuit was optimized for a 75Ω input and output termination impedance with a gain of approximately 10 (20dB).

NOTE:

1. The input signal was 200mV and the output 2V. V_{CC} was $\pm 8V$.

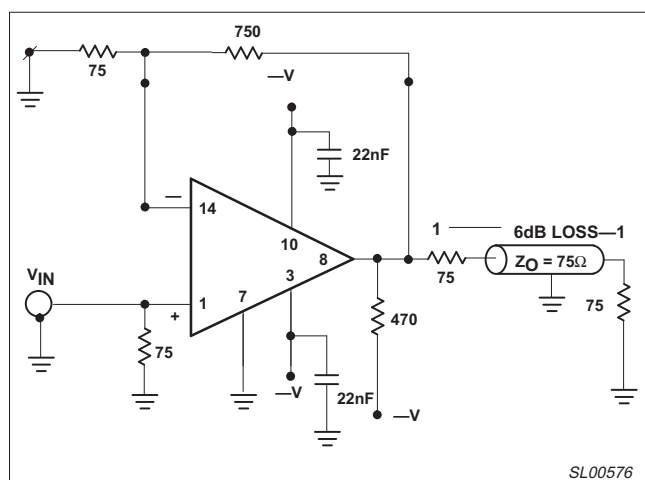


Figure 7. NE5539 Video Amplifier

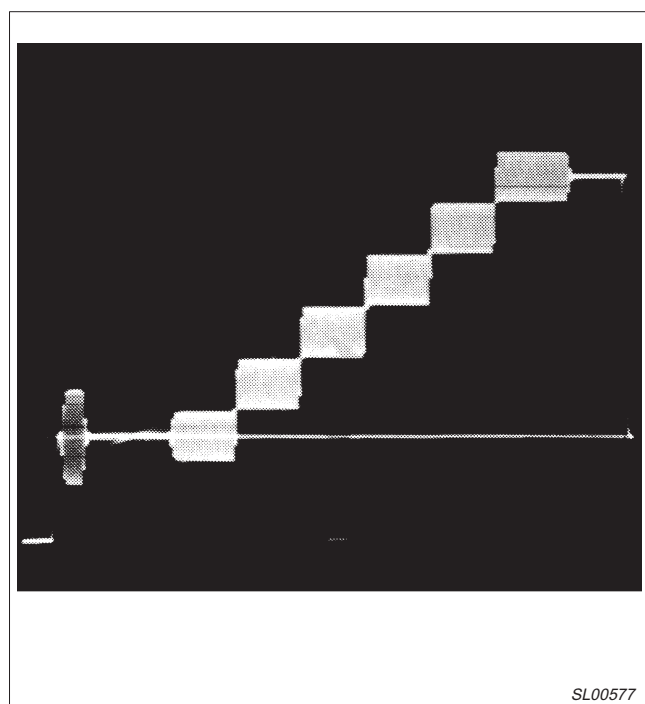


Figure 8. Input Signal

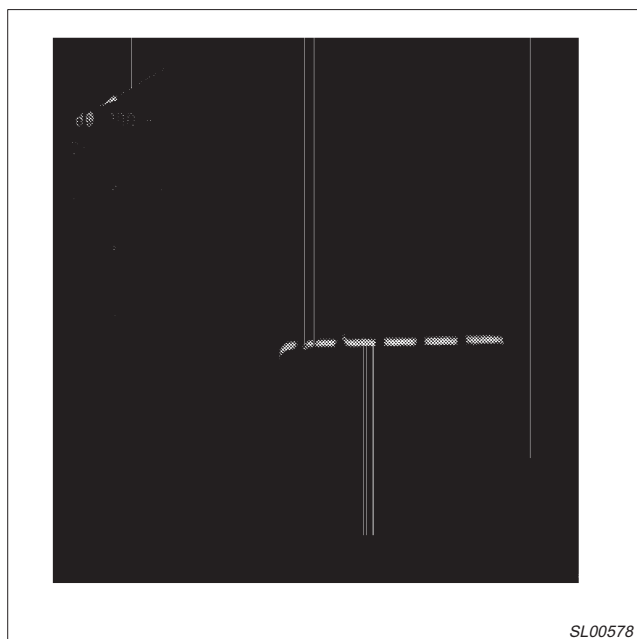


Figure 9. Differential Gain <0.5%

NOTE:

Instruments used for these measurements were Tektronix 146 NTSC test signal generator, 520A NTSC vectorscope, and 1480 waveform monitor.

