

RÉPUBLIQUE DU SÉNÉGAL



ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE THIÈS

Gm. 0270

PROJET DE FIN D'ETUDES

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGÉNIEUR DE CONCEPTION

TITRE : CONCEPTION D'UN DETECTEUR  
DE TRAINS POUR PASSAGES  
A NIVEAU AUTOUR DE LA  
BOUCLE DEMO

DATE : MAI 1988

AUTEUR : Sourou N. OTCHOUMARÉ  
DIRECTEUR : Adama D. DIARRA  
CO-DIRECTEUR : COPAIN

## REMERCIEMENTS

Je remercie particulièrement monsieur ADAMA DIARRA mon directeur de projet et monsieur DIENE FAYE responsable du laboratoire d'électronique et de machines électriques pour leur soutien précieux pendant toute la durée du projet.

Je remercie aussi monsieur COPAIN de la régie des chemins de fer du SENEGAL à THIES pour sa collaboration et l'intérêt qu'il a manifesté vis à vis du projet durant toutes ces étapes.

## SOMMAIRE

Le système de détection a été réalisé autour d'une boucle DEMO.

L'électronique de traitement sera divisée en quatre parties qui sont :

- 1- L'amplification du signal provenant du capteur
- 2- La génération de signaux rectangulaires à partir du signal d'entrée amplifié.
- 3- La prolongation de la période du signal ainsi obtenu
- 4- L'utilisation de ce signal pour la commande d'une logique de traitement.

Table des matières

	<u>pages</u>
Chapitre I INTRODUCTION- - - - -	1
Chapitre II DEFINITION du PROBLEME- - - - -	2
A Contraintes imposées par la régie des chemins de fer- - - - -	
B Opérations d'un passage - - - - -	3
C Paramètres importants	
D Analyse de chacun des paramètres- - - - -	4
1 Le bruit	
2 Les vibrations	
3 La carcasse métallique	
Chapitre III ANALYSE des SYSTEMES EXISTANTS- - - - -	6
a Détecteur par circuit de voie	
b Utilisation des capteurs	
c Exemple de détecteur réalisé à partir d'un capteur inductif-7	7
Chapitre IV ETUDE des ALTERNATIVES de SOLUTIONS- - - - -	10
1 Solution utilisant la vibration du sol créée par le train	
2 Solution utilisant la carcasse métallique du train- - - - -	12
3 Critères d'élimination	
4 Choix et développement d'une alternative- - - - -	13
a Description de la solution- - - - -	14
b Avantages de ce principe- - - - -	15
c Le capteur (boucle DEMO)- - - - -	
Chapitre V CONSTITUTION du DETECTEUR- - - - -	18
a Première solution	
b Deuxième solution- - - - -	19
c Développement de la première solution- - - - -	20
1 Le bloc diagramme A	
2 Le bloc diagramme B- - - - -	34
3 le bloc diagramme C- - - - -	42
4 Schéma de circuit du détecteur - - - - -	46
5 Coût de la réalisation - - - - -	47
Chapitre VI CONCLUSION et RECOMMANDATIONS - - - - -	48

APPENDICE	50
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	52

## Chapitre I

## Introduction.

Toujours soucieux d'améliorer la fiabilité de ses systèmes, la régie des chemins de fer du SENEGAL est à la recherche constante de solution nouvelle devant lui permettre de gérer son réseau ferroviaire afin de renforcer la sécurité du trafic.

Car comme tout le monde le sait, l'un des points faibles du système ferroviaire Sénégalais est constitué par l'annonce et la détection des trains au niveau des passages à niveau.

C'est en vue d'apporter ma contribution à cette recherche constante de sécurité et de fiabilité que mon projet s'inscrit en collaboration avec les responsables de la régie des chemins de fer du SENEGAL à THIES.

## Chapitre II

### Définition du problème.

Il s'agit de réaliser un système de détection et d'annonce du train au niveau des passages à niveau, de grande fiabilité, facile à entretenir et de coût faible.

#### A - Contraintes imposées par la régie.

Les contraintes imposées sont les suivantes :

- 1 - La détection du train c'est-à-dire, le déclenchement des feux de signalisation doit se faire vingt-cinq secondes avant que le train n'atteigne le passage à niveau.
- 2 - Les feux de signalisation doivent s'éteindre et les barrières se relever après le passage du train.
- 3 - Une grande fiabilité et une grande sélectivité doivent être assurées c'est-à-dire que seulement le train doit être détecté.
- 4 - Le système doit être protégé contre les intempéries comme la pluie ou une hausse de température due au soleil.

## B - Opérations d'un passage

Les différentes opérations d'un passage se résument comme suit :

- Arrivée du train
- Annonce .
- Détection.
- Déclenchement de l'alarme sonore et des feux .
- Abaissement des barrières
- Traversée de la route par le train .
- Détection de la queue de train
- Arrêt de l'alarme sonore
- Relèvement des barrières .

## C - Paramètres importants.

Les paramètres importants sont les suivants (ceux liés au passage d'un train) :

- Le bruit
- Les vibrations (secousses occasionnées par le train lors de son passage)
- La carcasse métallique du train .



## D - Analyse de chacun des paramètres

### 1 - Le bruit

Il constitue un paramètre important annonçant l'arrivée du train cependant ce paramètre ne pourra pas être utilisé parce que pouvant être généré par un autre élément différent du train.

### 2 - Les vibrations

Les vibrations constituent le second élément important car les vibrations créées par le train lors de son passage peuvent être utilisées à profit pour la réalisation d'un système d'annonce et de détection de train au niveau des passages à niveau.

Cependant ceci ne sera fiable qu'avec des restrictions par rapport à l'endroit où ce système doit être utilisé. Car il faut s'assurer que uniquement le train générera ces vibrations. Ainsi l'utilisation d'un système à base des vibrations est possible avec certaines restrictions en vue de s'assurer que seulement le train va le déclencher.

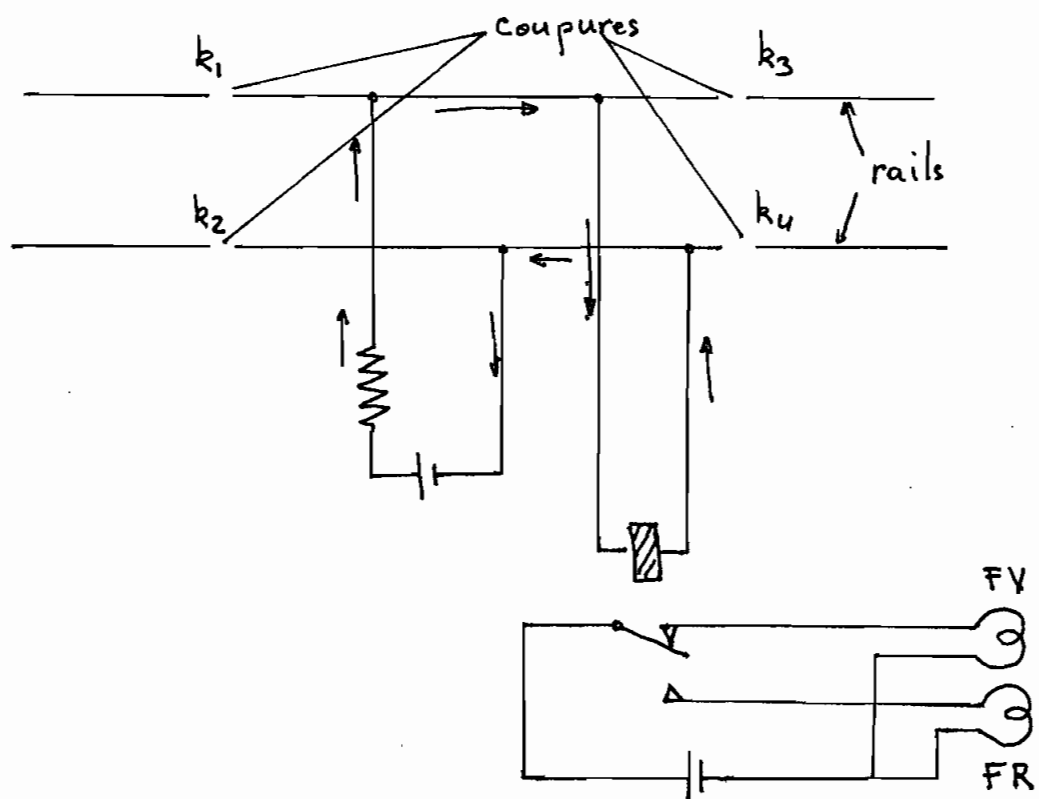
### 3 - La carcasse métallique.

Cet élément est aussi important que les deux premiers parce que tous les trains roulants de nos jours ont une

carcasse métallique. Ainsi tout train en déplacement, perturbe le champ magnétique terrestre ce qui se traduit par la déformation des lignes de force du champ magnétique terrestre. Ce paramètre peut être utilisé ainsi pour la détection et l'annonce de l'arrivée du train et constituera l'objet de ce projet.

## Chapitre III Analyse de quelques systèmes existants

### a - Détecteur par circuit de voie.



$k_1, k_2, k_3, k_4$  sont les espaces prévus entre les rails pour la dilatation due aux contraintes thermiques.

#### - Fonctionnement

Si le train ne passe pas, le courant circule tel que montré, ainsi le relais étant alimenté, attire le contact qui allume le feu vert (FV).

Si le train arrive, en franchissant les coupures  $k_1$  et  $k_2$

il y a court-circuit créé par le contact roue-rail au niveau de ces coupures. Alors le relais chute et ferme le circuit qui alimente le feu rouge (FR) ainsi le feu rouge s'allume. Mais l'utilisation des traverses métalliques au Sénégal constitue une méthode naturelle de création de court-circuit en permanence, de ce fait ce système malgré sa simplicité n'est pas applicable.

### b - Utilisation des capteurs

La détection et l'annonce du train au niveau des passages à niveau constitue un domaine où les capteurs trouvent leurs pleines applications.

Ainsi il existe une gamme variée de capteurs pouvant être utilisée à ce sujet, entre autre :

- les capteurs à effet photo-électrique
- les capteurs opto-électroniques
- les capteurs inductifs
- les capteurs à infrarouge.

### c - Exemple de détecteur réalisé à partir d'un capteur inductif.

Il utilise le principe de l'oscillateur LC délivrant un signal sinusoïdal d'amplitude constante. L'inductance est conçue de façon à présenter des fuites magnétiques importantes.

Un objet métallique conducteur placé dans ce champ le modifie. L'amplitude de l'oscillation décroît et en-dessous d'un certain seuil, un détecteur entre en service pour signaler que l'amortissement du circuit résonnant a atteint une valeur déterminée.

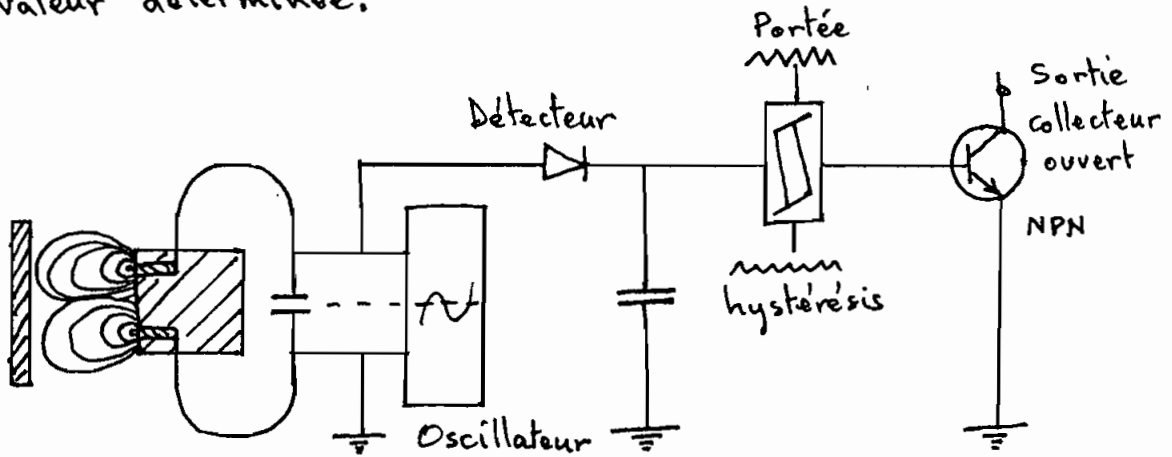
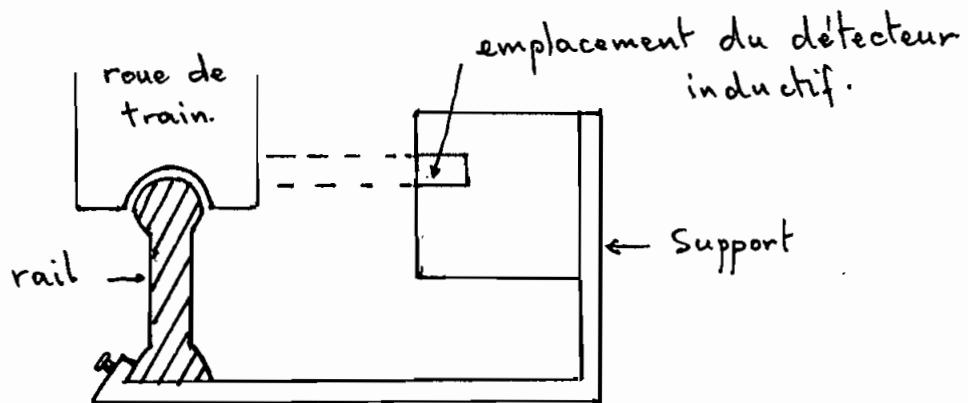


Schéma du détecteur.



Utilisation pour la détection de train

Ce système remplit toutes les exigences de la régie des chemins de fer mais son boîtier étant exposé à l'air libre, il peut être déclenché de manière intempestive par un quelconque individu par l'introduction d'un morceau de métal entre le rail et le détecteur. Et aussi cette disposition du détecteur le rend relativement fragile car pouvant être endommagé par des enfants ou par des morceaux de pierres placés involontairement sur le boîtier.

## Chapitre IV Etude des alternatives de solutions.

### 1- Solution utilisant la vibration du sol créée par le train

Elle utilise le principe du générateur électrique.

Entre les rails, est installé en profondeur dans le sol un micro-générateur qui est muni d'un système lui permettant de transformer les mouvements vibratoires dont il est l'objet de la part du train en mouvement de rotation permettant ainsi de générer un courant qui sera amplifié et traité de façon à pouvoir déclencher les alarmes sonores et baisser et relever les barrières.

Ceci seulement quand le train atteint l'endroit où il est placé (le dispositif).

Autrement s'il n'y a pas de passage de train, le système doit ne pas pouvoir être déclenché par une autre source de vibration.

