

1/67

UNIVERSITE D'ALGER  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



1 ex  
66/67

**PROJET DE FIN D'ETUDES**



**DÉTECTEUR**

de

**COINCIDENCES**

*Réalisé par*

**Boumediène**

**CHERGUI**

UNIVERSITE D'ALGER

---

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

---

DEPARTEMENT TELECOMMUNICATIONS

- PROJET DE FIN D'ETUDES -

Effectué par l'Elève-Ingénieur Boumédiène CILERGUI.

Sujet:

Etude et Réalisation d'un détecteur de coïncidences  
de plusieurs impulsions dans le temps.

ANNEE 1966-1967

Proposé par M. Le Professeur LOT.

AVANT-PROPOS

=====

Ce projet a été réalisé à l'Institut d'Etudes Nucléaires. Monsieur LOT, directeur du projet, a veillé à ce que l'Étudiant ait pu tirer le maximum de profit possible, tant au point de vue théorique que pratique.

A cet égard, je le remercie beaucoup de m'avoir accordé cette faveur et je lui suis très reconnaissant, ainsi qu'à mon Directeur de l'École Nationale Polytechnique et mes Professeurs.

A un grand copain en  
souvenir des années passées  
ensemble à l'École Nationale  
Polytechnique.

Alger, le 30.6. 1967

Cherajidma

T A B L E   d e s   M A T I E R E S

=====

	Pages
SUJET	1
INTRODUCTION	3
BLOC-DIAGRAMME	6 et 7
LA CELLULE DE DERIVATION	8
LE LIMITEUR	13
LE TRIGGER DE SCHMITT	16
LE MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE	25
LA PORTE "ET"	31
CONCLUSION	32
BIBLIOGRAPHIE	33

-----

# S U J E T

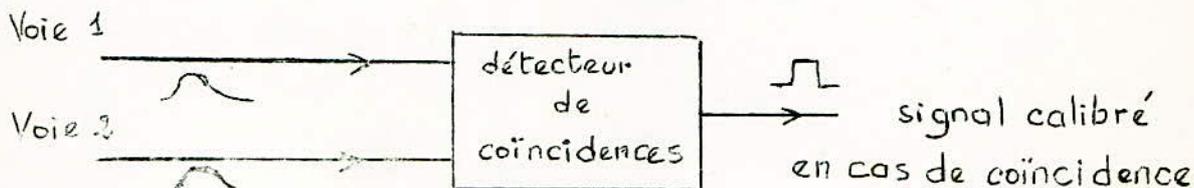
-----

Etude et réalisation d'un détecteur de coïncidences de plusieurs impulsions dans le temps.

## I - GENERALITES

Le montage étudié a pour but de détecter les impulsions qui lui arrivent par deux voies différentes, se produisant dans le temps avec un écart inférieur ou égal à 20 nanosecondes.

Chaque fois que cet évènement se produira il devra délivrer un signal calibré permettant de commander des circuits annexes.



## II - CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Les impulsions à l'entrée du détecteur sont caractérisées par les valeurs numériques suivantes:

Amplitude comprise entre 0 et 8 V,

Temps de montée: environ 0,1  $\mu$ s ,

Temps de descente: environ 1  $\mu$ s ,

Fréquence de récurrence: en moyenne  $10^5$  coups par seconde,

Temps de résolution du montage: 20 ns,

Impulsion calibrée de sortie: 4 V,

Largeur: 700 ns .

## III - REALISATION

Le montage sera réalisé sur une carte de circuit imprimé équipée de pastilles à souder, au moyen de circuits à transistors. Les sources de tension disponibles sont:  $\pm 12$  V ,  $\pm 6$  V .

#### IV - UTILISATION

Ce circuit de coïncidences est destiné à l'étude des rayonnements  $\gamma$  émis par les corps radioactifs. Ces rayonnements  $\gamma$  transformés en impulsions électriques sont en coïncidences lorsqu'il s'agit d'une décomposition en chaîne du noyau de ces corps et l'étude de ces coïncidences permet l'étude de la structure du noyau.

## ETUDE DU DETECTEUR DE COINCIDENCES

-----

Lorsqu'une fonction variable est représentée par des impulsions on peut sélectionner ces impulsions en déterminant les instants où elles se produisent:

### Exemple 1 :

Un bruit est caractérisé par un certain nombre d'impulsions dont l'amplitude est quelconque et dont les temps sont aussi arbitraires.

### Exemple 2 :

Agitation thermique des électrons.

### Exemple 3 :

Particules radioactives dont l'énergie peut être transformée en impulsions.

## UTILISATION du DETECTEUR de COINCIDENCES

Le détecteur de coïncidences est destiné à l'étude des rayonnements  $\gamma$  émis par les corps radioactifs. Ces rayonnements  $\gamma$  transformés en impulsions électriques sont en coïncidences lorsqu'il s'agit d'une décomposition en chaîne du noyau de ces corps et l'étude de ces coïncidences permet l'étude de la structure du noyau. On peut réaliser de nombreuses expériences par la méthode des coïncidences et obtenir des renseignements sur le mode de désintégration des noyaux atomiques.

## PRINCIPE de la METHODE des COINCIDENCES

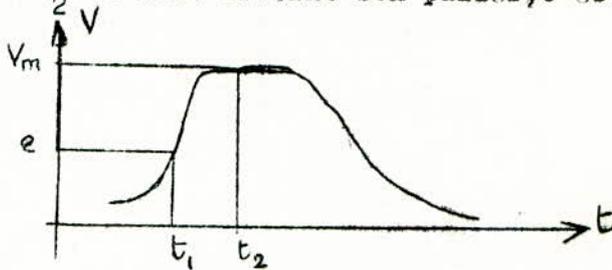
On dit qu'il y a coïncidence entre plusieurs événements lorsque ceux-ci sont "simultanés".

Ces événements peuvent consister en une émission de particule par exemple. La simultanéité est définie par la précision des circuits électroniques de détection et chacun des événements se traduit, à la sortie du détecteur, par l'émission d'une impulsion. La précision des circuits électroniques de détection est donnée par le temps de résolution, temps qui limite l'écart de deux ou plusieurs impulsions issues de voies différentes. S'il est bien choisi, on dit qu'il y a détection (ou plutôt il y a possibilité de détection).