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

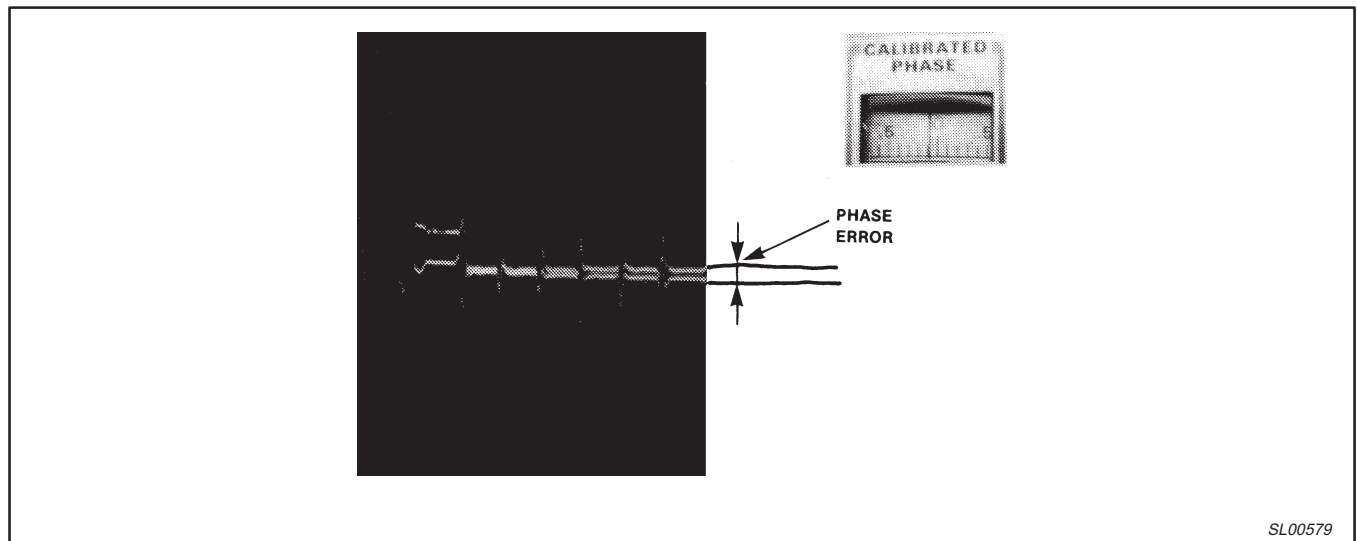
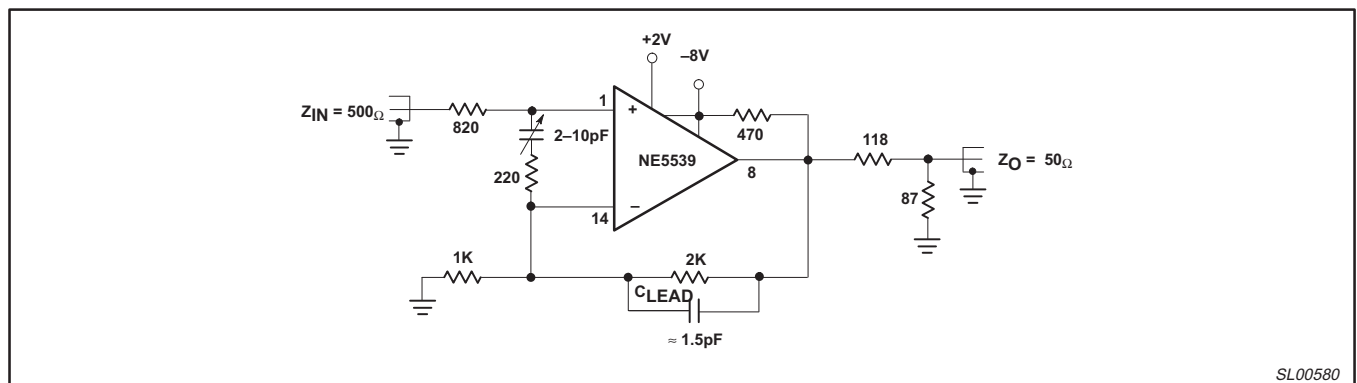
Figure 10. Differential Gain $+0.1^\circ$ 