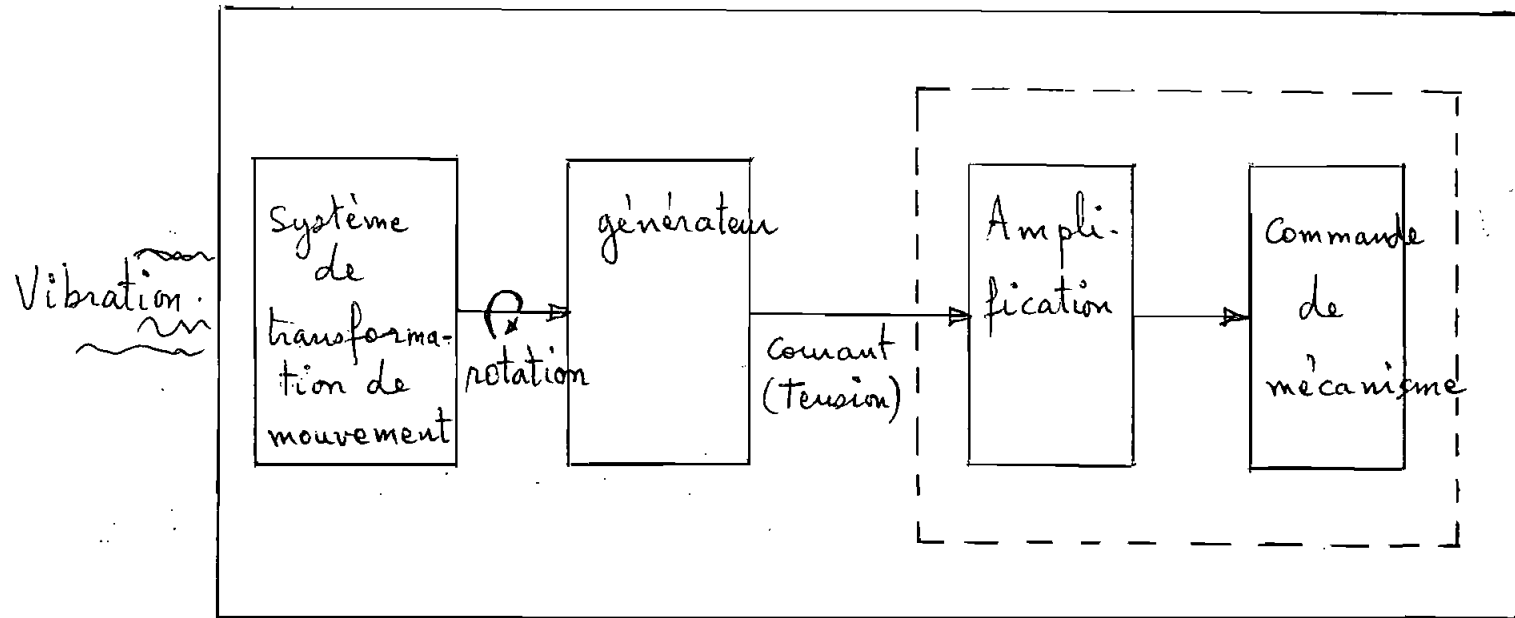
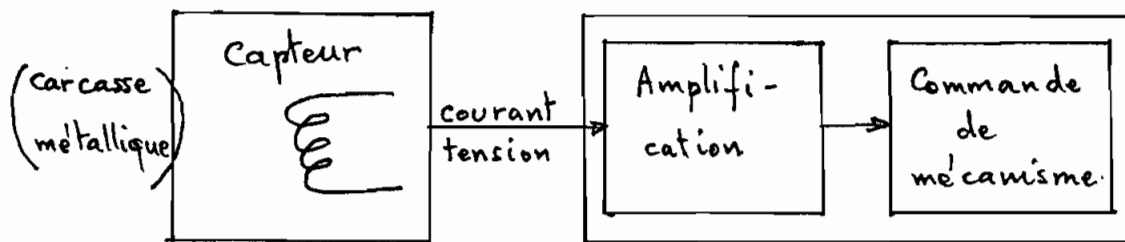


Schéma fonctionnel du système



## 2- Solution utilisant la carcasse métallique du train.

Le système détectant la carcasse métallique du train est mis au point autour d'un capteur magnétique. Son principe est basé sur la production d'une force électromotrice au niveau de la self du capteur (boucle BEMO) proportionnelle à la vitesse du train. Cette force électromotrice est engendrée par la déformation au dessus du capteur des lignes de force du champ magnétique terrestre.



### Schéma du diagramme fonctionnel

## 3- Critères d'élimination.

Les critères d'élimination sont :

la facilité de mise en oeuvre

l'adéquation du système avec notre environnement.

- La deuxième solution permet de détecter tout corps même

non métallique en déplacement ou pas ce qui constitue un avantage. Mais dans le cas du projet, les trains comportant une partie métallique et devant se déplacer, les avantages mentionnés ci-haut ne sont pas profitable car étant de trop. L'idéal étant de faire correspondre au maximum les caractéristiques du capteur avec les paramètres spécifiques de l'élément à détecter pour accroître la fiabilité.

D'un autre côté la mise au point de ce système constitue deux projets car il va falloir mettre d'abord au point ce capteur qui est une sorte de capteur de vibration.

La première solution utilise un capteur dont les caractéristiques de fonctionnement correspondent avec les paramètres du train (vitesse, carcasse métallique).

Aussi si l'objet qui est dans le champ du capteur n'est pas métallique ou n'est pas en déplacement, il n'y aura pas de déclenchement de notre système ce qui est en parfaite corrélation avec l'objectif recherché à savoir détecter le train à l'approche d'un passage à niveau et uniquement le train.

#### 4- Choix et développement d'une alternative

À l'issue de cette comparaison, la solution retenue est la première.

### a - Description de la solution

Le système est un système qui est applicable à tous les véhicules. Ainsi le train est un cas particulier de cet ensemble. Lorsqu'un véhicule passe au dessus de la boucle (capteur), la déformation des lignes de force du champ magnétique terrestre engendre dans la self une force électromotrice proportionnelle à la rapidité du phénomène.

$$e = -BLv = \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \left( \begin{array}{l} \text{variation du flux} \\ \text{magnétique en} \\ \text{fonction du temps} \end{array} \right)$$

$e$  : f.e.m produite

$B$  : intensité d'induction du champ magnétique du lieu.

$L$  : distance sur laquelle le capteur est influencé.

$v$  : vitesse à laquelle le véhicule est passé au dessus du capteur.

Le courant induit se présente sous forme d'une série de pointes d'autant plus nombreuses que le véhicule est long et d'autant plus espacées que le véhicule est lent.

Exemple : forme de signal recueilli aux bornes du capteur.



Les microtensions résultant de la déformation des lignes de force du champ magnétique terrestre ne pouvant être provoquées que par le passage d'une masse métallique à l'aplomb de la boucle.

### b - Avantages de ce principe

Ce type de capteur étant sensible uniquement au mouvement, un véhicule à l'arrêt n'est pas détecté. Le capteur n'est donc pas aveuglé par un ou plusieurs stationnements parasites. L'originalité de ce type de détection réside dans le fait que la boucle est totalement neutre du point de vue électrique. Ceci se traduit par l'absence de réglage d'équilibrage, donc d'aucun dérèglement ultérieure possible par modification des caractéristiques du capteur.

Le principe est fiable et permet de détecter des masses métalliques aussi faibles soient-elles et ceci quelque soit leur vitesse (ceci dépendant uniquement du gain et de la bande passante de l'électronique de traitement).

### c - Le capteur (boucle DEMO)

#### Principe:

Utilisation de la variation du champ magnétique terrestre.

## Caractéristiques générales

- Nombre de spires : 16
- Résistance : La résistance totale ramenée au détecteur doit être inférieure à  $10 \Omega$ .
- Isolement : L'isolement des conducteurs de la boucle par rapport à la terre et au blindage doit être supérieur à  $1 M\Omega$ .
- Géométrie : La boucle est un rectangle ayant un périmètre compris entre 3 et 18 m et dont le petit côté est égal à 0,15 m, soit des valeurs de self compris entre 0,75 et 0,45 mH. La longueur maximale du retour est de 300 m.
- Composition de la boucle : Câble de boucle EU 161-651  
16 x 0,5 blindé  $\varnothing 18$   
Câble de retour EU 161-651  
2 x 1,5 blindé  $\varnothing 14$ ,  $0,5 \mu H/m$ .
- Le raccordement entre la boucle et le câble de retour est réalisé par soudure et moulé dans de l'élastomère.

## Signal de sortie

A titre indicatif, la valeur efficace fournie par le capteur pour un véhicule de tourisme roulant à faible allure, est de l'ordre de quelques dizaines de  $\mu V$ .

## L'électronique de traitement

Il a été étudié en tenant compte des critères suivants :

- Recevoir directement le câble de la boucle sans aucun interfaçage mécanique ou électrique, facilitant ainsi le câblage et le repérage des câbles.
- Traiter l'information reçue du capteur afin d'assurer une mise en forme de ce signal pour que ce dernier soit exploitable par une logique de traitement.
- Assurer le contrôle de la sensibilité de la détection fonction de la profondeur d'implantation voire du choix des véhicules détectés.
- Assurer l'interfaçage avec d'autres organes logiques de tous types par l'adoption d'une sortie sur contact libre de tout potentiel.
- Visualiser l'information fournie par le contact de sortie.

## Chapitre V Constitution du détecteur

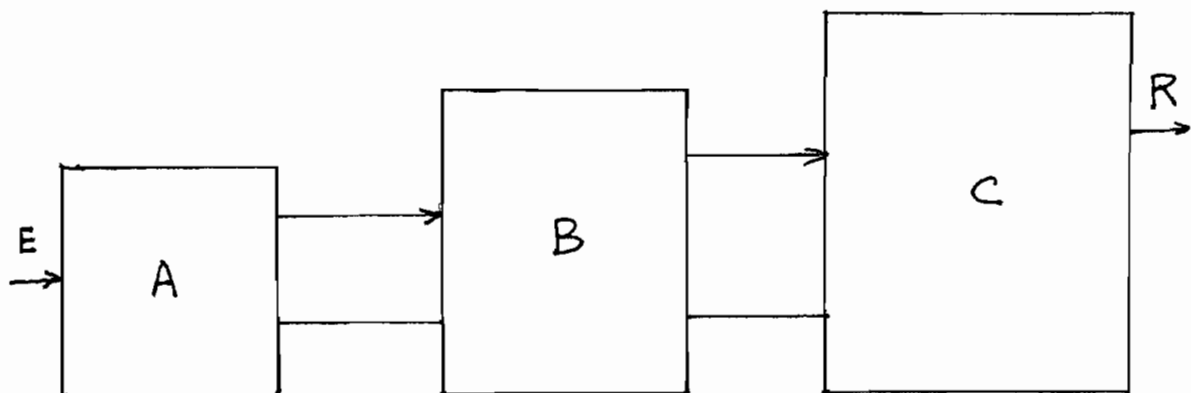
Deux solutions ont été développées pour le détecteur

### a - Première solution.

Elle comprend trois parties :

- L'amplification constituée de trois étages d'amplificateurs opérationnels montés en cascade en filtre actif passe-bas dans une configuration non inversante.
- L'amplificateur à seuil de tension d'entrée.
- Un intégrateur réglé à 100 ms.

### Schéma de principe général



E désigne l'entrée du premier étage d'amplification.

A désigne les trois étages de l'amplification.

B désigne l'amplificateur à seuil de tension.

C désigne l'intégrateur.

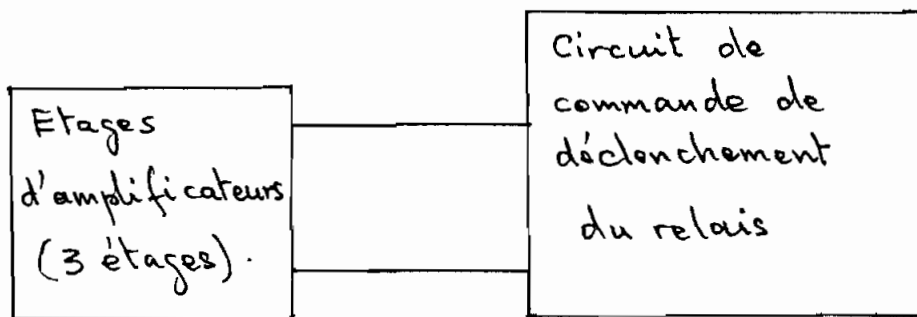
R c'est le relais qui peut aussi être remplacé par un optocoupleur.

### b - Deuxième solution

Elle comprend deux parties :

- L'amplification constituée également de trois étages d'amplificateurs montés en filtres actifs passe-bas dans une configuration non inversante.
- Le circuit de commande de déclenchement d'un relais.

### Schéma de principe général



Dans le cadre du projet de fin d'étude, seule la première solution sera complètement développée car la deuxième solution ne comportant que des transistors dans son circuit de



commande de dédencement ne garantit pas une grande fiabilité par construction ceci à cause des problèmes de bruit des transistors en basse fréquence.

### c - Développement de la première solution.

#### 1 - Le bloc diagramme A

Il est réalisé autour de trois amplificateurs opérationnels dans une configuration non inversante. La fréquence de coupure du premier étage est de 500 Hz, celle du deuxième étage 50 Hz et celle du troisième étage 5 Hz.

Les deux premiers étages sont réalisés autour de L'ICL7650 tandis que le troisième étage est réalisé autour de L'OP-07DP.

Le gain de chaque étage est fixé à 100 ce qui donne un gain global de  $10^6$  à l'ensemble.