### DEFINITION de la POSITION d'une IMPULSION dans le TEMPS

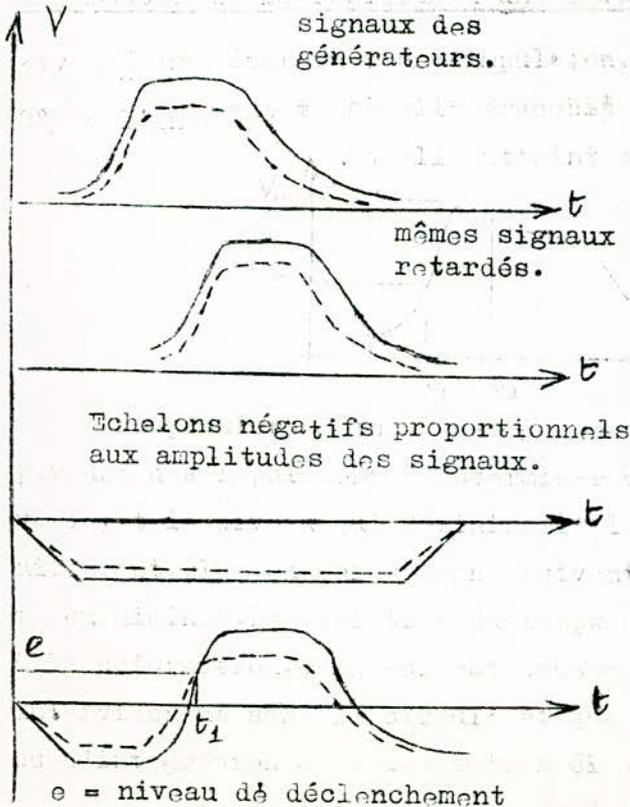
Pour déterminer une impulsion, on peut s'intéresser:

- 1°/ à l'instant  $t_1$  où elle franchit un seuil donné  $e$ ,
- 2°/ à l'instant  $t_2$  où elle atteint son palier, c'est-à-dire son maximum  $V_m$ .



La première méthode est à rejeter: si on fait traverser le circuit par une des impulsions à déterminer dans le temps, son temps de montée varie, et le niveau qui définissait le seuil à  $t_1$ , le fera à un instant différent, plus ou moins grand suivant que le temps de montée a augmenté ou diminué. La variation du temps de montée de l'impulsion est due à la déformation. Celle-ci est causée par les capacités parasites qui interviennent dans le circuit et qui créent des cellules de dérivation ou d'intégration avec les autres éléments du circuit.

La méthode intermédiaire de JOHANSSON et WINZIERL élimine cet inconvénient. Le principe est le suivant:



On considère des impulsions issues de deux ou plusieurs générateurs; ces impulsions d'amplitudes quelconques sont d'abord retardées. A chacune d'elles on superpose un échelon négatif, proportionnel à leur amplitude. Après addition des échelons et des impulsions, l'on remarque que le niveau de déclenchement  $e$  s'effectue à un instant  $t_1$  qui est le même quelle que soit l'amplitude de l'impulsion considérée.

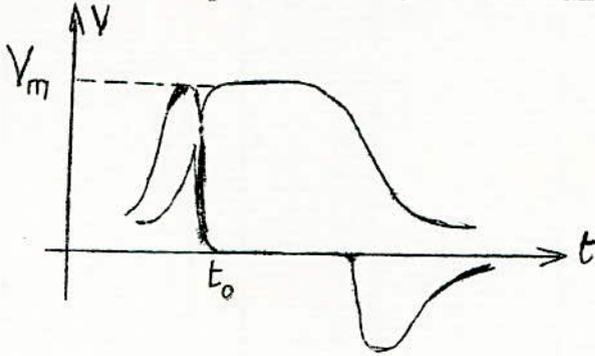
Mais son inconvénient est l'utilisation de diodes et de circuits en courant continu où l'influence de la température entre en jeu et la

dérive dûe au courant continu également.

C'est pour cela qu'on préfère adopter la deuxième méthode:

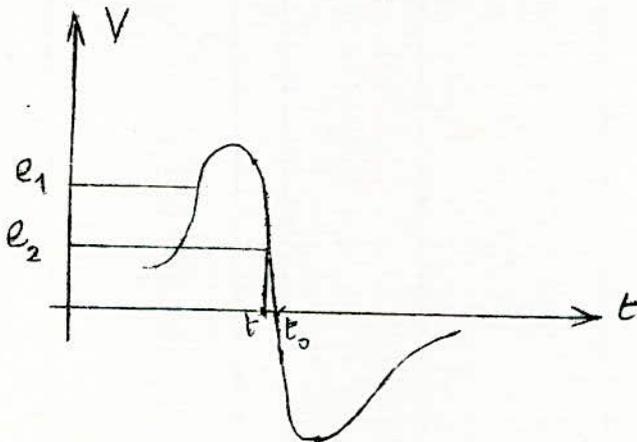
Pour pouvoir caractériser des impulsions au même instant quelle que soit leur amplitude et quel que soit leur temps de montée, on utilise le principe suivant:

A l'instant où une impulsion atteint son maximum, sa dérivée s'annule.



On voit que l'impulsion dérivée a une pente presque raide; ainsi pour plusieurs impulsions primitives dont les temps de montée sont assez voisins et dont les amplitudes sont différentes, les impulsions dérivées arrivent à la référence 0 approximativement au même instant: on peut alors définir la position de l'impulsion dans le temps par  $t_0$  (retour à 0).

Il suffira alors de trouver un circuit délivrant un signal à l'instant  $t_0$  pour caractériser l'impulsion. Le trigger de Schmitt remplit cette condition; si l'on choisit de le déclencher par l'impulsion, son seuil de déclenchement retour  $e_2$  peut être choisi assez voisin de zéro.



## BLOC-DIAGRAMME

=====

Pour la réalisation pratique, on a adopté un diagramme dans lequel chaque bloc a une fonction bien définie. C'est un ensemble comportant cinq circuits très simples à réaliser et qui n'offre pas de difficultés pour son étude.

Comme le montre le schéma ci-dessus, les cellules de dérivation ont pour but de transformer le signal reçu en impulsions lesquelles sont utilisées au déclenchement du trigger ou du monostable. En ce qui concerne le trigger, la dérivation permet à l'instant  $t$  de se rapprocher le plus de  $t_0$  (deuxième figure de la page 5).