Figure 11. Non-Inverting Follower

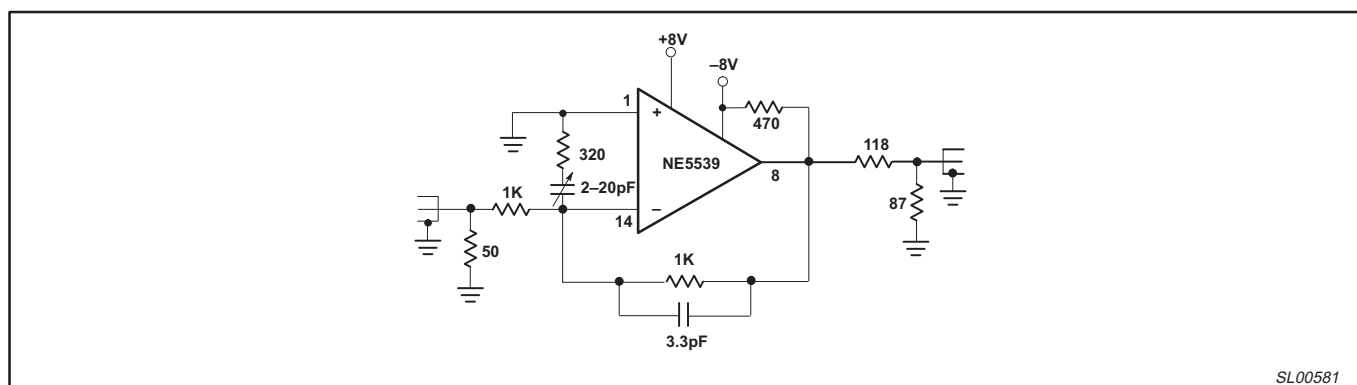


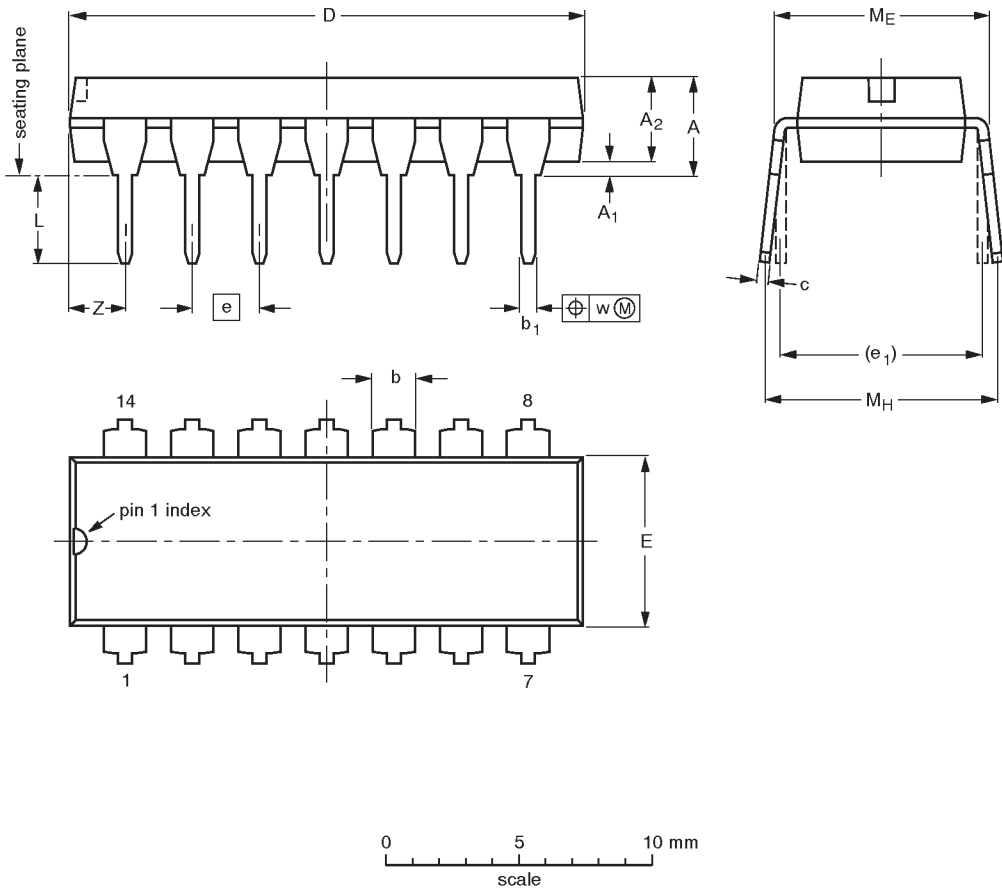
Figure 12. Inverting Follower

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

DIP14: plastic dual in-line package; 14 leads (300 mil)

SOT27-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A ₁ min.	A ₂ max.	b	b ₁	c	D ⁽¹⁾	E ⁽¹⁾	e	e ₁	L	M _E	M _H	w	Z ⁽¹⁾ max.
mm	4.2	0.51	3.2	1.73 1.13	0.53 0.38	0.36 0.23	19.50 18.55	6.48 6.20	2.54	7.62	3.60 3.05	8.25 7.80	10.0 8.3	0.254	2.2
inches	0.17	0.020	0.13	0.068 0.044	0.021 0.015	0.014 0.009	0.77 0.73	0.26 0.24	0.10	0.30	0.14 0.12	0.32 0.31	0.39 0.33	0.01	0.087