Le schéma individuel des étages est le même et se présente comme suit :

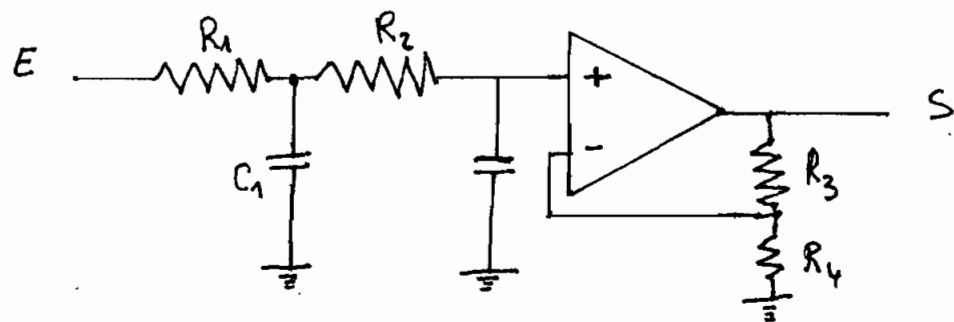


Schéma individuel de chaque étage.

$$G = 1 + \frac{R_3}{R_4} = 100 \text{ d'où } R_3 = 99R_4$$

pour  $R_4 = 1\text{K}\Omega$  on a  $R_3 = 99\text{K}\Omega$ , la valeur normalisée la plus proche est de  $100\text{K}\Omega$ . donc nous prenons  $R_3 = 100\text{K}\Omega$

La fréquence de coupure correspondante est :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}$$

Pour le premier étage :  $\omega_0 = 500\text{Hz}$ .

$$R_1 = 500\Omega = R_2$$

$$R_3 = 100\text{K}\Omega \text{ et } R_4 = 1\text{K}\Omega.$$

$$C_1 = 3\mu\text{F} \quad , \quad C_2 = 1,84\mu\text{F}$$

Pour le deuxième étage :  $\omega_0 = 50\text{Hz}$ .

$$R_1 = R_2 = 500\Omega$$

$$R_3 = 100\text{K}\Omega \text{ et } R_4 = 1\text{K}\Omega.$$

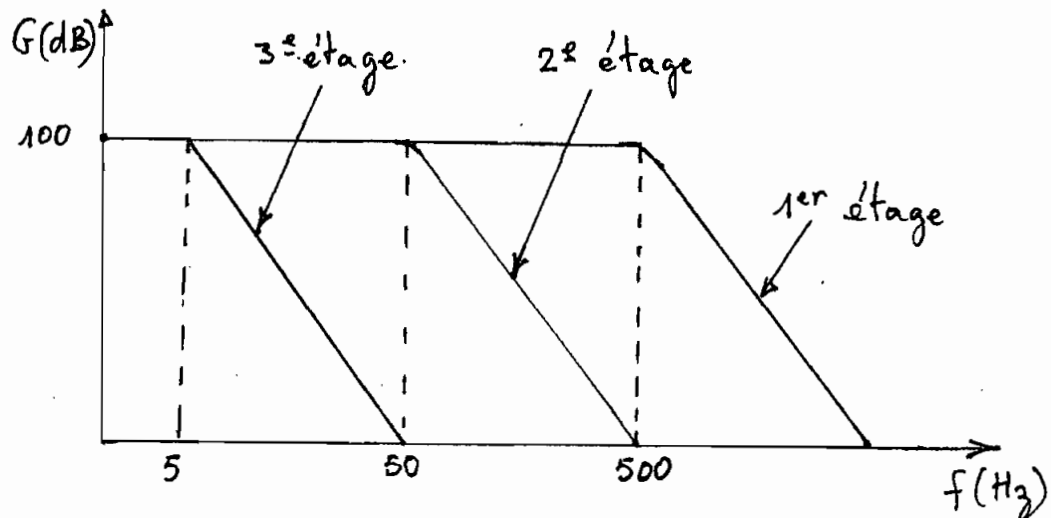
$$C_1 = 1\mu\text{F} \quad , \quad C_2 = 4\mu\text{F}$$

Pour le troisième étage :  $\omega_0 = 5\text{Hz}$ .

$$R_1 = R_2 = 500$$

$$R_3 = 100\text{K}\Omega \text{ et } R_4 = 1\text{K}\Omega$$

$$C_1 = 220\mu\text{F} \quad , \quad C_2 = 18,4\mu\text{F}$$



### Comportement global des amplificateurs

L'ICL 7650 appartient à la famille des amplificateurs à découpage dont les principes sont les suivants :

#### Principes des amplificateurs à découpage.

La tension de décalage (« offset ») à l'entrée des amplificateurs opérationnels (avec ses variations en température, dans le temps, avec la tension d'alimentation, la tension de mode commun ...) a, de tout temps, été un obstacle pour l'utilisateur.

Généralement inférieure à 10 mV, cette tension peut encore être réduite à l'aide de potentiomètres d'ajustage, avec ce que cela comporte de temps de réglage, de contrôle, de baisse de fiabilité...

Les amplificateurs à découpage se sont attaqués au

problème, en éliminant le besoin d'amplification de la tension continue. Les signaux basses fréquences (courant continu inclus) sont découpés, c'est-à-dire modulent une fréquence porteuse.

Le signal alternatif résultant est amplifié, puis démodulé pour restituer la basse fréquence. Simultanément, les fréquences élevées sont amplifiées et recombinaées avec la basse fréquence, pour restituer le signal d'entrée amplifié (fig. 1).

Mais cette méthode donne difficilement de vrais amplificateurs opérationnels. En outre, les filtres de recombinaison et de séparation doivent soigneusement appairés, si l'on veut obtenir une caractéristique de phase correcte. Autrement l'on se heurte à des problèmes d'établissement et de stabilité !

Ce problème de tension de décalage a été résolu par les fabricants de convertisseurs analogique-numériques qui ont conçu la famille ICL 7106 ... 7137 à conversion double rampe, et auto-zéro. Cette technologie contient tous les éléments pour réaliser des amplificateurs monolithiques stabilisés par découpage.

Ceux-ci nécessitent de bons amplificateurs opérationnels, des commutateurs analogiques avec une très faible chute de tension à l'état passant ainsi que l'horloge nécessaire

au découpage.

La technologie C-MOS est idéale pour cette application, et une gamme d'amplificateurs C-MOS existe sur le marché : ICL 76XX d'Intersil, CA 3140 de RCA (C-MOS/bipolaires).

Doté de l'expérience des convertisseurs, des amplificateurs et de la technologie C-MOS, Intersil a pu introduire un amplificateur monolithique à correction d'offset :

l'ICL 7600/01/05/06 à CAZ (« correction d'auto-zéro »).

Le principe en est le suivant (fig. 2).

Le principe en est le suivant (fig. 2).

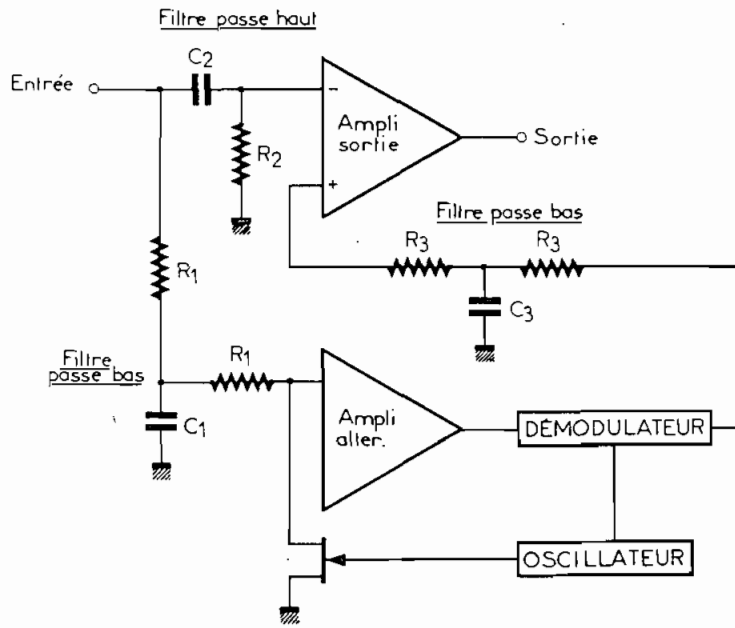


Fig. 1.

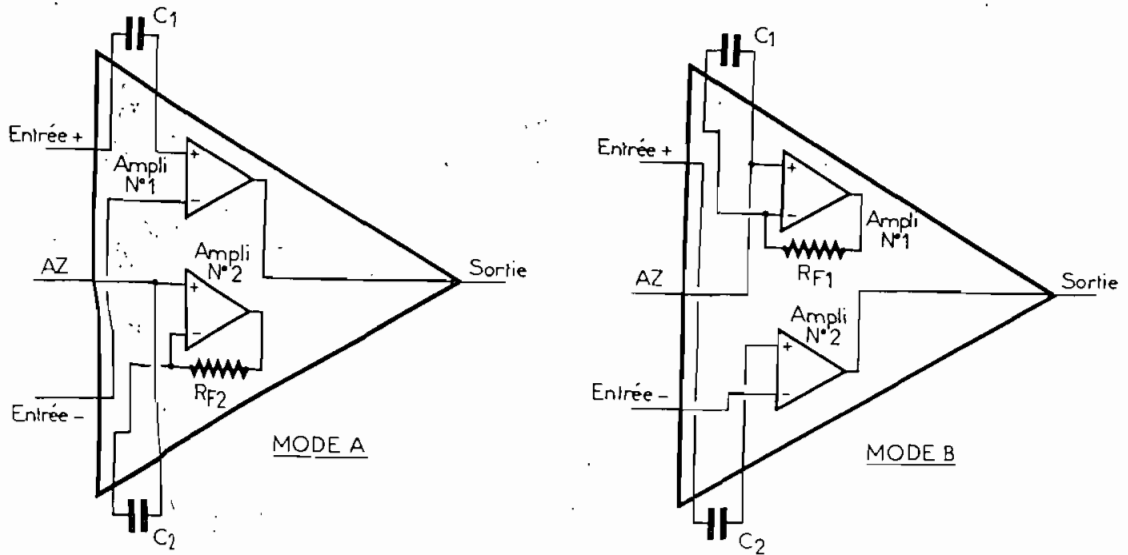


Fig. 2.

Le circuit comprend 2 amplificateurs traitant en alternance le signal d'entrée.

Lorsque le n° 1 est au travail, le n° 2 court-circuite son entrée par un condensateur. Au changement d'état, l'amplificateur n° 2 voit donc la tension d'entrée à travers un condensateur chargé à sa tension de décalage, et annulant par conséquent celle-ci. La fréquence de basculement est d'environ 300 Hz. On aboutit ainsi à des tensions de décalage de l'ordre de  $20 \mu\text{V}$  max, avec une dérive en température de  $0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ .

Cependant, cette méthode souffre de certaines limitations: le découpage force les amplificateurs 1 et 2 à commuter de 0V en sortie (phase d'auto-zéro) à la valeur de la tension de sortie (phase d'amplification).

Cela, ainsi que l'injection de charges des commutateurs analogiques à l'entrée et à la sortie, produit des pics de commutation nécessitant un filtrage en conséquence. La fréquence d'utilisation de ces amplificateurs est donc inférieure à celle du découpage à 300 Hz.

Un autre problème est que l'injection de charges mentionnée plus haut conduit à des courants de polarisation élevés pour de la C-MOS, et à d'importantes valeurs de capacité (1 nF) pour les condensateurs d'auto-zéro.

Intersil a persévéré, et a conçu l'ICL 7650, qui possède les

caractéristiques de décalage et de dérive de l'ICL 7600, sans en avoir les défauts.

Les performances de l'ICL 7650 sont intéressantes. La tension de décalage maximum de  $5 \mu\text{V}$  est davantage due à l'équipement de test qu'au circuit lui-même, la valeur typique étant de  $1 \mu\text{V}$ . L'annulation étant continue, l'ICL 7650 a une très grande rejection de mode commun, d'alimentation et un fort gain en boucle ouvert (120 dB).

Dans quelques applications, deux limitations sont cependant apparues : La première est que le bruit BF dépasse la tension de décalage (non pas que le bruit soit élevé, mais parce que l'offset est bas !). Pour les utilisateurs de jauges de contraintes, une valeur de  $2 \mu\text{V}$  crête à crête est trop élevée.

La deuxième limitation est que la tension de mode commun n'est que de  $1,5 \text{V}$  (alimentation  $\pm 5 \text{V}$ ). Cela provient du fait que les commutateurs analogiques d'entrée sont des MOS canal N qui nécessitent une tension d'enrichissement.

Afin de réduire ces inconvénients, Intersil a introduit l'ICL 7652, un proche parent de l'ICL 7650. Les deux principales différences sont que la taille des composants à l'entrée a été agrandie, afin de diminuer le bruit ( $0,7 \mu\text{V}$  crête à crête de 0 à  $10 \text{Hz}$ , soit  $0,2 \mu\text{V}$  crête à



crête de 0 à 1 Hz) et que les commutateurs d'entrée sont entièrement en C-MOS, pour améliorer la tension de mode commun. Le prix de ces modifications est un courant de polarisation plus élevé ( $25 \mu\text{A}$ ), une bande passante ( $0,45 \text{ MHz}$ ) et une vitesse de montée ( $0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ ) réduites.

# Différentes caractéristiques de l'ICL 7650

## Paramètres de construction

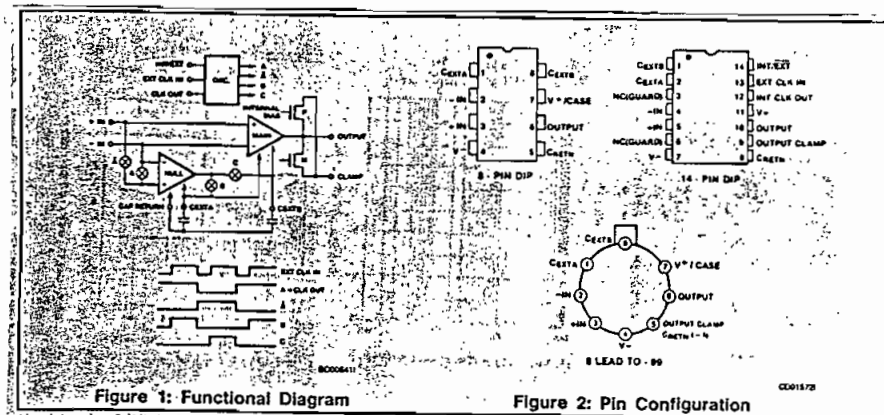
- Extremely Low Input Offset Voltage — 2 $\mu$ V
- Low Long-Term and Temperature Drifts of Input Offset Voltage
- Low DC Input Bias Current — 10pA (20pA 7650D)
- Extremely High Gain, CMRR and PSRR — Min 120dB
- High Slew Rate — 2.5V/ $\mu$ s
- Wide Bandwidth — 2MHz
- Unity-Gain Compensated
- Very Low Intermodulation Effects (Open Loop Phase Shift < 10° @ Chopper Frequency)
- Clamp Circuit to Avoid Overload Recovery Problems and Allow Comparator Use
- Extremely Low Chopping Spikes at Input and Output

## Boîtier utilisé en fonction de la température

PART	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
ICL7650CPA-1	0°C to +70°C	8-PIN Plastic
ICL7650BCPA-1	0°C to +70°C	8-PIN Plastic
ICL7650CPD	0°C to +70°C	14-PIN Plastic
ICL7650BCPD	0°C to +70°C	14-PIN Plastic
ICL7650CPO	0°C to +70°C	14-PIN Plastic
ICL7650CTV-1	0°C to +70°C	8-PIN TO-99
ICL7650BCTV-1	0°C to +70°C	8-PIN TO-99
ICL7650LJA-1	-25°C to +85°C	8-PIN Cerdip
ICL7650BLJA-1	-25°C to +85°C	8-PIN Cerdip

PART	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
ICL7650JD	-25°C to +85°C	14-PIN Cerdip
ICL7650BJD	-25°C to +85°C	14-PIN Cerdip
ICL7650ITV-1	-25°C to +85°C	8-PIN TO-99
ICL7650BITV-1	-25°C to +85°C	8-PIN TO-99
ICL7650MJD	-55°C to +125°C	14-PIN Cerdip
ICL7650BMJD	-55°C to +125°C	14-PIN Cerdip
ICL7650MTV-1	-55°C to +125°C	8-PIN TO-99
ICL7650BMTV-1	-55°C to +125°C	8-PIN TO-99

## Diagramme fonctionnel et brochage



## Valeurs limites

Total Supply Voltage ( $V^+$ to $V^-$ ).....	18 Volts	Cont. Total Power Dissipn ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	
Input Voltage.....	$(V^+ + 0.3)$ to $(V^- - 0.3)$ Volts	CERDIP Package.....	500mW
Voltage on oscillator control pins.....	$V^+$ to $V^-$	Plastic Package.....	375mW
except EXT CLOCK IN:.....	$(V^+ + 0.3)$ to $(V^- - 6.0)$ Volts	TO-99.....	250mW
Duration of Output short circuit.....	Indefinite	Storage Temp. Range.....	$-65^\circ\text{C}$ to $150^\circ\text{C}$
Current into any pin.....	10mA	Operating Temp. Range.....	See Note 1
—while operating (Note 4).....	100 $\mu\text{A}$	Lead Temperature (Soldering, 10sec).....	300 $^\circ\text{C}$

Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

## Caractéristiques électriques

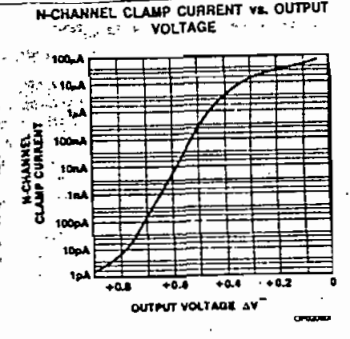
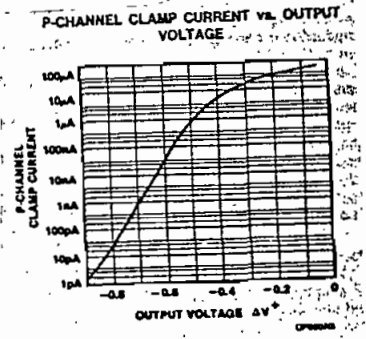
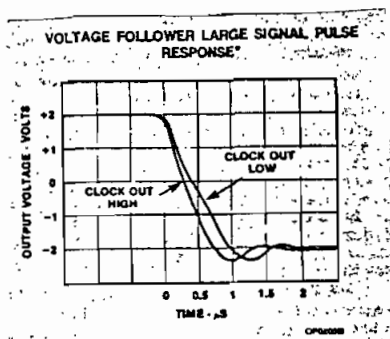
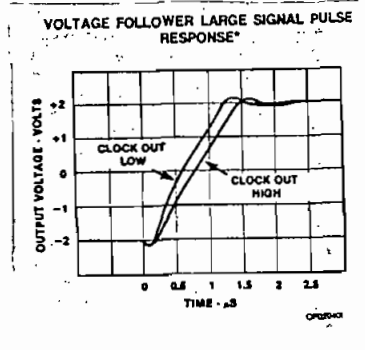
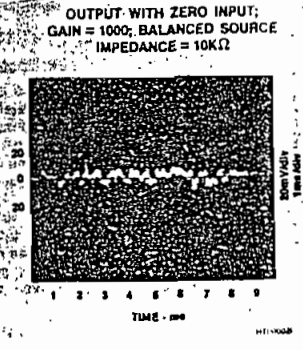
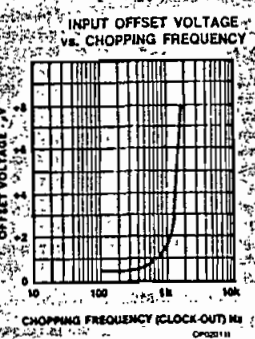
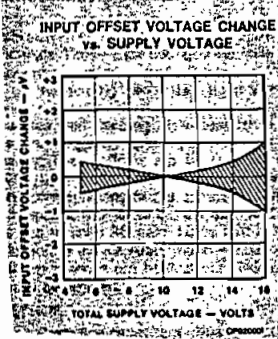
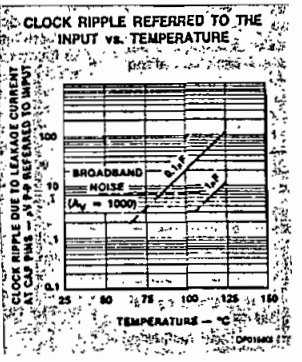
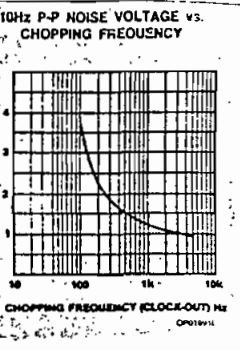
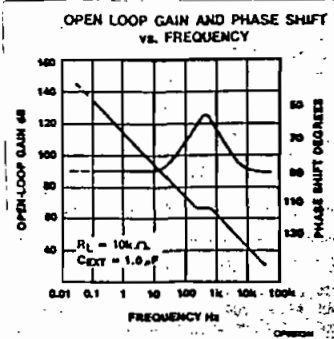
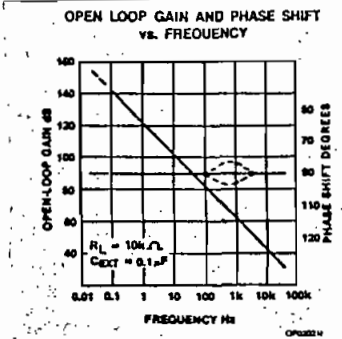
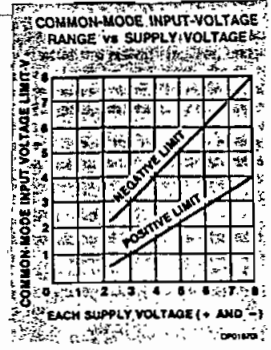
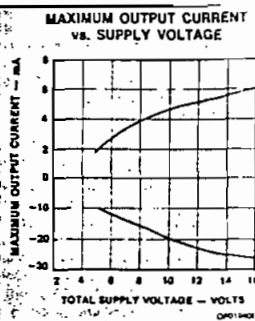
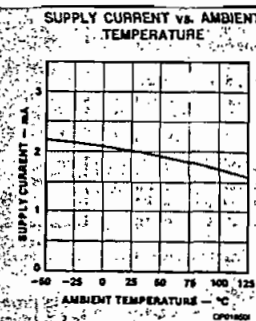
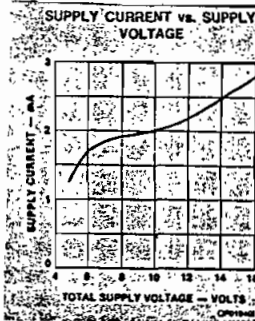
### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions:  $V^+ = +5\text{V}$ ,  $V^- = -5\text{V}$ ,  $T_A = +25^\circ\text{C}$ , (unless otherwise specified)

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LIMITS 7850			LIMITS 7850B			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_{OS}$	Input Offset Voltage	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $-25^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ $-55^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$		$\pm 2$ $\pm 5$	$\pm 5$ $\pm 50$		$\pm 2$ $\pm 5$	$\pm 10.0$ $\pm 75$	$\mu\text{V}$
$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta T}$	Average Temp. Coefficient of Input Offset Voltage	$-25^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$		0.1			0.1		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta t}$	Change in Input Offset Voltage With Time			100			100		mV/month
$I_{BAS}$	Input Bias Current (doubles every $10^\circ\text{C}$ ) Polarity is + or - (Note 5)	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} < T_A < +70^\circ\text{C}$ $-25^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$		$\pm 1.5$ $\pm 35$ $\pm 100$	$\pm 10$		$\pm 1.5$ $\pm 35$ $\pm 100$	$\pm 20$	$\mu\text{A}$
$I_{OS}$	Input Offset Current (Note 5)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		5.0			5.0		$\mu\text{A}$
$R_{IN}$	Input Resistance			$10^{12}$			$10^{12}$		$\Omega$
$A_{VOL}$	Large Signal Voltage Gain	$R_L = 10\text{k}\Omega$	$1 \times 10^6$	$5 \times 10^6$		$1 \times 10^6$	$5 \times 10^6$		V/V
$V_{OUT}$	Output Voltage Swing (Note 3)	$R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_L = 100\text{k}\Omega$	$\pm 4.7$	$\pm 4.85$ $\pm 4.95$		$\pm 4.7$	$\pm 4.85$ $\pm 4.95$		V
CMVR	Common Mode Voltage Range		-5.0	-5.2 to +2.0	1.5	-5.0	-5.2 to +2.0	1.5	V
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	CMVR = -5V to +1.5	110	120		110	120		dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$\pm 3\text{V}$ to $\pm 8\text{V}$	120	130		120	130		dB
$e_n$	Input Noise Voltage	$R_S = 100\Omega$ $f = 0$ to $10\text{Hz}$		2			2		$\mu\text{V}_{pp}$
$i_n$	Input Noise Current	$f = 10\text{Hz}$		0.01			0.01		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
GBW	Unity Gain Bandwidth			2.0			2.0		MHz
SR	Slew Rate	$C_L = 50\text{pF}$ , $R_L = 10\text{k}\Omega$		2.5			2.5		V/ $\mu\text{s}$
$t_r$	Rise Time			0.2			0.2		$\mu\text{s}$
	Overshoot			20			20		%
$V^+$ to $V^-$	Operating Supply Range		4.5		16	4.5		16	V
$I_{SUPP}$	Supply Current	no load		2.0	3.5		2.0	3.5	mA
$f_{ch}$	Internal Chopping Frequency	pins 12-14 open (DIP)	120	200	375	120	200	375	Hz
	Clamp ON Current (note 2)	$R_L = 100\text{k}\Omega$	25	70	150	25	70	150	$\mu\text{A}$
	Clamp OFF Current (note 2)	$-4.0\text{V} < V_{OUT} < +4.0\text{V}$		1			1		$\mu\text{A}$

- NOTES: 1. Operating temperature range for M series parts is  $-55^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$ , for I series is  $-25^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$ , for C series is  $0^\circ\text{C}$  to  $+70^\circ\text{C}$   
2. See OUTPUT CLAMP under detailed description.  
3. OUTPUT CLAMP not connected. See typical characteristic curves for output swing vs clamp current characteristics.  
4. Limiting input current to  $100\mu\text{A}$  is recommended to avoid latchup problems. Typically  $1\text{mA}$  is safe, however this is not guaranteed.  
5.  $I_{OS} = 2 \times I_{BAS}$

Courbes caracteristiques de l' ICL 7650



L'OP-07DP est aussi un amplificateur à découpage dont les différentes caractéristiques sont les suivantes:

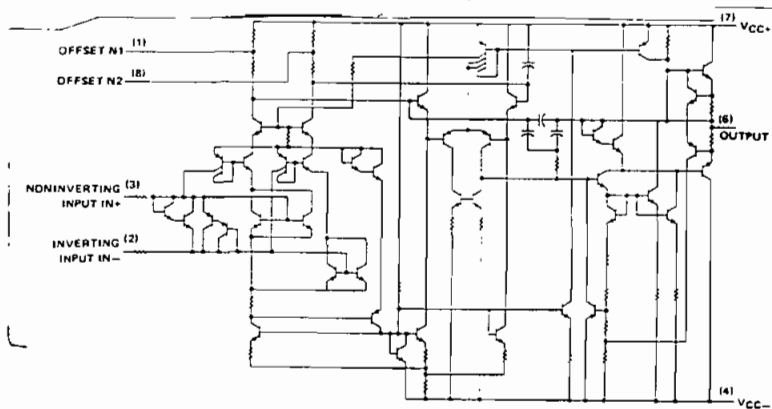
### Paramètres de construction

- Ultra-Low Offset Voltage . . . 30  $\mu$ V Typ (OP-07E)
- Ultra-Low Offset Voltage Temperature Coefficient . . . 0.3  $\mu$ V/ $^{\circ}$ C Typ (OP-07E)
- Ultra-Low Noise
- No External Components Required
- Replaces Chopper Amplifiers at a Lower Cost
- Single-Chip Monolithic Fabrication
- Wide Input Voltage Range  
0 to  $\pm$ 14 V Typ
- Wide Supply Voltage Range  
 $\pm$ 3 V to  $\pm$ 18 V
- Essentially Equivalent to Fairchild  $\mu$ A714 Operational Amplifiers
- Direct Replacament for PMI OP-07C, OP-07D, OP-07E

### Brochage



### Schéma interne



### Valeurs limites

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage $V_{CC+}$ (see Note 1)	22 V
Supply voltage $V_{CC-}$	-22 V
Differential input voltage (see Note 2)	$\pm$ 30 V
Input voltage (either input, see Note 3)	$\pm$ 22 V
Duration of output short circuit (see Note 4)	unlimited
Continuous total dissipation at (or below) 25 $^{\circ}$ C free-air temperature (see Note 5)	500 mW
Operating free-air temperature range	0 $^{\circ}$ C to 70 $^{\circ}$ C
Storage temperature range	-65 $^{\circ}$ C to 150 $^{\circ}$ C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: JG package	300 $^{\circ}$ C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: P package	260 $^{\circ}$ C

- NOTES: 1. All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between  $V_{CC-}$  and  $V_{CC+}$ .  
 2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.  
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.  
 4. The output may be shorted to ground or either power supply.  
 5. For operation above 25 $^{\circ}$ C free-air temperature, refer to Dissipation Rating Curves in Section 2. In the JG package, these chips are glass mounted.

## Caractéristiques électriques

electrical characteristics at specified free-air temperature,  $V_{CC} \pm = \pm 15$  V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS <sup>1</sup>	OP-7C			OP-7D			OP-7E			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_{IO}$ Input offset voltage	$V_O = 0$ , $R_S = 50 \Omega$	25°C			60			60			$\mu$ V
		0°C to 70°C			85			85			
$\mu$ V/°C Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0$ , $R_S = 50 \Omega$	0°C to 70°C			0.5			0.7			$\mu$ V/°C
Long term drift of input offset voltage	See Note B				0.4			0.5			
Offset adjustment range	$R_S = 20 \text{ k}\Omega$ , See Figure 1	25°C			±4			±4			mV
$I_{IO}$ Input offset current		25°C			0.8			0.8			
		0°C to 70°C			1.6			1.6			
$\mu$ A/°C Temperature coefficient of input offset current		0°C to 70°C			12			12			pA/°C
$I_{IB}$ Input bias current		25°C			±1.8			±2			
		0°C to 70°C			±2.7			±3			
$\mu$ A/°C Temperature coefficient of input bias current		0°C to 70°C			18			18			pA/°C
$V_{ICR}$ Common mode input voltage range		25°C			±13			±13			
		0°C to 70°C			±13			±13			
$V_{OM}$ Peak output voltage	$R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	25°C			±12			±12			V
	$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$				±11.5			±11.5			
	$R_L \geq 1 \text{ k}\Omega$				±11			±11			
	$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	0°C to 70°C			±11			±11			
$A_{VO}$ Large signal differential voltage amplification	$V_{CC1} = +13$ V, $V_O = +10.5$ V, $R_L \geq 500 \text{ k}\Omega$	25°C			100			400			V/mV
		25°C			120			400			
	$V_O = \pm 10$ V, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	25°C			100			400			
		0°C to 70°C			100			400			
$B_1$ Unity gain bandwidth		25°C			0.4			0.6			MHz
$r_i$ Input resistance		25°C			8			33			
CMRR Common mode rejection ratio	$V_{IC} = +13$ V, $R_S = 50 \Omega$	25°C			100			170			dB
		0°C to 70°C			97			120			
$\mu$ S/V Supply voltage sensitivity ( $\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC1}$ )	$V_{CC1} = +13$ V to $\pm 18$ V, $R_S = 50 \Omega$	25°C			7			32			$\mu$ V/V
		0°C to 70°C			10			51			
$P_D$ Power dissipation	$V_O = 0$ , No load	75°C			80			150			mW
	$V_{CC1} = +13$ V, $V_O = 0$ , No load	75°C			4			8			

<sup>1</sup>All characteristics are measured under open loop conditions with zero common mode input voltage unless otherwise noted.  
NOTE B: Since long term drift cannot be measured on the individual devices prior to shipment, this specification is not intended to be a guarantee of warranty. It is an engineering estimate of the averaged trend line of drift versus time over extended periods after the first thirty days of operation.