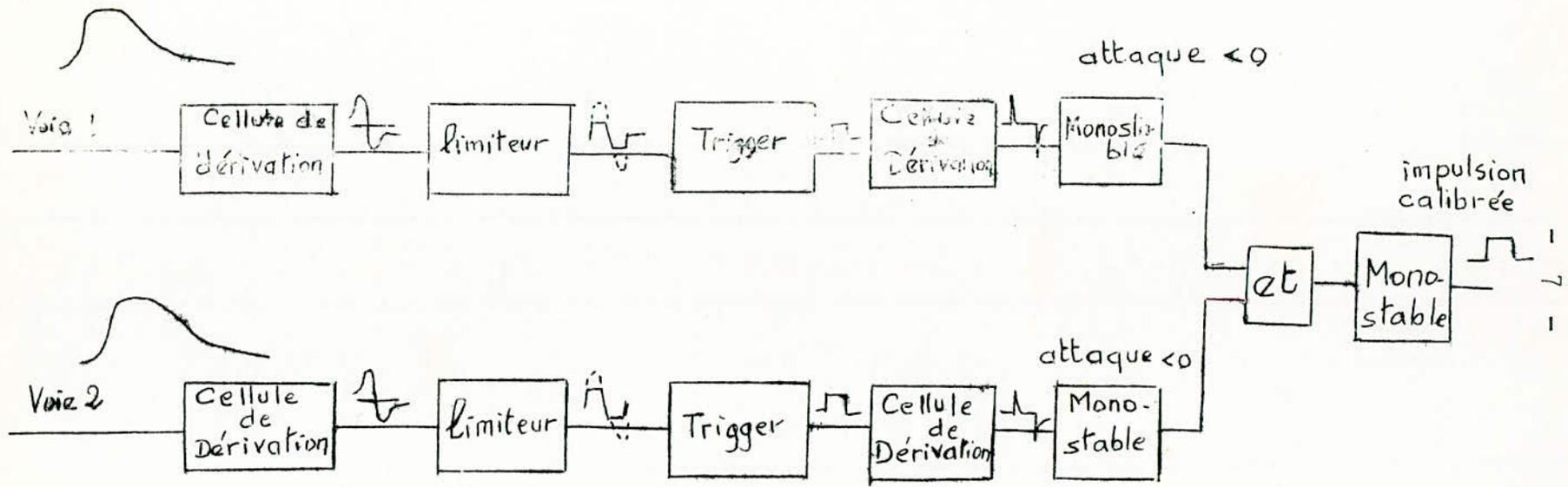
Le limiteur, qui constitue le deuxième bloc, fixe l'amplitude des impulsions de déclenchement, compte tenu du seuil supérieur  $e_1$  du trigger qui est fixe.

Le trigger est le circuit qui nous permet de délivrer un signal à l'instant  $t_0$  pour caractériser l'impulsion.

Les monostables ont pour but de donner des signaux carrés ou rectangulaires calibrés.

Enfin, la porte "ET" est un circuit logique qui n'a d'autre fonction que celle d'un interrupteur.

# BLOC-DIAGRAMME du DETECTEUR



## Circuits à réaliser :

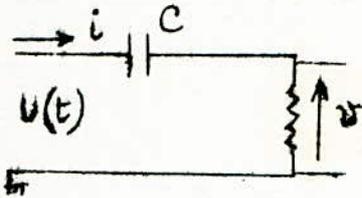
- Limiteurs
- Trigger
- Circuits de Dérivation
- Monostables
- Porte "ET"

## Appareils utilisés :

- Générateur d'Impulsions
- Oscilloscope
- Source d'alimentation continue : 6V

LA CELLULE de DERIVATION

Une cellule de dérivation RC se présente de la manière suivante:



$$v = R \frac{dq}{dt} \quad (1)$$

$$i = \frac{dq}{dt} \quad (2)$$

$$u(t) = \frac{q}{C} + Ri \quad (3)$$

Dérivons (3) par rapport au temps:

$$\frac{d u(t)}{dt} = \frac{1}{C} \frac{dq}{dt} + R \frac{di}{dt} = \frac{1}{C} i + R \frac{di}{dt}$$

$\frac{d u(t)}{dt}$	$v$	$\frac{dv}{dt}$
	$=$	$+$
	$\frac{v}{RC}$	$\frac{dv}{dt}$

(4)

L'équation (4) nous montre que si l'on prend RC faible:

$$\frac{v}{RC} \gg \frac{dv}{dt} \quad \text{si bien que} \quad \frac{d u(t)}{dt} \neq \frac{v}{RC}$$

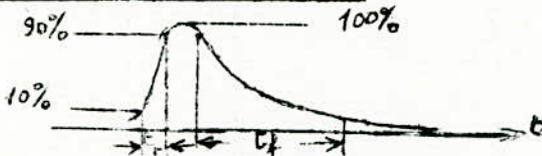
et

$v \neq \frac{RC d u(t)}{dt}$
-------------------------------

La tension aux bornes de R est sensiblement égale à  $RC \frac{d u(t)}{dt}$ ,

donc la tension v est proportionnelle à la dérivée de la tension d'entrée par rapport au temps.

Choix de la constante de temps



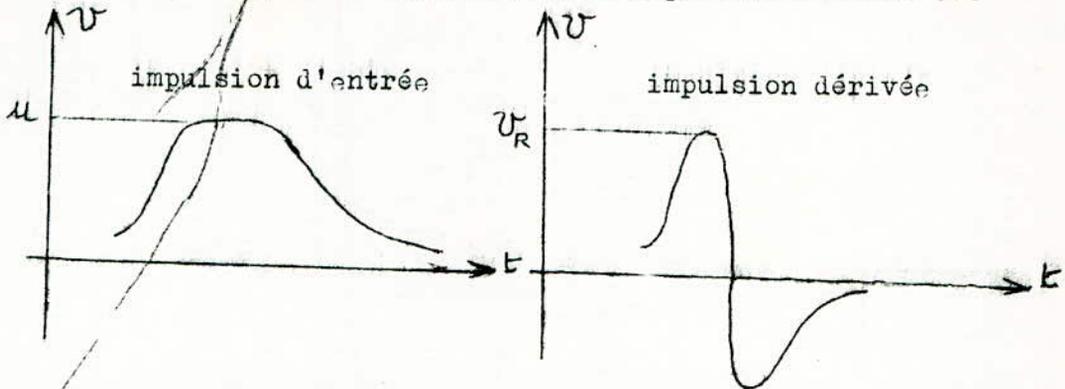
Etant donné que l'impulsion d'entrée a les caractéristiques suivantes au point de vue temps:

$$t_r = 0,1 \mu s ; t_f = 1 \mu s,$$

on compare donc RC à l'une de ces deux grandeurs.