Note

1. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

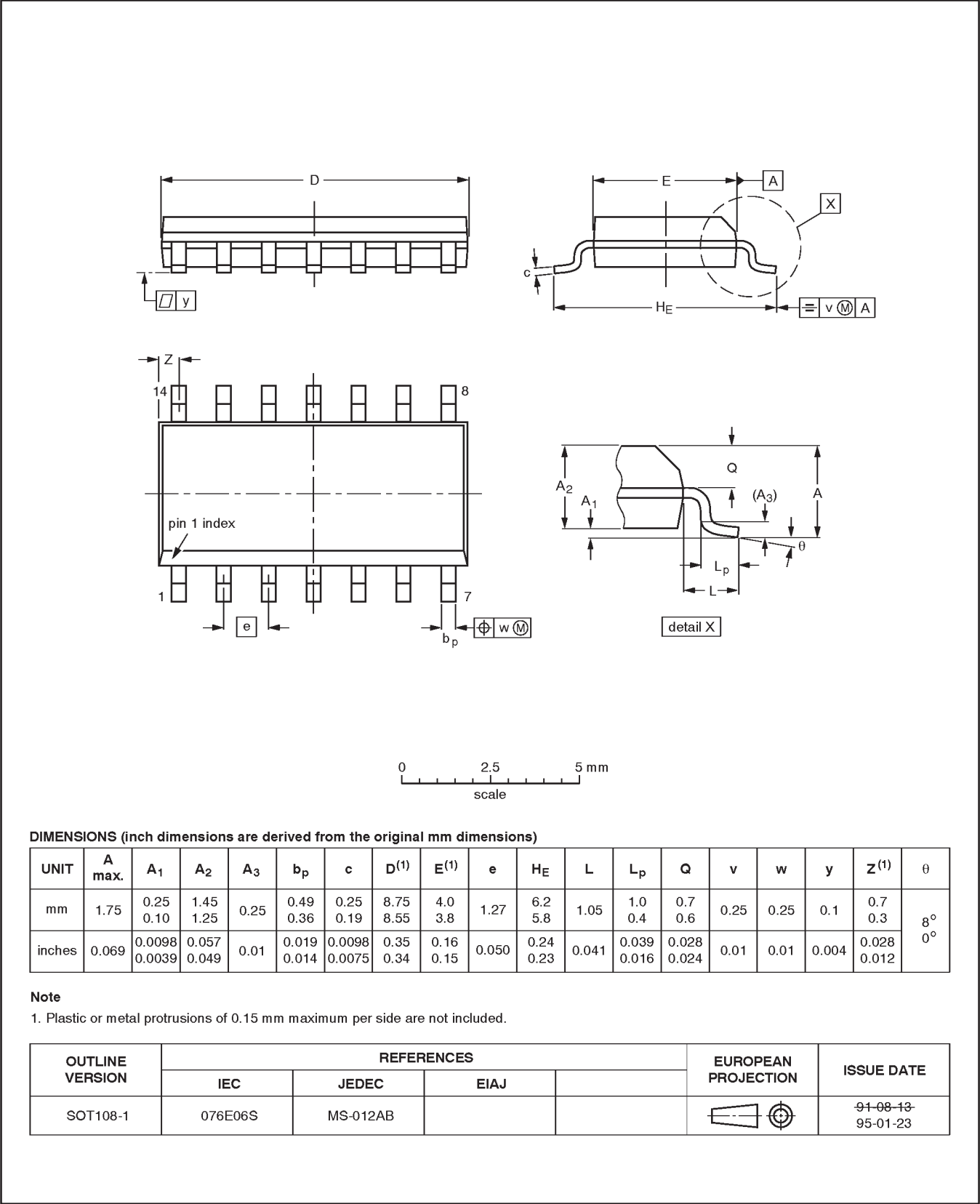
OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT27-1	050G04	MO-001AA				92-11-17 95-03-11