## Caractéristiques du point d'opération pour différents boîtiers:

operating characteristics at specified free-air temperature,  $V_{CC} \pm = \pm 15$  V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS <sup>1</sup>	OP-7C			OP-7D			OP-7E			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
$V_n$ Equivalent input noise voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$f = 10$ Hz		10.5		20		10.5		20		nV/√Hz
		$f = 100$ Hz		10.2		13.5		10.3		13.3		
		$f = 1$ kHz		9.8		11.5		9.8		11.5		
$V_{npp}$ Peak-to-peak equivalent input noise voltage	$f = 0.1$ Hz to 10 Hz, $T_A = 25^\circ\text{C}$			0.38		0.65		0.38		0.65		$\mu$ V
$I_n$ Equivalent input noise current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$f = 10$ Hz		0.25		0.9		0.25		0.9		pA/√Hz
		$f = 100$ Hz		0.15		0.27		0.15		0.27		
		$f = 1$ kHz		0.13		0.18		0.13		0.18		
$I_{npp}$ Peak-to-peak equivalent input noise current	$f = 0.1$ Hz to 10 Hz, $T_A = 25^\circ\text{C}$			15		35		15		35		pA
SR Slew rate	$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.1		0.3		0.1		0.3		0.1		V/μs

<sup>1</sup>All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common mode input voltage unless otherwise specified.

## Paramètres des différents boîtiers en fonction du coefficient de température

PARAMETER	OP-12A	OP-12B	OP-12C
	OP-12E	OP-12F	OP-12G
Input offset voltage (Max)	150 $\mu$ V	300 $\mu$ V	1000 $\mu$ V
Temperature coefficient of input offset voltage (Max)	2.5 $\mu$ V/°C	3.5 $\mu$ V/°C	10 $\mu$ V/°C
Input offset current (Max)	200 pA	200 pA	500 pA
Input bias current (Max)	2 nA	2 nA	5 nA
Common-mode input voltage range	±13 V	±13 V	±13 V
Power dissipation (Max)	6 mW	6 mW	8 mW

## 2- Le bloc diagramme B

Il constitue l'amplificateur à seuil de tension. Il est réalisé autour de l'amplificateur opérationnel  $\mu A741$ .

Le principe de l'amplificateur à seuil de tension ainsi réalisé est le suivant :

La tension d'entrée est appliquée à une diode montée en direct qui supprime les alternances négatives de la tension. Le signal ainsi obtenu est amplifié par le 741 au-delà de  $+V_{cc}$  (qui est fixé à 5V) ce qui oblige l'amplificateur à se saturer.

La conséquence directe est la limitation de la valeur de tension au niveau de l'alternance positive à  $+V_{cc}$ . D'où on a une onde de sortie rectangulaire.

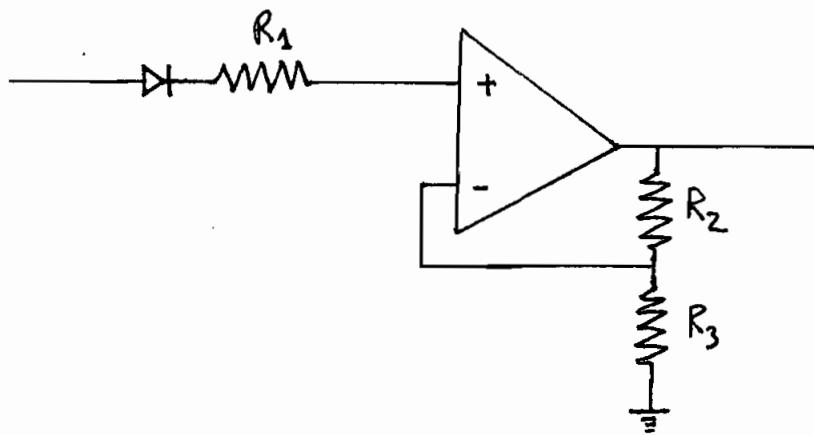


Schéma de principe du montage.

Le gain est fixé à  $G = 1 + \frac{R_2}{R_3} = 100$  avec  $R_1 = R_3 = 1K$ ,  $R_2 = 100K$

# μA741<sup>®</sup>

## FREQUENCY-COMPENSATED OPERATIONAL AMPLIFIER

### FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

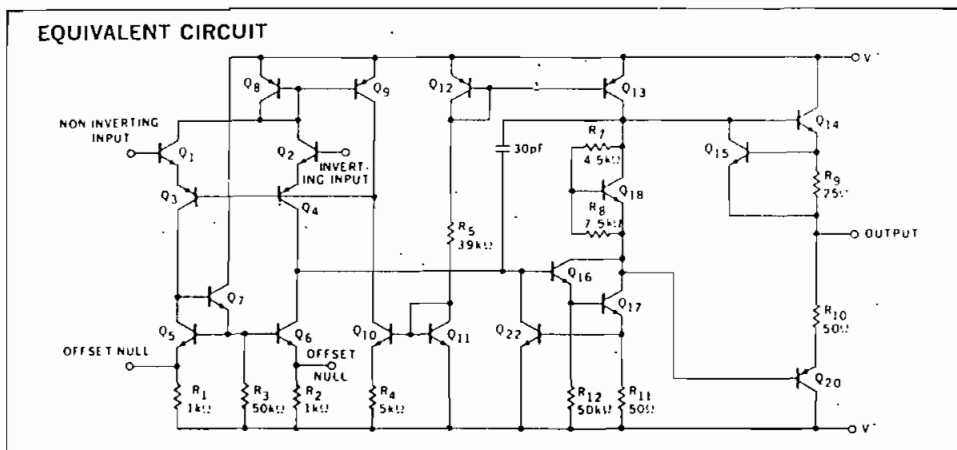
## Différentes Caractéristiques et Courbes

**GENERAL DESCRIPTION** — The μA741 is a high performance monolithic operational amplifier constructed on a single silicon chip, using the Fairchild Planar<sup>®</sup> epitaxial process. It is intended for a wide range of analog applications. High common mode voltage range and absence of "latch-up" tendencies make the μA741 ideal for use as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltage provides superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications.

- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- LARGE COMMON-MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH UP

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Supply Voltage	
Military (312 Grade)	±22 V
Commercial (393 Grade)	±18 V
Internal Power Dissipation (Note 1)	
Metal Can	500 mW
Ceramic DIP	670 mW
Silicone DIP	340 mW
Mini DIP	310 mW
Flatpak	570 mW
Differential Input Voltage	±30 V
Input Voltage (Note 2)	±15 V
Storage Temperature Range	
Metal Can, Ceramic DIP, and Flatpak	-65°C to +150°C
Mini DIP and Silicon DIP	-55°C to +125°C
Operating Temperature Range	
Military (312 Grade)	-55°C to +125°C
Commercial (393 Grade)	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering)	
Metal Can, Ceramic DIP and Flatpak (60 seconds)	300°C
Mini DIP and Silicone DIP (10 seconds)	260°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite



Notes on following pages.

**CONNECTION DIAGRAMS  
(TOP VIEW)**

---

**8 LEAD METAL CAN**

NOTE: PIN 4 CONNECTED TO CASE

ORDER PART NOS.  
**U5B7741312**  
**U5B7741393**

---

**14 LEAD DIP**

FOR CERAMIC DIP ORDER PART NOS.  
**U6A7741312**  
**U6A7741393**

FOR SILICONE DIP ORDER PART NOS.:  
**U9A7741393**

---

**FLATPACK**

ORDER PART NO.  
**U3F7741312**

---

**MINIDIP**

ORDER PART NO.  
**U9T7741393**

\*Planar is a patented Fairchild process.



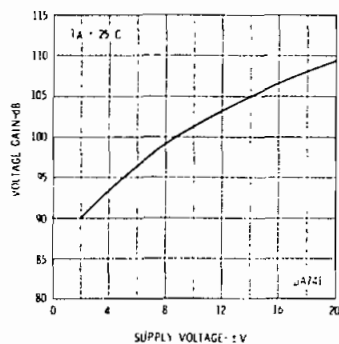
312 GRADE

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_S = \pm 15\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified)

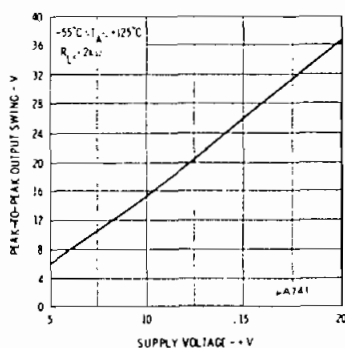
PARAMETERS (see definitions)	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		1.0	5.0	mV
Input Offset Current			20	200	nA
Input Bias Current			80	500	nA
Input Resistance		0.3	2.0		M $\Omega$
Input Capacitance			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range			$\pm 15$		mV
Large-Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $V_{out} = \pm 10\text{ V}$	50,000	200,000		
Output Resistance			75		$\Omega$
Output Short-Circuit Current			25		mA
Supply Current			1.7	2.8	mA
Power Consumption			50	85	mW
Transient Response (unity gain)	$V_{in} = 20\text{ mV}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , $C_L \leq 100\text{ pF}$				
Risetime			0.3		$\mu\text{s}$
Overshoot			5.0		%
Slew Rate	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		0.5		V/ $\mu\text{s}$
The following specifications apply for $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ :					
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		1.0	6.0	mV
Input Offset Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$		7.0	200	nA
	$T_A = -55^\circ\text{C}$		85	500	nA
Input Bias Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$		0.03	0.5	$\mu\text{A}$
	$T_A = -55^\circ\text{C}$		0.3	1.5	$\mu\text{A}$
Input Voltage Range		$\pm 12$	$\pm 13$		V
Common Mode Rejection Ratio	$R_C \leq 10\text{ k}\Omega$	70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		30	150	$\mu\text{V/V}$
Large-Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $V_{out} = \pm 10\text{ V}$	25,000			
Output Voltage Swing	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	$\pm 12$	$\pm 14$		V
	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$\pm 10$	$\pm 13$		V
Supply Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$		1.5	2.5	mA
	$T_A = -55^\circ\text{C}$		2.0	3.3	mA
Power Consumption	$T_A = +125^\circ\text{C}$		45	75	mW
	$T_A = -55^\circ\text{C}$		60	100	mW

TYPICAL PERFORMANCE CURVES  
312 GRADE

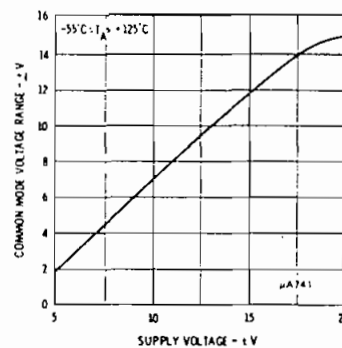
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN  
AS A FUNCTION OF  
SUPPLY VOLTAGE



OUTPUT VOLTAGE SWING  
AS A FUNCTION OF  
SUPPLY VOLTAGE



INPUT COMMON MODE  
VOLTAGE RANGE AS A  
FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



393 GRADE

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_S = \pm 15\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified)

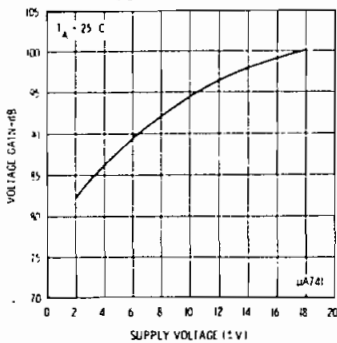
PARAMETERS (see definitions)	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		2.0	6.0	mV
Input Offset Current			20	200	nA
Input Bias Current			80	500	nA
Input Resistance		0.3	2.0		M $\Omega$
Input Capacitance			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range			$\pm 15$		mV
Input Voltage Range		$\pm 12$	$\pm 13$		V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		30	150	$\mu\text{V/V}$
Large-Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $V_{out} = \pm 10\text{ V}$	20,000	200,000		
Output Voltage Swing	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	$\pm 12$	$\pm 14$		V
	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$\pm 10$	$\pm 13$		V
Output Resistance			75		$\Omega$
Output Short-Circuit Current			25		mA
Supply Current			1.7	2.8	mA
Power Consumption			50	85	mW
Transient Response (unity gain)	$V_{in} = 20\text{ mV}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , $C_L \leq 100\text{ pF}$				
Risetime			0.3		$\mu\text{s}$
Overshoot			5.0		%
Slew Rate	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		0.5		V/ $\mu\text{s}$

The following specifications apply for  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ :

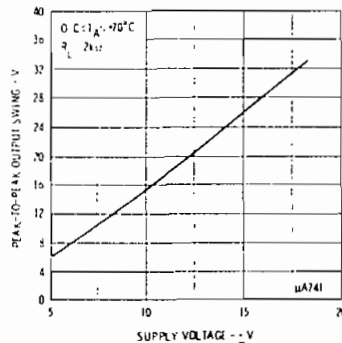
Input Offset Voltage				7.5	mV
Input Offset Current				300	nA
Input Bias Current				800	nA
Large-Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $V_{out} = \pm 10\text{ V}$	15,000			
Output Voltage Swing	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$\pm 10$	$\pm 13$		V

TYPICAL PERFORMANCE CURVES  
393 GRADE

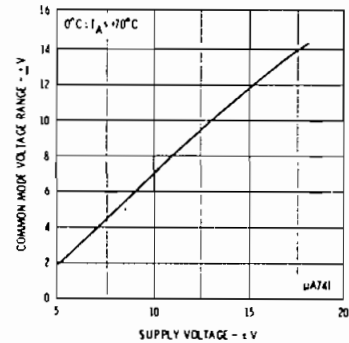
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN  
AS A FUNCTION OF  
SUPPLY VOLTAGE