On convient de prendre RC  $\approx$  0,2  $\mu s$  étant donné la forme de l'impulsion. Les valeurs normalisées nous engagent à prendre R = 180 Ohms et C = 1 nF, ce qui donne: RC = 0,18  $\mu s$ .

Plus RC est grand, plus l'amplitude de l'impulsion dérivée est grande.



MESURES EFFECTUEES SUR LA CELLULE DE DERIVATION

A. Signaux rectangulaires:

1°/ Signal de sortie du générateur

Amplitude: 7 V

Largeur : 4  $\mu s$

2°/ Signal dérivé:

a/Amplitude positive 4 V

b/Amplitude négative 3,5 V

c/Largeur à 10% de l'amplitude maximum

0,6  $\mu s$  pour la positive

0,2  $\mu s$  pour la négative.

B. Signaux d'un générateur d'impulsions quelconques

1°/ Signal de sortie du générateur

Amplitude 4,8 V

Temps de montée 0,2  $\mu s$  environ

Temps de descente 0,8  $\mu s$  environ

Durée de l'impulsion à moins de 10% de son amplitude maximum: 1,4  $\mu s$ .

2°/ Signal dérivé

Amplitude de l'impulsion positive 2,6 V

" " " négative 0,8 V

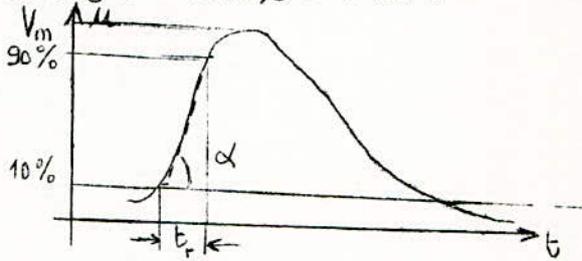
On voit que pour ces mesures, il y a une atténuation de :

$$A./ \quad \frac{7}{4} = \frac{\text{amplitude impulsion du générateur}}{\text{amplitude impulsion positive dérivée}} = 1,75$$

$$B./ \quad \frac{4,8}{2,6} = 1,87 \quad \text{soit, en prenant une atténuation de 2, un affaiblissement de } 20 \log 2 = 20 \cdot 0,3 = 6 \text{ dB .}$$

Vérification:

On sait que la pente d'une courbe est égale à la dérivée lorsque cette courbe représente la variation d'une fonction. Elle est égale aussi à  $\text{tg } \alpha$ .



D'après ceci, on a

$$\frac{du}{dt} = \frac{80\% V_m}{t_r} = \text{tg } \alpha \quad \frac{du}{dt} = \frac{0,8 \cdot 7}{0,1 \cdot 10^{-6}} = \frac{5,6}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 56 \cdot 10^6$$

$$\text{ce qui donne} \quad v = RC \frac{du}{dt} = 0,18 \cdot 10^{-6} \cdot 56 \cdot 10^6 = 10 \text{ V}$$

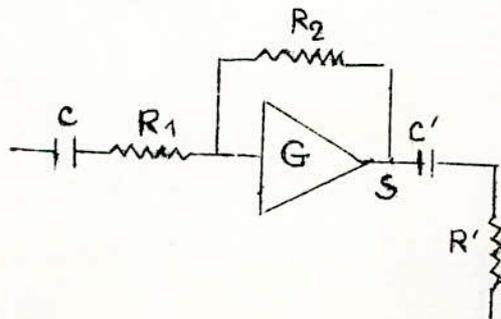
Cette méthode n'est pas efficace, mais elle donne cependant un ordre de grandeur.

Si l'on estime que l'atténuation soit de 2 au maximum, la limitation en amplitude des signaux du générateur qui était de 0 à 8 V se trouve modifiée. En effet, la suite du montage contient un trigger de Schmitt dont le seuil  $e_1$  est situé à 1 V, il faudra donc que le signal minimum du générateur ait une amplitude de 2 V pour qu'il y ait fonctionnement; alors la limitation devient 2 à 8 V.

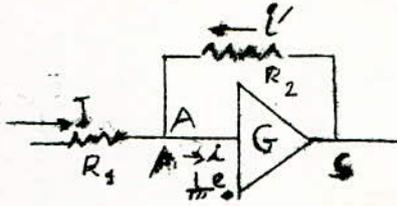
Pour réaliser une bonne dérivation et compenser l'affaiblissement on utilise un étage amplificateur qui séparera les deux cellules de dérivation. La seconde cellule de dérivation, située après l'étage amplificateur permettra au seuil  $e_2$  de se produire à l'instant  $t$  le plus rapproché possible de  $t_0$  puisque la pente de l'impulsion aura été encore plus raide.

L'amplificateur opérationnel possédera les caractéristiques suivantes:

- Forte impédance d'entrée
- Gain en boucle ouverte très élevé.



CALCUL du GAIN d'un AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL



Loi des nœuds en A:

$$\frac{v - e_0}{R_1} + \frac{S - e_0}{R_2} - i = 0$$

$i$  est très faible devant  $I$  et  $i'$ , d'où

$$\frac{v - e_0}{R_1} + \frac{S - e_0}{R_2} = 0$$

$S = Ge_0$ ,  $e_0 = \frac{S}{G}$  avec  $G = \text{gain en boucle ouverte}$

En remplaçant  $e_0$  par sa valeur en fonction de  $S$  et de  $G$ , on obtient:

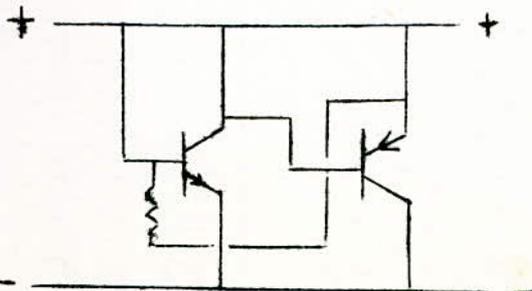
$$S \left( -\frac{1}{GR_1} + \frac{1}{R_2} - \frac{1}{GR_2} \right) = -\frac{v}{R_1} \quad \frac{1}{GR_1} \text{ et } \frac{1}{GR_2} \ll \frac{1}{R_2}$$

ceci entraîne :

$$\frac{S}{R_2} \approx \frac{-v}{R_1}, \text{ d'où le gain en boucle fermée } g$$

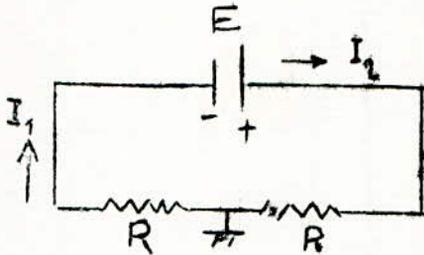
$$g = \frac{S}{v} = -\frac{R_2}{R_1}$$

REALISATION DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL A L'AIDE DE 2 TRANSISTORS

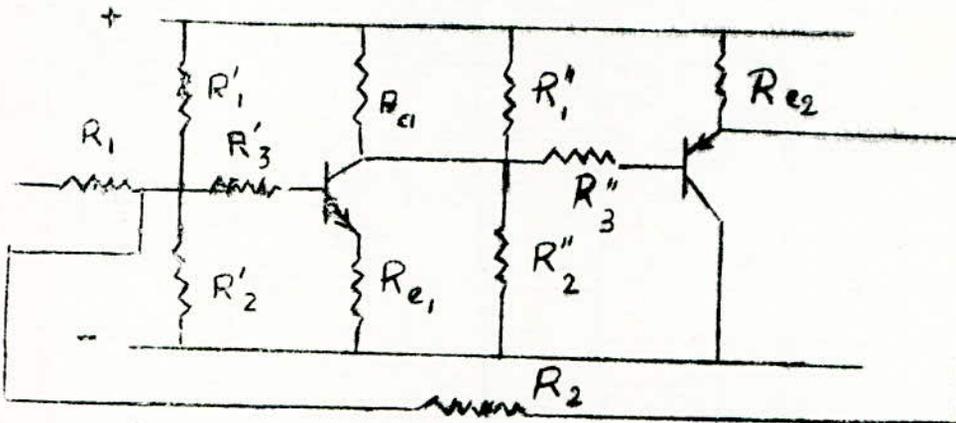


On peut utiliser deux transistors différents: un NPN et un PNP: ceci nous permet d'utiliser une seule source de polarisation.

Le deuxième transistor est monté en collecteur commun pour réaliser une adaptation d'impédance (charge de sortie faible pour la suite des circuits). Le dispositif nous permettant d'utiliser une seule source est le suivant:



Le montage détaillé de notre amplificateur est le suivant:



Le gain résultera du choix de  $R_2$  si  $R_1$  est déjà fixé puisque

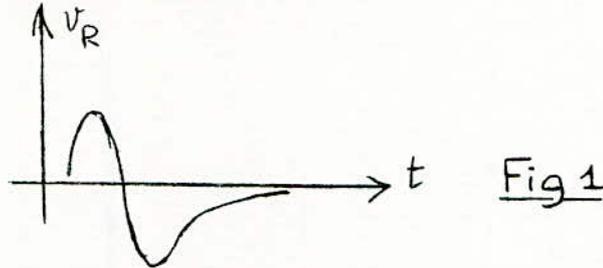
$$g = - \frac{R_2}{R_1}$$

# ETUDE du LIMITEUR

-----

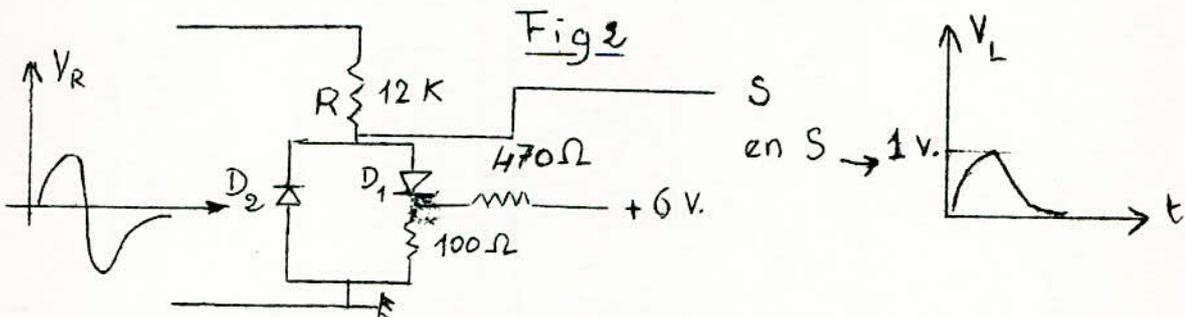
## Problème:

A la sortie de la cellule de dérivation, nous avons des signaux impulsions dont la forme est la suivante:



Ces signaux doivent nous servir pour l'étage suivant, à savoir le Trigger de Schmitt. Or celui-ci déclenche pour un seuil continu bien déterminé et nous le choisirons le plus faible possible pour nous rapprocher de la référence 0. Etant donné que l'amplitude des signaux dérivés varie de 0 à 8 V on les limite (on évite ainsi la saturation de  $T_1$ ). D'autre part, nous n'utilisons pas l'impulsion négative de la figure 1: nous pouvons la supprimer.

Le circuit limiteur se présente de la forme suivante:



a°/ La diode  $D_1$  limite l'amplitude positive du signal à la valeur:

$$\frac{6}{470 + 100} \cdot 100 = 1 \text{ V environ}$$

Cette limitation est réalisée grâce à la résistance  $R = 12 \text{ K}$ . La valeur de 1 V est arbitraire, nous l'avons choisie compte tenu de l'amplitude du seuil du Trigger qui lui est au plus égale.