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

SO14: plastic small outline package; 14 leads; body width 3.9 mm

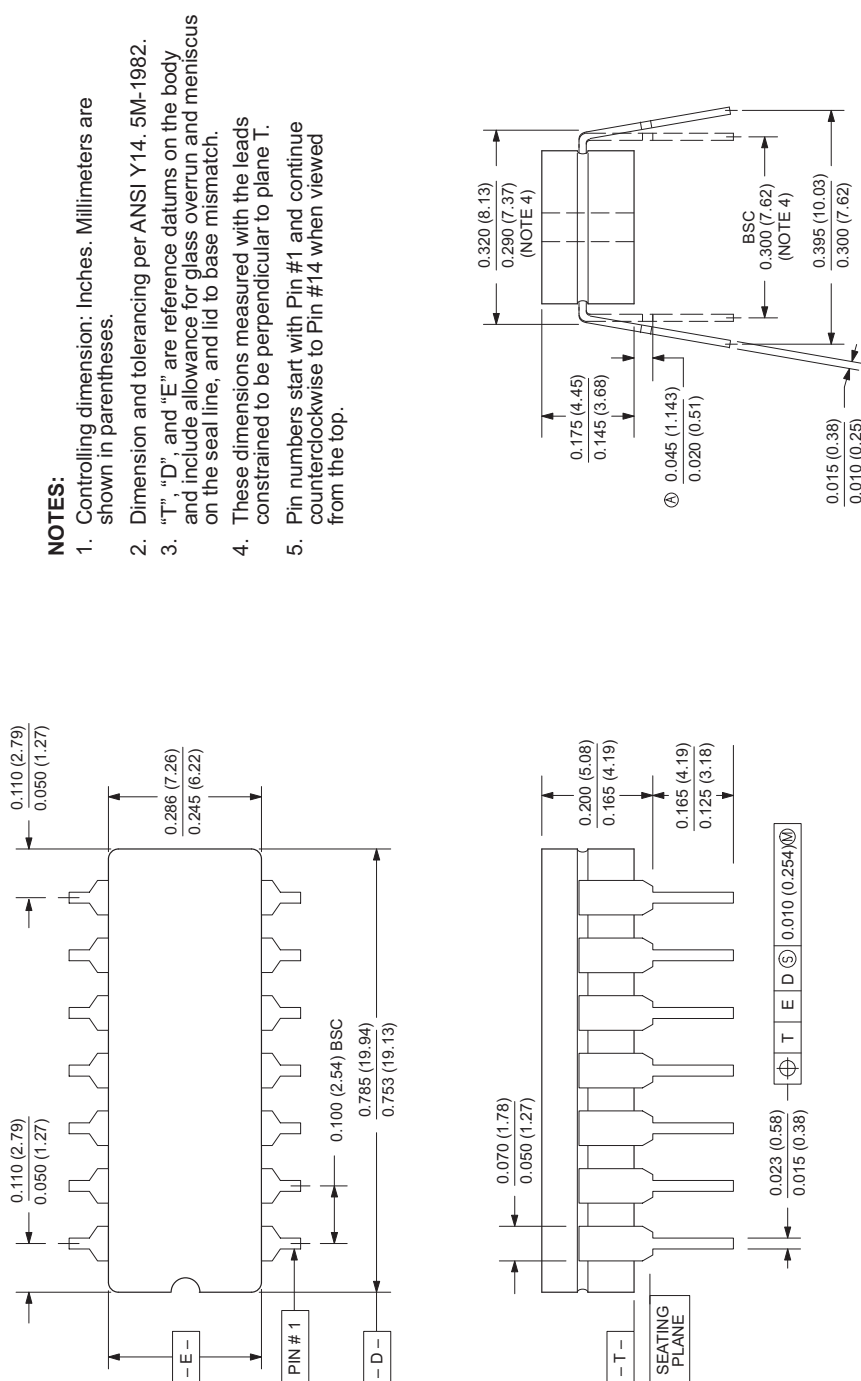
SOT108-1



High frequency operational amplifier

NE/SE5539

0581B 14-PIN (300 mils wide) CERAMIC DUAL IN-LINE (F) PACKAGE



853-0581B 06688

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

DEFINITIONS

Data Sheet Identification	Product Status	Definition
<i>Objective Specification</i>	Formative or in Design	This data sheet contains the design target or goal specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
<i>Preliminary Specification</i>	Preproduction Product	This data sheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Philips Semiconductors reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design and supply the best possible product.
<i>Product Specification</i>	Full Production	This data sheet contains Final Specifications. Philips Semiconductors reserves the right to make changes at any time without notice, in order to improve design and supply the best possible product.

Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation reserve the right to make changes, without notice, in the products, including circuits, standard cells, and/or software, described or contained herein in order to improve design and/or performance. Philips Semiconductors assumes no responsibility or liability for the use of any of these products, conveys no license or title under any patent, copyright, or mask work right to these products, and makes no representations or warranties that these products are free from patent, copyright, or mask work right infringement, unless otherwise specified. Applications that are described herein for any of these products are for illustrative purposes only. Philips Semiconductors makes no representation or warranty that such applications will be suitable for the specified use without further testing or modification.

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation Products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of a Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation Product can reasonably be expected to result in a personal injury. Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation customers using or selling Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation Products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation for any damages resulting from such improper use or sale.

Philips Semiconductors
811 East Arques Avenue
P.O. Box 3409
Sunnyvale, California 94088-3409
Telephone 800-234-7381

Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation
 register eligible circuits under the Semiconductor Chip Protection Act.
 © Copyright Philips Electronics North America Corporation 1992
 All rights reserved. Printed in U.S.A.