OUTPUT VOLTAGE SWING  
AS A FUNCTION OF  
SUPPLY VOLTAGE



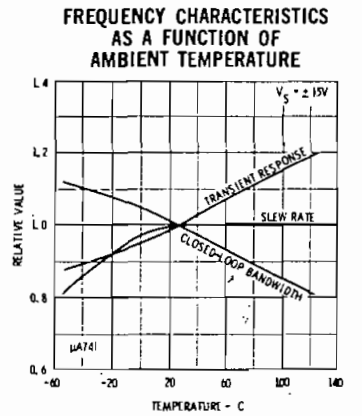
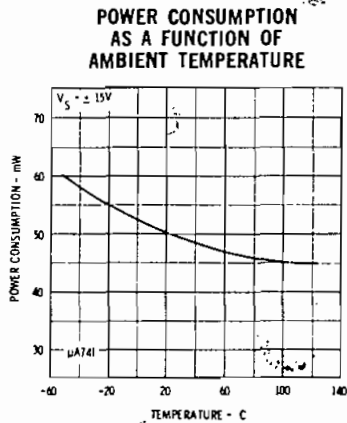
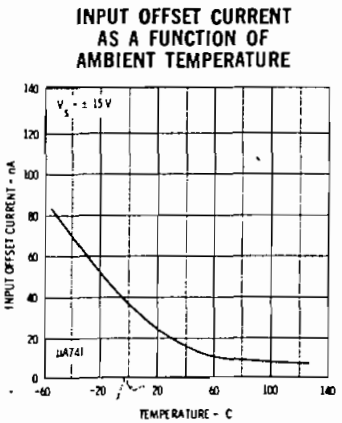
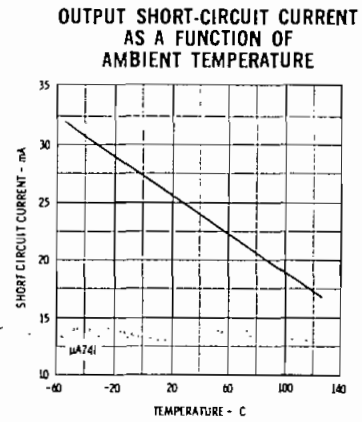
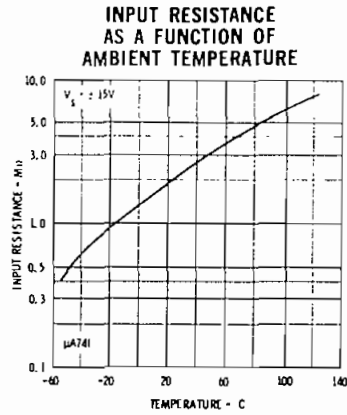
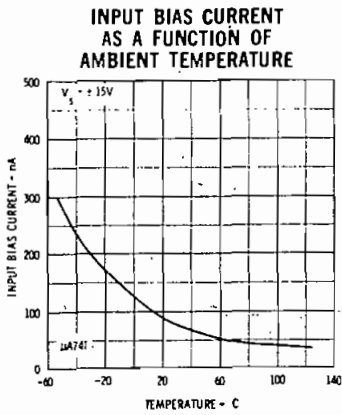
INPUT COMMON MODE  
VOLTAGE RANGE AS A  
FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



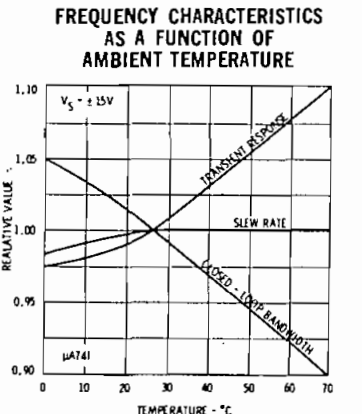
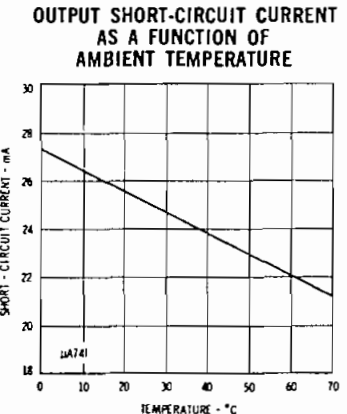
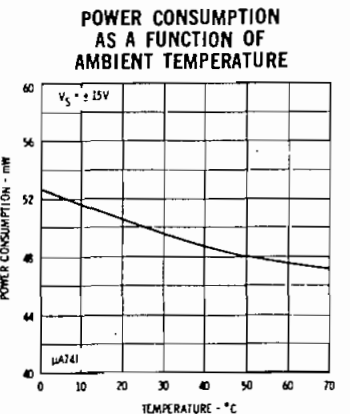
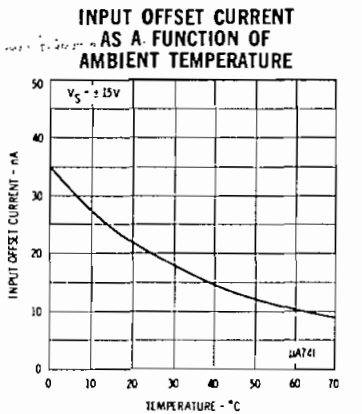
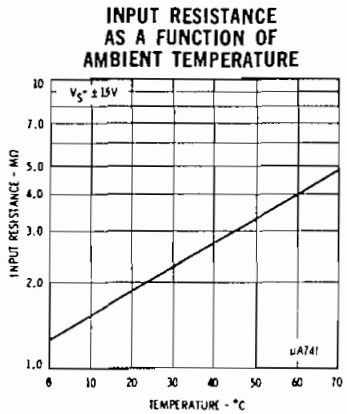
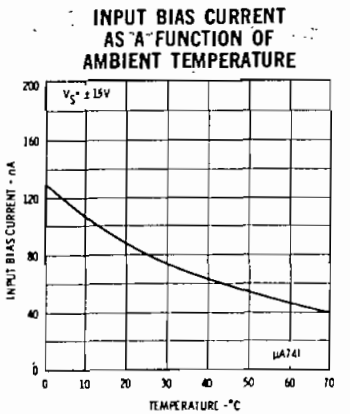
NOTES

- Rating applies to ambient temperatures up to  $70^\circ\text{C}$ . Above  $70^\circ\text{C}$  ambient derate linearly at  $6.3\text{ mW}/^\circ\text{C}$  for the Metal Can,  $8.3\text{ mW}/^\circ\text{C}$  for the Ceramic DIP,  $6.3\text{ mW}/^\circ\text{C}$  for the Silicone DIP,  $5.6\text{ mW}/^\circ\text{C}$  for the Mini DIP and  $7.1\text{ mW}/^\circ\text{C}$  for the Flatpak.
- For supply voltages less than  $\pm 15\text{ V}$ , the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
- Short circuit may be to ground or either supply. Rating applies to  $+125^\circ\text{C}$  case temperature or  $75^\circ\text{C}$  ambient temperature.

TYPICAL PERFORMANCE CURVES (312 GRADE)

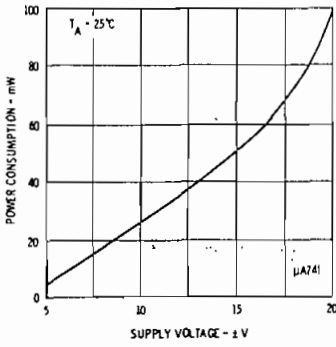


(393 GRADE)

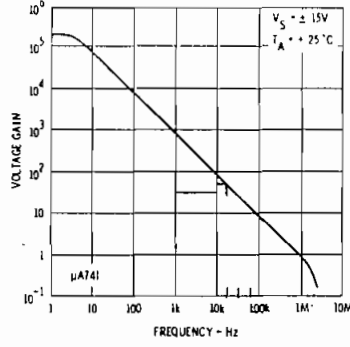


TYPICAL PERFORMANCE CURVES (312 AND 303 GRADES)

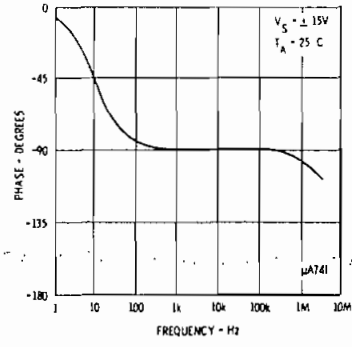
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



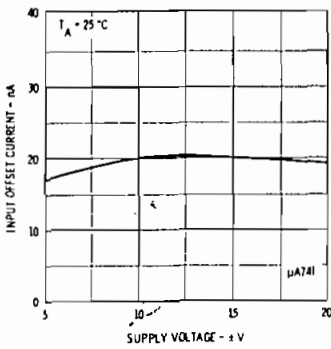
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF FREQUENCY



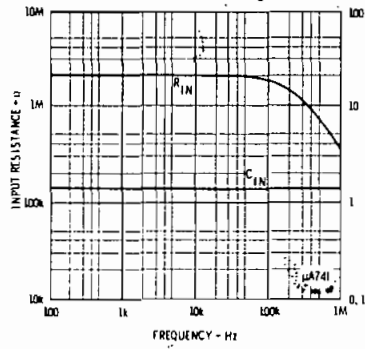
OPEN LOOP PHASE RESPONSE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



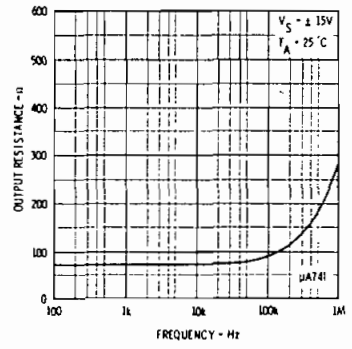
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



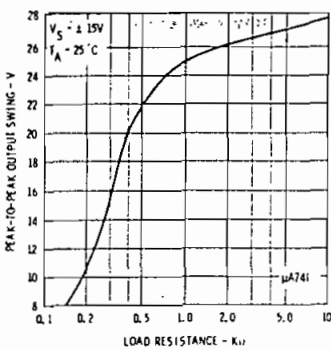
INPUT RESISTANCE AND INPUT CAPACITANCE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



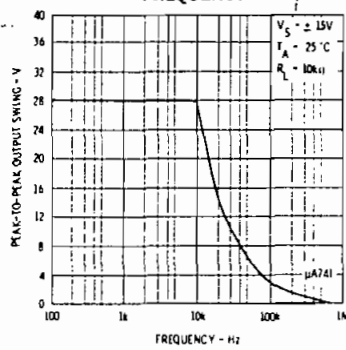
OUTPUT RESISTANCE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



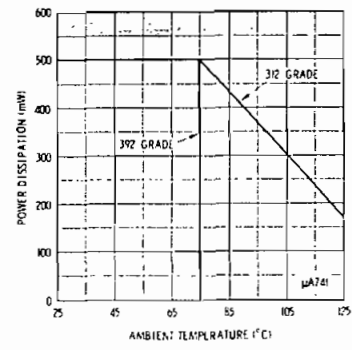
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF LOAD RESISTANCE



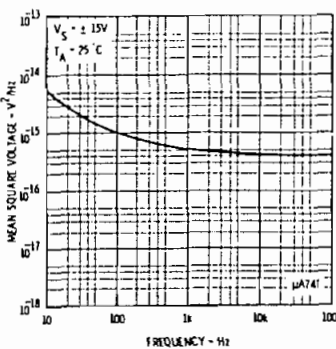
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF FREQUENCY



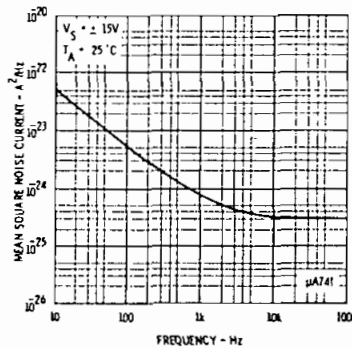
ABSOLUTE MAXIMUM POWER DISSIPATION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



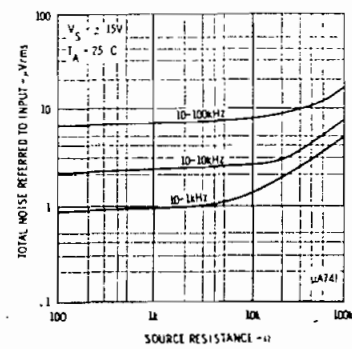
INPUT NOISE VOLTAGE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



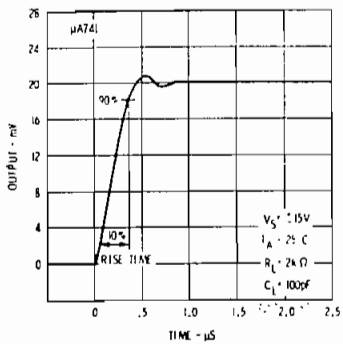
INPUT NOISE CURRENT AS A FUNCTION OF FREQUENCY



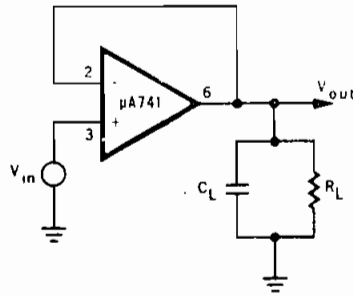
BROADBAND NOISE FOR VARIOUS BANDWIDTHS



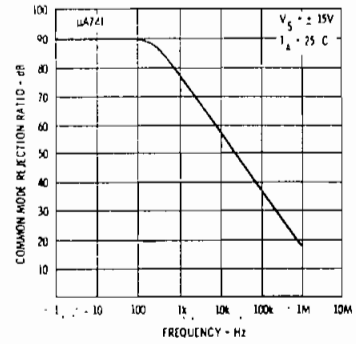
TRANSIENT RESPONSE



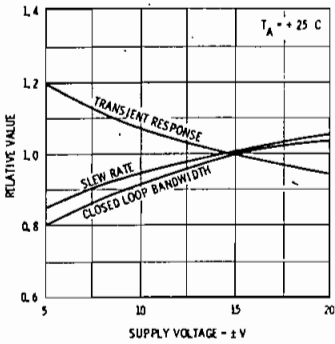
TRANSIENT RESPONSE TEST CIRCUIT



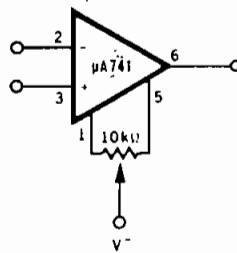
COMMON MODE REJECTION RATIO AS A FUNCTION OF FREQUENCY



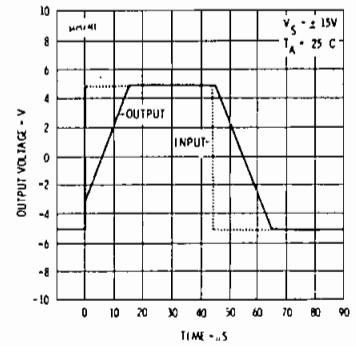
FREQUENCY CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



VOLTAGE OFFSET NULL CIRCUIT

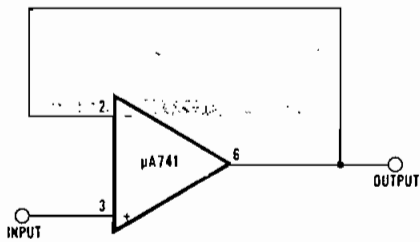


VOLTAGE FOLLOWER LARGE-SIGNAL PULSE RESPONSE



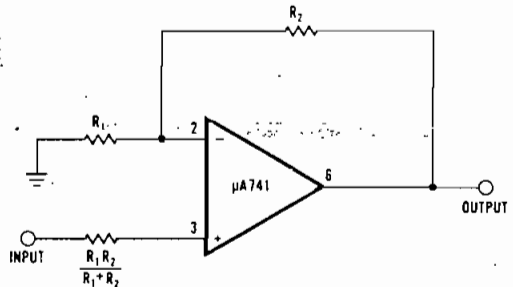
TYPICAL APPLICATIONS

UNITY-GAIN VOLTAGE FOLLOWER



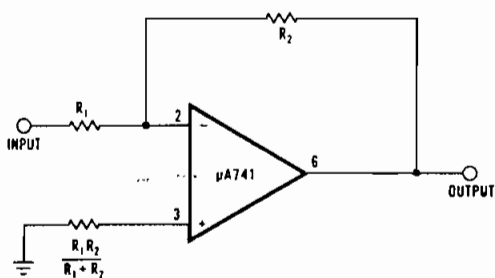
$R_{in} = 400 M\Omega$   
 $C_{in} = 1 pF$   
 $R_{out} \ll 1 \Omega$   
 B.W. = 1 MHz