Source de polarisation: 6 V

Pour réaliser la limitation la cathode doit être à un potentiel fixe de 1 volt environ.

$$V_0 = \frac{6 R_2}{R_1 + R_2} = 1 = V_{R2}$$

$$\text{d'où } R_1 + R_2 = 6 R_2 \quad \text{et } R_1 = 5 R_2$$

L'on voit que l'on peut réaliser cela avec des résistances:

$$R_2 = 100 \text{ Ohms et } R_1 = 500 \text{ Ohms.}$$

Les valeurs normalisées nous obligent à prendre:

$$R_2 = 100 \text{ Ohms et } R_1 = 470 \text{ Ohms,}$$

d'où le montage de la figure 2.

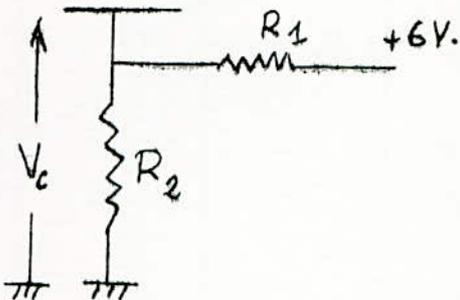
La valeur de R est prise d'une façon telle que :

$$R_d < 12 \text{ K} < R_1$$

où:  $R_d$  = résistance de la diode conductrice

$R_1$  = " " " bloquée,

car lorsque la diode conduit,  $R_d$  est très faible et le courant, qui est intense, peut la détruire si l'on n'intercale pas R. D'autre part, R est inférieure à  $R_1$  pour qu'au blocage on retrouve pratiquement aux bornes de la diode le signal appliqué à l'entrée.



MESURES EFFECTUEES SUR LE LIMITEUR

- 1°/ Amplitude des impulsions données par le générateur  
8 V  
Largeur 3  $\mu$ s
- 2°/ Amplitude de l'impulsion positive (après dérivation)  
5,5 V
- 3°/ Signal limité : son amplitude est de  
1 V

Remarques

Il y a lieu de noter l'existence de signaux parasites. En effet, toutes les diodes ont des capacités propres et cette capacité est variable suivant le type de diode.

Du signal d'entrée aux impulsions, il y a une atténuation de  $\frac{8}{5,5} = 1,45$  soit  $20 \log 1,45 = 3,24$  dB.

## LE TRIGGER de SCHMITT

-----

L'intérêt de ce montage est le suivant:il peut passer de l'un de ses deux états stables à l'autre quand le potentiel d'une électrode franchit un certain seuil.Il repassera de ce second état au premier quand le potentiel de cette électrode franchira, en redescendant, un autre seuil. En général de tels montages sont doués d'une propriété qui rappelle l'hystérésis des matériaux magnétiques.Cette propriété est également comparable à celle des relais électromécaniques qui se ferment pour une certaine intensité du courant dans la bobine et ne se rouvrent que lorsque ce courant est tombé en-dessous d'un second seuil, dit seuil de décollage, très inférieur au seuil de collage.

De tels montages seront utilisés principalement pour transformer en variation brusque de tension une variation lente.Ils seront donc parfaits pour mettre en forme une tension quelconque et permettre d'obtenir à partir de la tension de sortie à front raide, des impulsions fines par dérivation.Ce sont ainsi les étages intermédiaires parfaits pour passer d'une tension d'attaque quelconque à la tension d'impulsion nécessaire pour synchroniser des multivibrateurs, déclencher des univibrateurs ou des basculeurs bistables symétriques.

Une réalisation possible du trigger de Schmitt est indiquée par

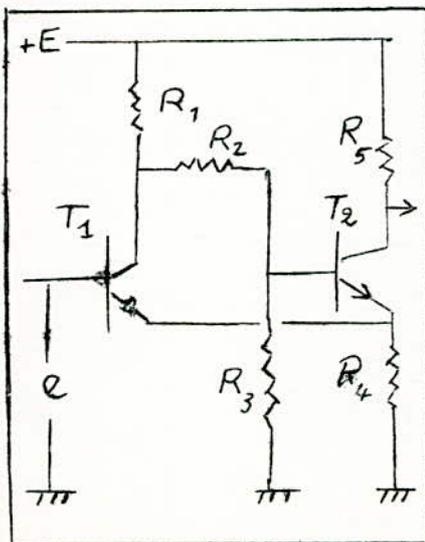


Fig 1

le schéma ci-contre.Ce montage présente beaucoup d'analogies avec un univibrateur.Il y a en effet un couplage entre les deux transistors par les émetteurs et un couplage du collecteur de  $T_1$  à la base de  $T_2$ ; toutefois ce dernier couplage est continu.

Supposons que la tension d'entrée  $e$  étant très faible ( par exemple nulle ), le transistor  $T_1$  soit bloqué.La chaîne de résistances  $R_1, R_2, R_3$ , portera donc la base de  $T_2$  (en négligeant la consommation de courant base de ce transistor)

au potentiel:

$$E \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

La base du transistor  $T_2$  étant à ce potentiel (en réalité un petit peu plus bas en raison de sa consommation propre), son émetteur se trouvera à un potentiel légèrement inférieur. Ceci suffit à bloquer le transistor  $T_1$ .

Augmentons maintenant la valeur de la tension  $e$  de la base de  $T_1$ . Quand cette dernière arrive à un potentiel suffisamment élevé pour que  $T_1$  commence à débiter, l'abaissement du potentiel collecteur de  $T_1$ , transmis à la base de  $T_2$  par le pont  $R_2 R_3$ , provoquera par effet cumulatif le basculement du système:  $T_1$  débitera alors tandis que  $T_2$  sera bloqué.

Si les valeurs des résistances sont correctes, nous pourrions diminuer le potentiel base de  $T_1$  en-dessous de la valeur qui a provoqué le basculement (seuil montant) sans que le basculement inverse intervienne immédiatement. Ce n'est que pour une valeur plus faible de  $e$  que ce second basculement interviendra: nous aurons franchi le seuil "descendant" ou seuil inférieur.

Pour rendre compte plus clairement de tout ce qui se passe dans le montage précédent le mieux est de tracer, comme ci-après des "cyclogrammes".