This datasheet has been download from:

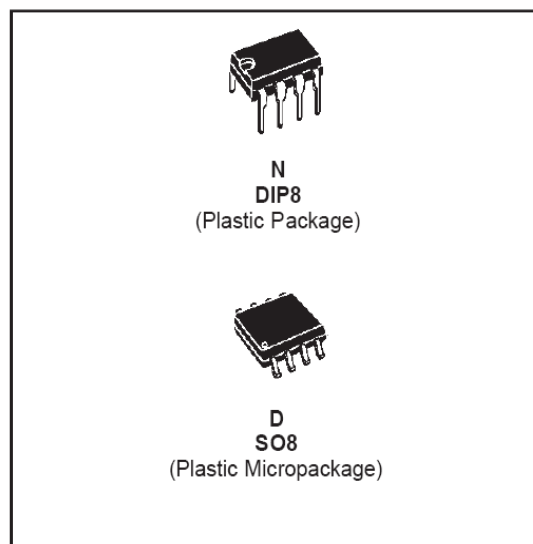
www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.

TL081

TL081A - TL081B

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $16V/\mu s$ (typ)

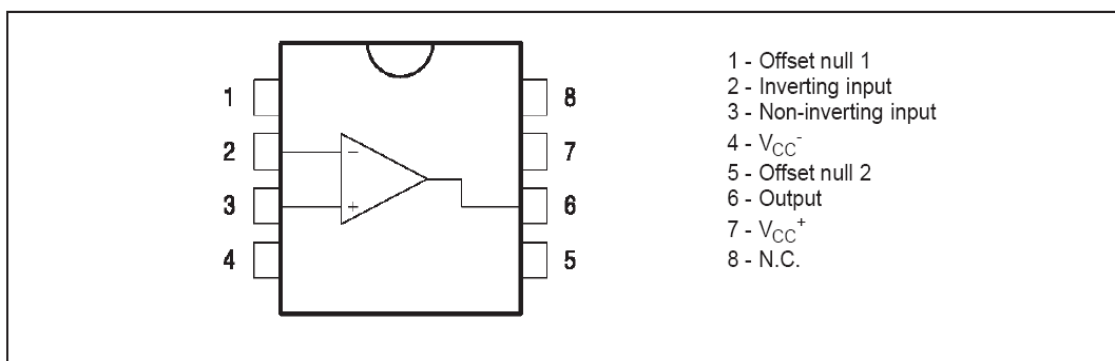


DESCRIPTION

The TL081, TL081A and TL081B are high speed J-FET input single operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

PIN CONNECTIONS (top view)



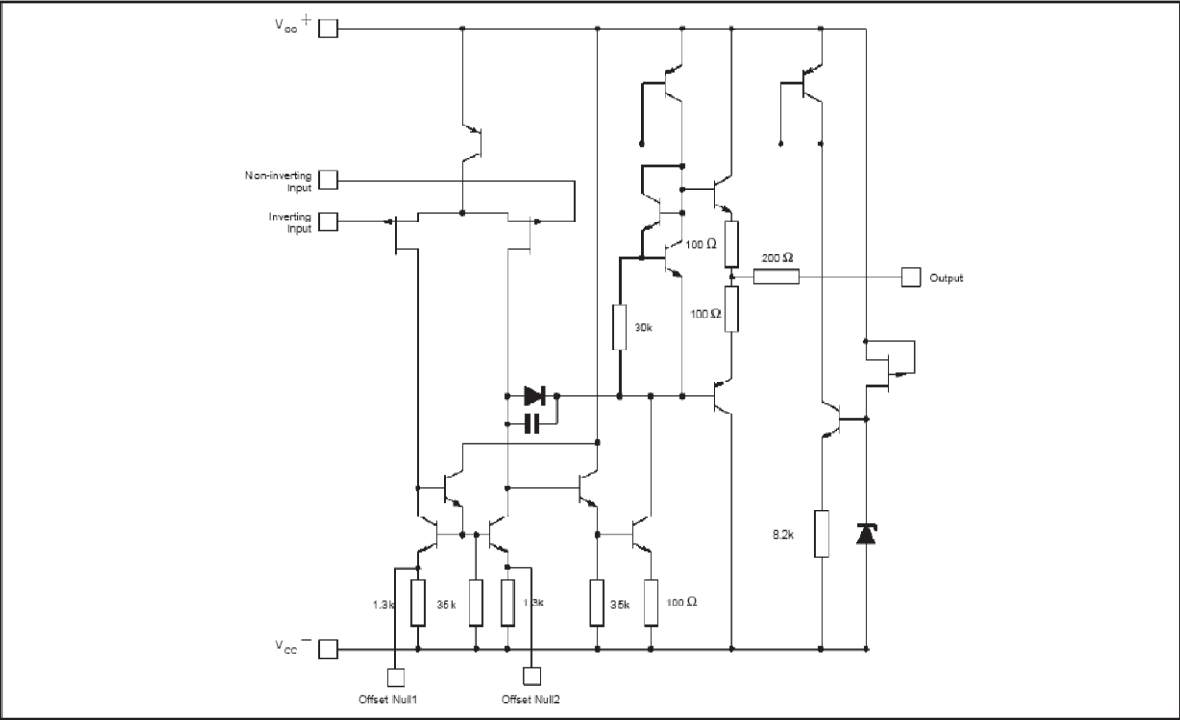
ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL081M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•
TL081I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•
TL081C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•