NON-INVERTING AMPLIFIER



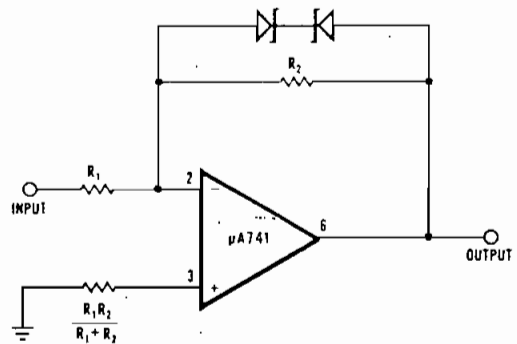
GAIN	$R_1$	$R_2$	B.W.	$R_{in}$
10	1 k $\Omega$	9 k $\Omega$	100 kHz	400 M $\Omega$
100	100 $\Omega$	9.9 k $\Omega$	10 kHz	280 M $\Omega$
1000	100 $\Omega$	99.9 k $\Omega$	1 kHz	80 M $\Omega$

INVERTING AMPLIFIER



GAIN	$R_1$	$R_2$	B.W.	$R_{in}$
1	10 k $\Omega$	10 k $\Omega$	1 MHz	10 k $\Omega$
10	1 k $\Omega$	10 k $\Omega$	100 kHz	1 k $\Omega$
100	1 k $\Omega$	100 k $\Omega$	10 kHz	1 k $\Omega$
1000	100 $\Omega$	100 k $\Omega$	1 kHz	100 $\Omega$

CLIPPING AMPLIFIER

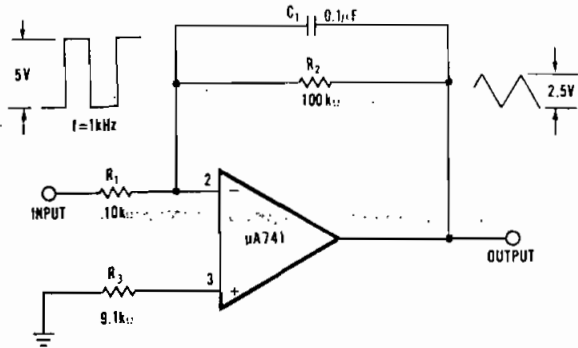


$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{R_2}{R_1} \text{ if } |E_{out}| \leq V_Z + 0.7 V$$

where  $V_Z$  = Zener breakdown voltage

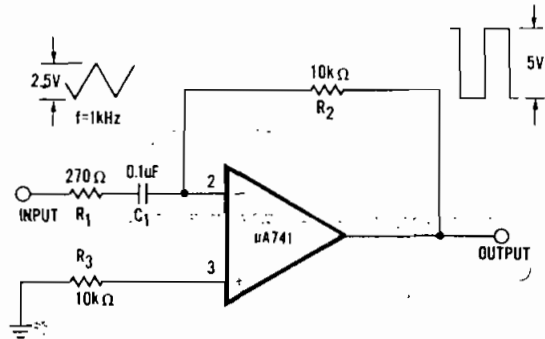
TYPICAL APPLICATIONS

SIMPLE INTEGRATOR



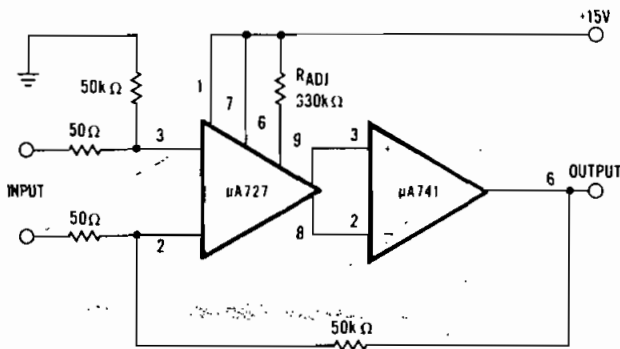
$$E_{out} = -\frac{1}{R_1 C_1} \int E_{in} dt$$

SIMPLE DIFFERENTIATOR



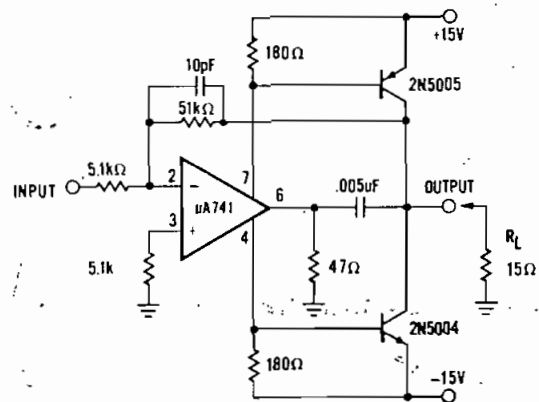
$$E_{out} = -R_2 C_1 \frac{dE_{in}}{dt}$$

LOW DRIFT LOW NOISE AMPLIFIER

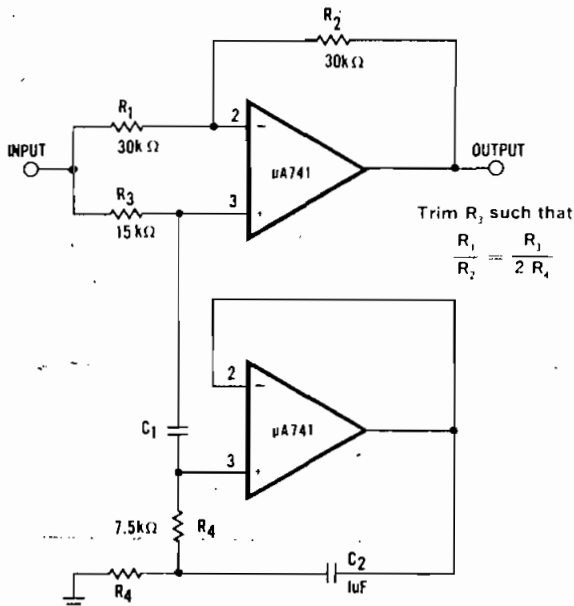


Voltage Gain = 10  
 Input Offset Voltage Drift = 0.6  $\mu V/^{\circ}C$   
 Input Offset Current Drift = 2.0 pA/ $^{\circ}C$

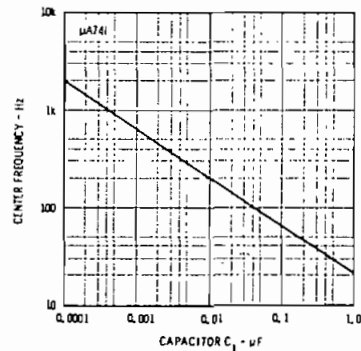
HIGH SLEW RATE POWER AMPLIFIER



NOTCH FILTER USING THE  $\mu A741$  AS A GYRATOR



NOTCH FREQUENCY AS A FUNCTION OF  $C_1$



### 3- Le bloc diagramme C

C'est l'intégrateur dont le but est de prolonger la durée du signal recueilli à la sortie de l'étage B.

Le niveau haut (+Vcc) est maintenu pour autant que la période du signal d'entrée c'est-à-dire le signal de sortie de l'étage B est inférieure à celle imposée au multivibrateur par l'intermédiaire d'une résistance et d'un condensateur.

Dans le cadre du projet, le multivibrateur utilisé est le 4047 BPC fonctionnant en monostable.

La période T du signal désiré à la sortie du multivibrateur est donnée par la formule suivante.

$$T = 2,48 RC \quad \text{où :}$$

R est la résistance à appliquer entre les broches 2 et 3

C est le condensateur appliqué entre 1 et 3.

Dans le cadre du projet,  $T = 100 \text{ ms}$  d'où

$$RC = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{2,48} = 0,041$$

$$\text{Pour } R = 10 \text{ k}\Omega, \quad C = \frac{0,041}{10 \cdot 10^3} = 4,1 \mu\text{F}$$

En vérifiant avec ces deux valeurs ainsi déterminées on trouve :  $T = 102 \text{ ms}$ .

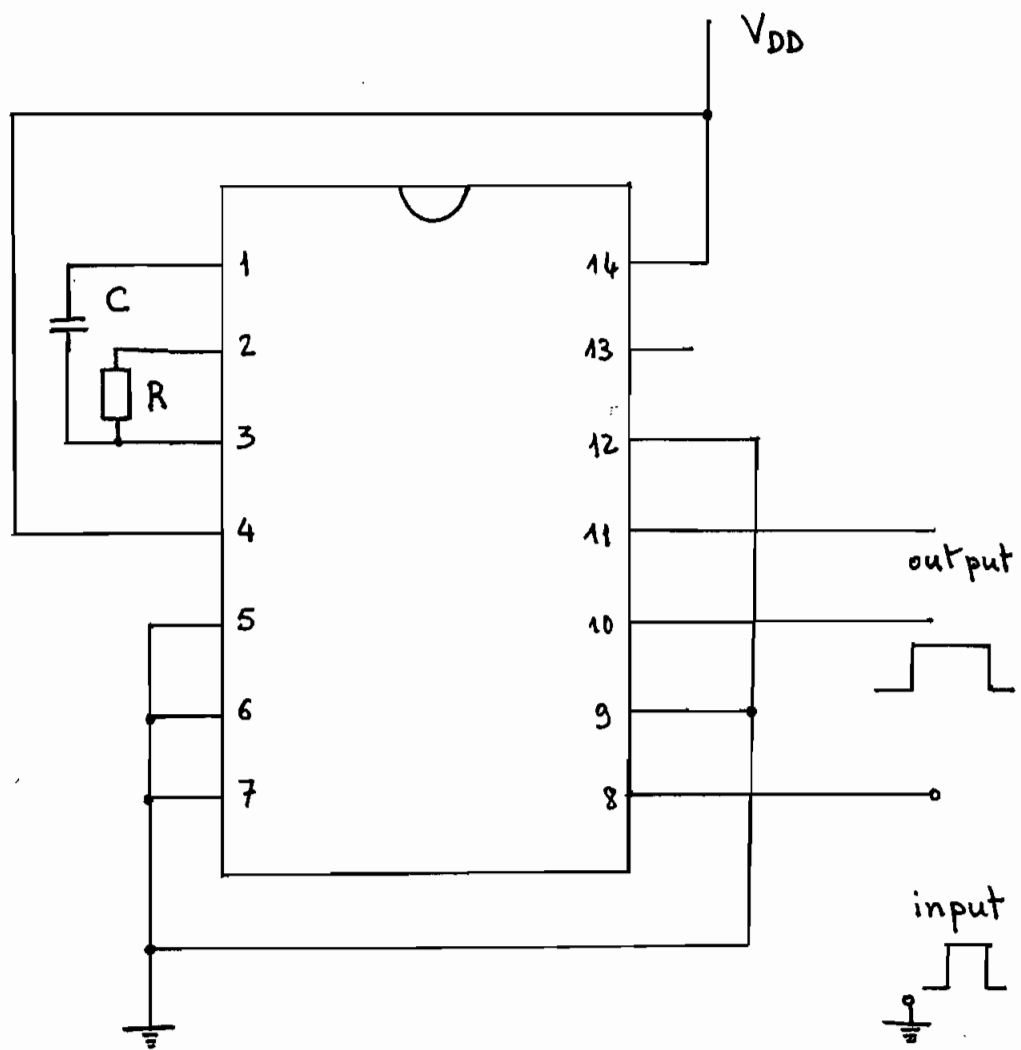
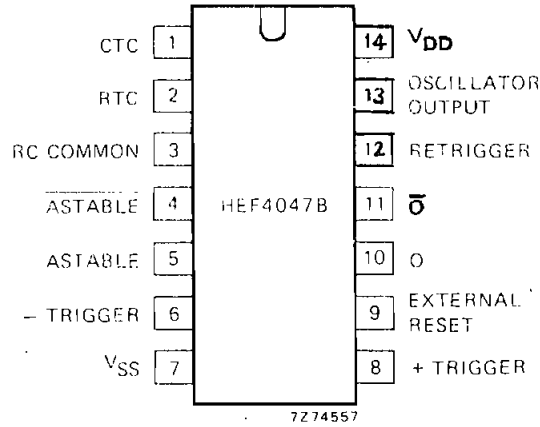
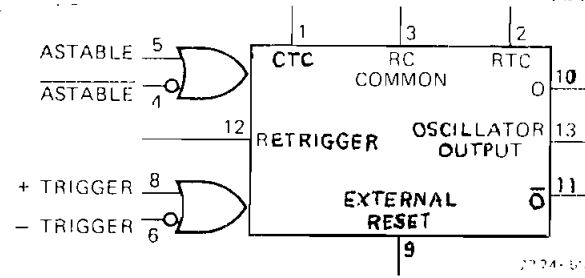


Schéma du circuit avec les brochages



## Les différentes portes du 4047



## Connexions pour chaque fonction

function	pins connected to			output pulse from pins
	V <sub>DD</sub>	V <sub>SS</sub>	input pulse	
<b>astable multivibrator</b>				
free running	4, 5, 6, 14	7, 8, 9, 12	—	10, 11, 13
true gating	4, 6, 14	7, 8, 9, 12	5	10, 11, 13
complement gating	6, 14	5, 7, 8, 9, 12	4	10, 11, 13
<b>monostable multivibrator</b>				
pos. edge-triggering	4, 14	5, 6, 7, 9, 12	8	10, 11
neg. edge-triggering	4, 8, 14	5, 7, 9, 12	6	10, 11
retriggerable	4, 14	5, 6, 7, 9	8, 12	10, 11
external count down	14	5, 6, 7, 8, 9, 12	—	10, 11

**Note**

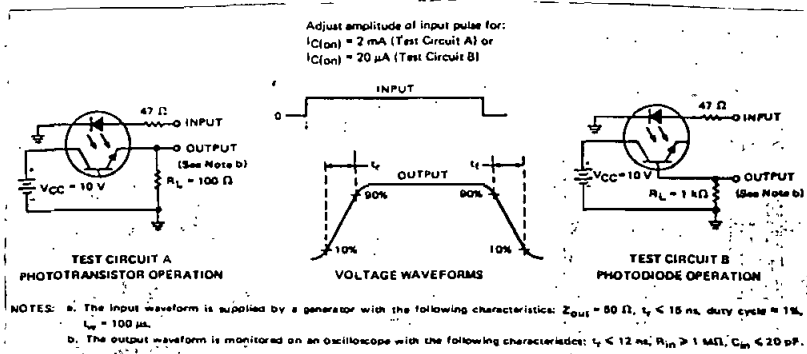
In all cases, external resistor between pins 2 and 3, external capacitor between pins 1 and 3.