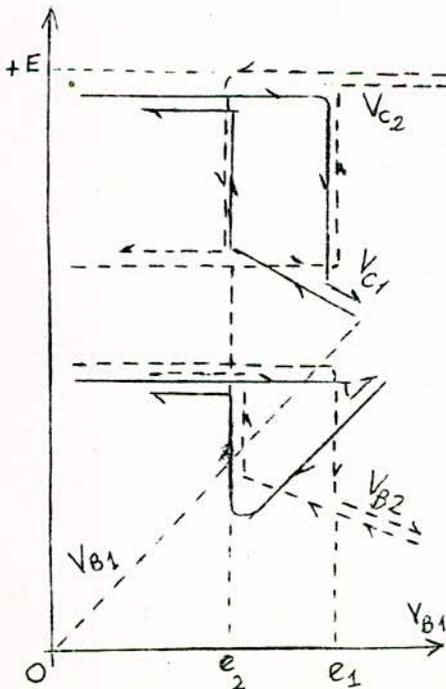


Fig 2

Il s'agit de courbes représentant, en fonction de la tension d'entrée  $e$ , les variations des tensions des différents électrodes du montage. Elles se présentent sous la forme de cyclogrammes puisque pour une valeur donnée de la tension  $e$ , le montage peut se trouver dans deux états différents, suivant que  $e$  est arrivée à la valeur en question en montant ou en descendant. De même que pour la valeur de l'induction dans un matériau magnétique en fonction du champ qu'on lui applique ne peut être représentée par une seule courbe, mais par un cycle, de même il faut des cyclogrammes pour représenter les variations des tensions en différents points du trigger de Schmitt.

Les deux seuils correspondant au basculement sont respectivement  $e_1$ , seuil supérieur (ou seuil montant) et  $e_2$ , seuil inférieur (ou descendant).

Si  $e$  est supérieur à  $e_1$ , le montage se trouve obligatoirement dans l'état qui correspond au blocage de  $T_2$  et à la conduction de  $T_1$ ; réciproquement, si  $e$  est inférieur à  $e_2$ , c'est  $T_1$  qui est bloqué et  $T_2$  qui conduit.

Supposons que nous partions de ce dernier état et que nous fassions croître  $e$ : pour pouvoir comparer le potentiel base de  $T_1$  au potentiel de son émetteur, nous avons tracé la variation de  $e$  en ordonnée (droite pointillée maigre): la droite correspondante est tout simplement la bissectrice des axes de coordonnées.

Quand  $e$  atteint la valeur  $e_1$ , très légèrement supérieure au potentiel de repos des émetteurs (courbe inférieure en trait plein), il y a basculement. Le transistor  $T_1$  se mettant à débiter le potentiel de son collecteur (courbe supérieure en trait plein) diminue brusquement, entraînant une variation proportionnelle du potentiel de la base de  $T_2$  (courbe inférieure en trait discontinu).

Si nous augmentons encore  $e_1$ , le potentiel du collecteur de  $T_1$  diminuera encore, tandis que celui des émetteurs augmentera.

Diminuons maintenant  $e$ : nous franchirons d'abord le seuil  $e_1$  sans que rien ne se passe, le potentiel de la base de  $T_2$ , en train de remonter étant toujours inférieur à celui des émetteurs.

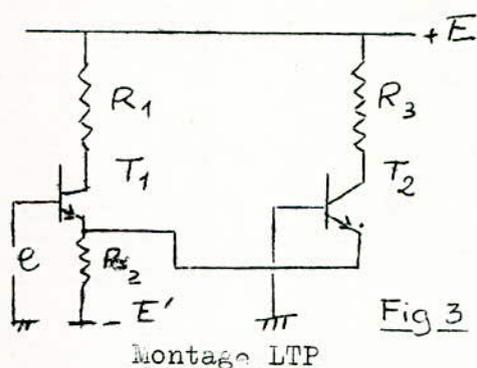
Le potentiel des émetteurs diminue, tandis que celui de la base de  $T_2$  augmente: quand  $e$  arrive à la valeur  $e_2$ , la base de  $T_2$  arrive à un potentiel légèrement supérieur à celui des émetteurs. Il y a rebasculement. Le potentiel collecteur de  $T_1$  remonte brusquement jusqu'à sa valeur maximale. Celui des émetteurs en fait autant, tandis que le potentiel collecteur de  $T_2$  diminue brusquement.

Les cyclogrammes que nous avons tracés ne sont en réalité distincts à l'aller et au retour (pendant la montée ou la descente de  $e$ ) que pour les valeurs de  $e$  comprises entre  $e_1$  et  $e_2$ . Nous avons représenté ces cyclogrammes très légèrement dédoublés pour les valeurs  $e$  extérieures à l'intervalle  $e_1$ - $e_2$ , afin d'aider à la compréhension de ces courbes. C'est pour les mêmes raisons que nous n'avons pas tracé exactement les unes sur les autres les parties verticales des cyclogrammes, correspondant

aux basculements. Les flèches tracées indiquent dans quel sens évolueraient les tensions des différentes électrodes pendant les relevés.

Le fonctionnement du trigger de Schmitt est, comme on le voit, assez difficile à comprendre. Les cyclogrammes que nous avons définis peuvent très bien s'observer dans la pratique, en attaquant la base de  $T_1$  par une tension somme d'une tension continue et d'une composante alternative à 50 Hz. On attaque en même temps l'amplificateur de déviation horizontale d'un oscilloscope par une tension à 50 Hz en phase avec la composante alternative appliquée à la base de  $T_1$ . En connectant l'entrée Y de l'oscilloscope aux différents points à observer, on voit se tracer sur l'écran de ce dernier les cyclogrammes de la figure 2. Si la composante continue de la tension de base de  $T_1$  est comprise entre les seuils et que la composante alternative ait une amplitude suffisante pour faire franchir ces seuils.

Si les valeurs des résistances ont été mal choisies ( $R_3$  ou  $R_4$  trop faibles  $R_2$  ou  $R_5$  trop élevées). Il n'y aura pas basculement, l'ensemble se comportera simplement comme un amplificateur voisin du L.T.P. dont une réaction positive est insuffisante pour arriver au phénomène cumulatif



$T_1$  travaille en collecteur commun et  $T_2$  en montage base commune attaqué par l'émetteur.  
Avantage : BP élevée, plus élevée qu'avec un seul étage Emetteur Commun.

Dans la réalisation du montage on place souvent un petit condensateur en shunt sur la résistance  $R_2$  pour accélérer les basculements. Il n'est pas indispensable au fonctionnement.

Dans la réalisation du Trigger avec des Transistors, celui-ci a souvent tendance à entrer en oscillations spontanées du fait des déphasages introduits aux fréquences élevées par les deux transistors. L'élimination de ces oscillations est quelquefois délicate. Parfois C en parallèle avec  $R_2$  élimine le déphasage par l'avance qu'il introduit.