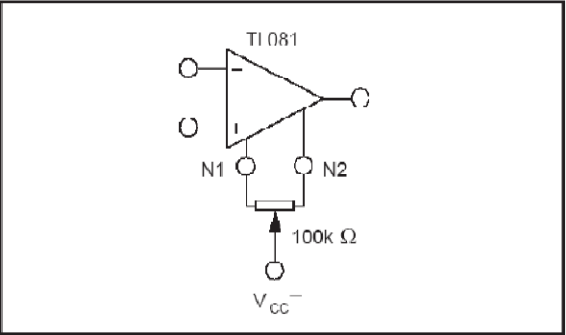
Example : TL081CD, TL081IN

N = Dual in Line Package (DIP)
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)

SCHEMATIC DIAGRAM



INPUT OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUIT



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	TL081M, AM, BM	TL081I, AI, BI	TL081C, AC, BC	Unit
V_{CC}	Supply voltage - note ¹⁾	+18			V
V_i	Input Voltage - note ²⁾	±15			V
V_{id}	Differential Input Voltage - note ³⁾	±30			V
P_{tot}	Power Dissipation	680			mW
	Output Short-circuit Duration - note ⁴⁾	Infinite			
T_{oper}	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150			°C

1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC}^+ and V_{CC}^- .
2. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
3. Differential voltages are the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL081I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL081C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ TL081 TL081A TL081B TL081 TL081A TL081B		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10 13	mV
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		$\mu V/^{\circ}C$
I_{io}	Input Offset Current - note 1) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		5	100 4		5	100 10	pA nA
I_{ib}	Input Bias Current -note 1 $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} < T_{amb} < T_{max}$		20	200 20		20	400 20	nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($R_L = 2k\Omega$, $V_o = \pm 10V$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{CC}	Supply Current, no load $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range	± 11	+15 -12		± 11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{os}	Output Short-circuit Current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
$\pm V_{opp}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 10k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 10k\Omega$	10 12 10 12	12 13.5		10 12 10 12	12 13.5		V
SR	Slew Rate ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain	8	16		8	16		V/ μs
t_r	Rise Time ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		0.1			0.1		μs
K_{ov}	Overshoot ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $f = 100kHz$	2.5	4		2.5	4		MHz
R_i	Input Resistance		10^{12}			10^{12}		Ω

Symbol	Parameter	TL081I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL081C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
THD	Total Harmonic Distortion ($T_{amb} = +25^{\circ}\text{C}$), $f = 1\text{kHz}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $C_L = 100\text{pF}$, $A_v = 20\text{dB}$, $V_o = 2V_{pp}$		0.01			0.01		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage $R_S = 100\Omega$, $f = 1\text{KHz}$		15			15		$\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$
ϕ_m	Phase Margin		45			45		degrees

1. The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.