## L'organe de commande de logique de traitement

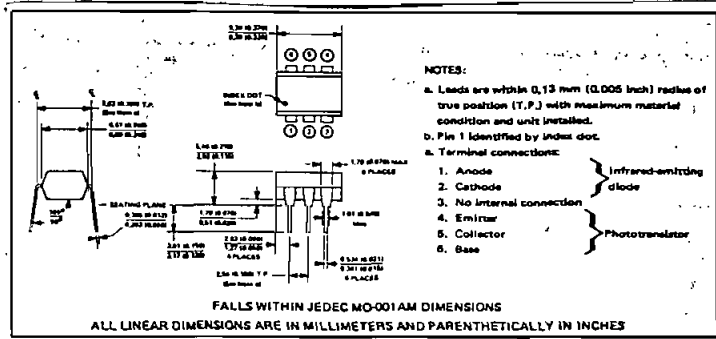
C'est le dernier élément de notre détecteur. Son but est de permettre de déclencher un mécanisme relativement à la fonction cherchée qui dans notre cas est le déclenchement d'une alarme sonore suivit de l'abaissement des barrières à la hauteur des passages à niveau.

L'élément utilisé à cet effet est l'optocoupleur TIL117

### Schéma du montage



NOTES: a. The input waveform is supplied by a generator with the following characteristics:  $Z_{out} = 50 \Omega$ ,  $t_r < 15$  ns, duty cycle = 1%,  $t_w = 100 \mu s$ .  
b. The output waveform is monitored on an oscilloscope with the following characteristics:  $t_r < 12$  ns,  $R_{in} > 1$  M $\Omega$ ,  $C_{in} < 20$  pF.



Brochage

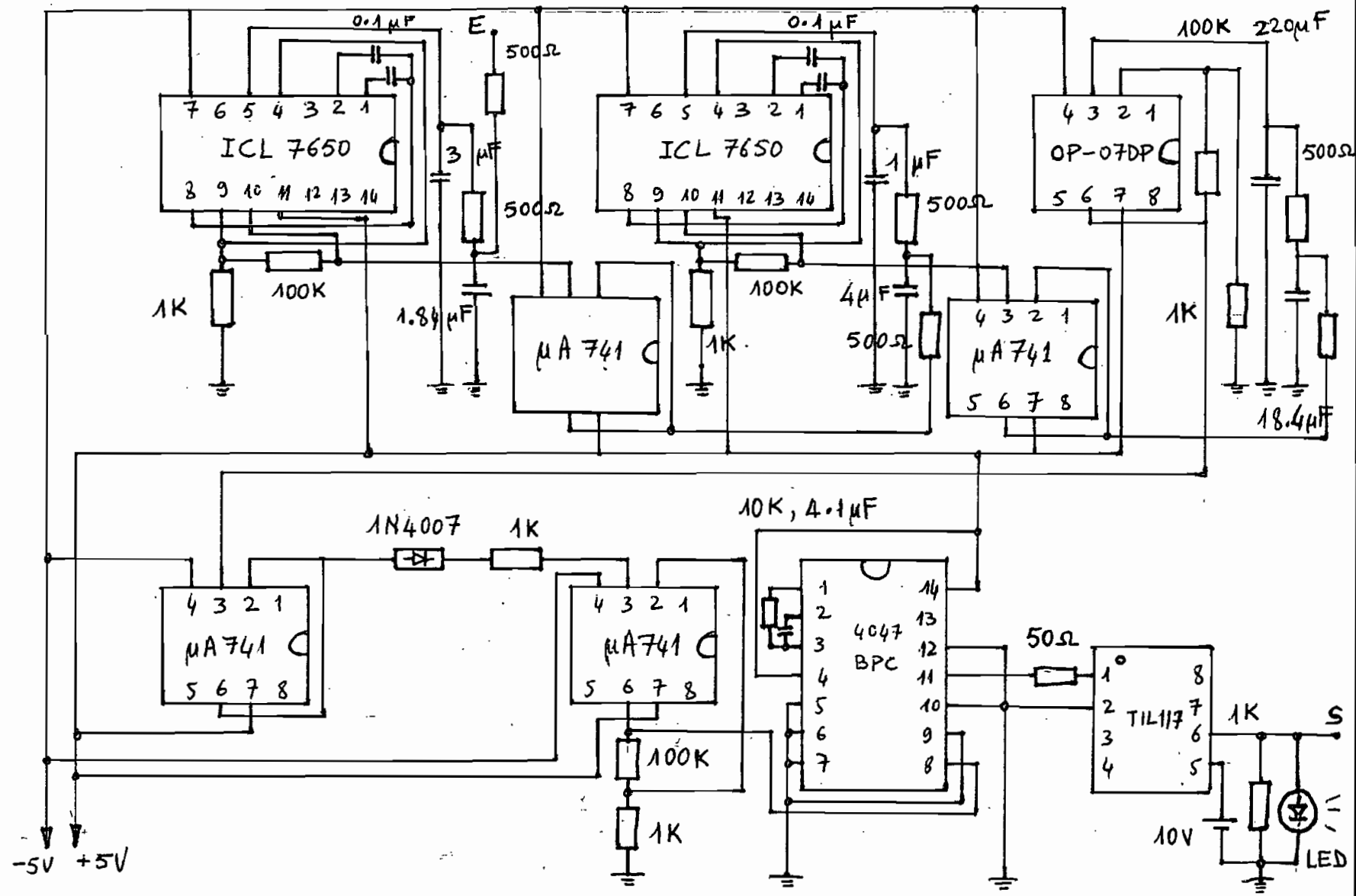
### electrical characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TIL111			TIL114			TIL116			TIL117			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
V(BR)CBO	Collector-Base Breakdown Voltage	I <sub>C</sub> = 10 μA, I <sub>E</sub> = 0, I <sub>F</sub> = 0		70			70			70			V		
V(BR)CEO	Collector-Emitter Breakdown Voltage	I <sub>C</sub> = 1 mA, I <sub>E</sub> = 0, I <sub>F</sub> = 0		30			30			30			V		
V(BR)EBO	Emitter-Base Breakdown Voltage	I <sub>E</sub> = 10 μA, I <sub>C</sub> = 0, I <sub>F</sub> = 0		7			7			7			V		
I <sub>R</sub>	Input Diode Static Reverse Current	V <sub>R</sub> = 3 V			10			10			10		μA		
I <sub>C(On)</sub>	On-State Collector Current	Phototransistor Operation: V <sub>CE</sub> = 0.4 V, I <sub>F</sub> = 16 mA, I <sub>E</sub> = 0; Photodiode Operation: V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>F</sub> = 10 mA, I <sub>E</sub> = 0		2	7					2	5		5	9	mA
I <sub>C(Off)</sub>	Off-State Collector Current	Phototransistor Operation: V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>F</sub> = 0, I <sub>E</sub> = 0; Photodiode Operation: V <sub>CB</sub> = 0.4 V, I <sub>F</sub> = 16 mA, I <sub>E</sub> = 0			1	50				1	50		1	50	nA
h <sub>FE</sub>	Transistor Static Forward Current Transfer Ratio	V <sub>CE</sub> = 5 V, I <sub>C</sub> = 10 mA, I <sub>F</sub> = 0; V <sub>CE</sub> = 5 V, I <sub>C</sub> = 100 μA, I <sub>F</sub> = 0		100	300					200	550				
V <sub>F</sub>	Input Diode Static Forward Voltage	I <sub>F</sub> = 16 mA			1.2	1.4					1.2	1.4		V	
V <sub>CE(sat)</sub>	Collector-Emitter Saturation Voltage	I <sub>C</sub> = 2 mA, I <sub>E</sub> = 0, I <sub>F</sub> = 16 mA; I <sub>C</sub> = 2.2 mA, I <sub>E</sub> = 0, I <sub>F</sub> = 15 mA; I <sub>C</sub> = 0.5 mA, I <sub>E</sub> = 0, I <sub>F</sub> = 10 mA			0.25	0.4				0.25	0.4			V	
r <sub>IO</sub>	Input-to-Output Internal Resistance	V <sub>in-out</sub> = 21.5 kV for TIL111, and = 42.5 kV for all others. See Note 6		1011			1011			1011			Ω		
C <sub>in</sub>	Input-to-Output Capacitance	V <sub>in-out</sub> = 0, f = 1 MHz. See Note 6			1	1.3				1	1.3		1	1.3	pF

Caractéristiques électriques

E : entrée du détecteur

S : sortie du détecteur



4 - Schéma de Circuit du détecteur -

46

#### 4 - Coût de la réalisation

Elément	Désignation	Prix(afa)
1 Transformateur 220/110	TRC 36J	8000
1 Amplificateur	OP-07DP	2500
1 Optocoupleur	TIL 117	2850
2 Amplificateurs	ICL 7650	5000
1 Multivibrateur	4047 BPC	3500
1 Régulateur de tension	7815 UC	2900
1 Régulateur de tension	79M15 UC	3400
1 Régulateur de tension	78L05 AWC	2900
4 Amplificateurs	$\mu$ A741	4000
	Total	35050

NB: Dans ce total, les résistances, les condensateurs et les diodes n'ont pas été cités du fait que leur achat ne se fait pas à l'unité. Ainsi en les évaluant individuellement ils ne changent pratiquement pas le total ci-dessus.

## Chapitre VI Conclusion et recommandations

Les résultats obtenus lors des tests sont satisfaisants mais pourront être d'avantage améliorés après l'achat de la boucle DEMO.

Ceci du fait que la simulation a été faite à l'aide d'un générateur de fonction dont la sensibilité est de 11mV ce qui a nécessité un diviseur de tension dont le rapport est compris entre 100 et 1000 pour pouvoir appliquer des tensions effectives de quelques dizaines de  $\mu\text{V}$  à l'entrée du circuit de traitement du signal.

Ainsi dans les conditions réelles de test, certains paramètres seront modifiés comme le gain des amplificateurs afin de régler la sensibilité du détecteur relativement au train car la boucle DEMO étant utilisée seulement pour les rails bus en FRANCE, il n'y a pas de valeurs de référence pour le niveau de tension généré par un train traversant la boucle installée. De même la valeur des condensateurs doit être corrigé afin d'ajuster les fréquences de manière adéquate par étage.

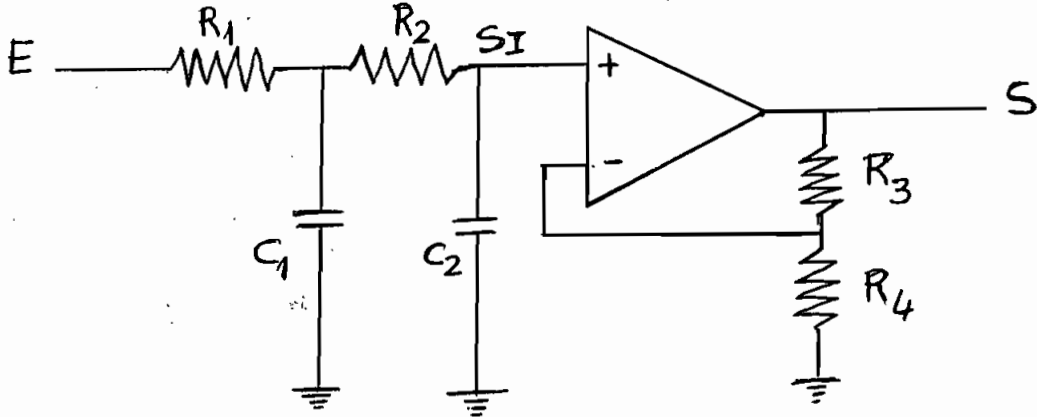
L'avantage de ce type de détecteur est qu'il peut être utilisé dans tout milieu, mais son point faible est qu'il nécessite en permanence une batterie chargée à 15V dans

les zones où la proximité du réseau de la SENELEC fait défaut.

Du point de vue coût, le montage réalisé n'est pas cher  
Bref la réalisation de ce montage constitue une nouvelle manière avantageuse d'obtenir des détecteurs fiables mais avec des coûts moindres.

A P P E N D I C E

Calcul des paramètres d'un filtre dont la configuration est la suivante:



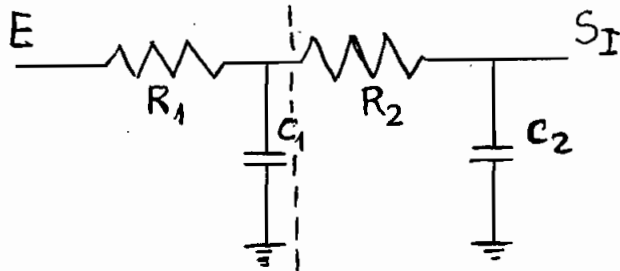
D'après les impédances généralisées déterminées en utilisant la transformée

de Laplace on a:  $Z_{R_1} = R_1$  ;  $Z_{C_1} = \frac{1}{C_1 S}$  ;  $Z_{R_2} = R_2$  ;  $Z_{C_2} = \frac{1}{C_2 S}$

Calcul du gain du montage :  $\frac{S}{S_I}$

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} \times S = S_I \quad \text{d'où} \quad \frac{S}{S_I} = \frac{R_3 + R_4}{R_4} = 1 + \frac{R_3}{R_4} = K$$

Calcul de  $\frac{S_I}{E}$



D'après le théorème de Thévenin :

$$V_{Th} = \frac{\frac{1}{C_1 S}}{\frac{1}{C_1 S} + R_1} \cdot E = \frac{1}{1 + R_1 C_1 S} \cdot E$$

$$Z_{Th} = \frac{1}{C_1 S} \parallel R_1 = \frac{R_1}{1 + R_1 C_1 S}$$

$$Z_{\text{éq}} = \frac{R_1}{1 + R_1 C_1 S} + R_2$$

$$S_I = \frac{\frac{1}{C_2 S}}{\frac{1}{C_2 S} + Z_{\text{éq}}} \cdot V_{Th} = \frac{1}{1 + Z_{\text{éq}} C_2 S} \cdot V_{Th}$$

$$S_I = \frac{1}{1 + Z_{eq} C_2 S} \cdot \frac{1}{1 + R_1 C_1 S} \cdot E$$

Ce qui donne après simplification:

$$S_I = \frac{1}{1 + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) S + R_1 R_2 C_1 C_2 S^2} \cdot E$$

D'où

$$\frac{S_I}{E} = \frac{1}{1 + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) S + R_1 R_2 C_1 C_2 S^2}$$

$$\frac{S}{E} = \frac{S}{S_I} \cdot \frac{S_I}{E} = \frac{K}{1 + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) S + R_1 R_2 C_1 C_2 S^2}$$

Ce qui n'est rien d'autre que l'équation d'un filtre passe bas  
du 2<sup>o</sup> ordre

$$\frac{S}{E} = \frac{K \omega_0^2}{S^2 + \sqrt{2} \omega_0 S + \omega_0^2}$$

Avec

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad \text{et} \quad K = 1 + \frac{R_3}{R_4}$$



## Références bibliographiques

Projet de fin d'études: Signalisation automatique  
d'un passage à niveau

Juin 1982

auteur ABDOU SOULEYE BA

L'amplificateur opérationnel dans les asservissements

YVES LOISELET

éditions DUNOD 1971

Applications pratiques de l'amplificateur opérationnel

R. DUGEHAULT

éditions techniques et scientifiques françaises

1975

Applications des transistors

R. F. SHEA

éditions DUNOD 1968

Electronique applications

n° 28 - Février-Mars 1983 pages 29-33

Réseaux actifs filtrés

J. P. GUILLET

éditions MASSON 1972