Avec des Transistors B.F. il n'y a pas d'oscillations spontanées.

Il importe de penser, pour un trigger de Schmitt dont les seuils sont relativement éloignés (écart supérieur à 0,3 V) au courant base du transistor  $T_1$ . En effet, quand ce transistor est bloqué (e petit), le courant base est presque nul. En revanche, quand  $T_1$  débite, son courant base peut être important.

La source de tension qui attaque la base de  $T_1$  doit donc être capable de débiter le courant de base nécessaire sans que sa tension s'en trouve trop affectée. En particulier si sa résistance interne a une valeur telle que le produit de cette résistance par le courant base de  $T_1$  (quand celui-ci est conducteur) soit supérieur à l'écart des seuils, le trigger ne bascule plus.

Si on attaque le trigger avec une source dont la résistance interne, sans avoir la valeur critique ci-dessus, est trop élevée, il en résulte une diminution de l'écart des seuils.

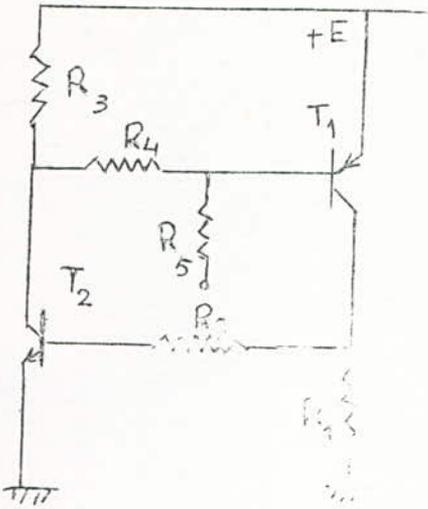
Comme on le voit sur les cyclogrammes tracés, celui qui est le plus rectangulaire est la représentation de la tension du collecteur de  $T_2$ . C'est donc sur ce collecteur que nous sortirons la tension la plus voisine des signaux rectangulaires parfaits quand nous attaquerons la base de  $T_1$  par une tension alternative (ajoutée à une composante continue égale à la moyenne des seuils).

En effet, quand e est inférieure au seuil bas  $e_2$ , le transistor  $T_1$  est bloqué, et e est sans action sur le montage. Mais, si e est supérieure à  $e_1$ , l'état du transistor  $T_1$  dépend de e comme le montre, par exemple le cyclogramme relatif à la tension de collecteur de ce transistor. Mais dans ces conditions, le transistor  $T_2$  est bloqué, et le potentiel de son collecteur est égal à +E: c'est donc ce potentiel de collecteur qui sera insensible aux variations de e en dehors des seuils.

Dans les calculs des éléments du trigger de Schmitt, il n'y a pratiquement pas lieu de tenir compte de la résistance  $R_5$ . Pour la plupart des transistors, on sait en effet que le courant collecteur est pratiquement indépendant de la tension collecteur.

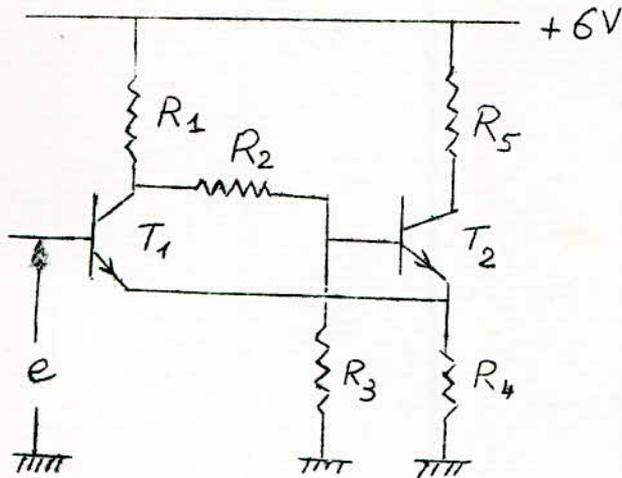
Il existe d'autres réalisations de trigger de Schmitt, par exemple celui qui est constitué d'un transistor p-n-p ( $T_1$ ) et d'un n-p-n ( $T_2$ ). On voit que si le transistor  $T_1$  est bloqué, il n'envoie pratiquement aucun courant par son collecteur, il n'y aura pas de chute de tension dans

$R_3$ , et  $T_1$  restera bien bloqué. On voit que les transistors sont bloqués à la fois ou conducteurs à la fois.



CALCUL du TRIGGER de SCHMITT

=====



Nous avons choisi comme seuil de déclenchement du trigger 1 V. Il faudra donc que l'émetteur de  $T_1$ , donc celui de  $T_2$  soient polarisés à une tension légèrement inférieure. Or la base de  $T_2$  est à un potentiel légèrement supérieur à son émetteur.

Nous devons avoir  $V_{B2} = 1$  V  
 soit  $V_{B2} = \frac{6}{R_1 + R_2 + R_3} R_3 = 1$  V

Nous avons choisi comme transistor des 2N 706 qui, pour un courant  $I_c$  de 10 milliampères ont un  $\beta$  de 50.

Pour que  $I_c = 10$  mA il faut que  $\frac{V_{cc}}{R_4 + R_5} = 10^{-2}$  soit

$R_4 + R_5 = 600$  Ohms puisque  $V_{cc} = 6$  V.

D'autre part,  $V_e = R_4 I_c = 0,8$  V, d'où  $R_4 = 80$  Ohms; donc

$R_5 = 520$  Ohms et  $R_1 = 520$  Ohms

$V_e$  = potentiel émetteur.

$V_e = V_{B2} - 0,2$  V =  $1 - 0,2$  V =  $0,8$  V ;  $0,2$  V = Tension base émetteur des transistors donnée par les caractéristiques.

Pour  $R_4$ , on prendra 82 Ohms (valeur normalisée); de même pour  $R_1$  et  $R_5$ , on prendra 510 ou 560 Ohms suivant que l'on veuille s'éloigner un peu plus de la valeur de 10 mA en diminuant  $I_c$  ou non.

On doit donc avoir:

$$\frac{6 R_3}{0,52 + R_2 + R_3} = 1$$

$$\frac{R_3}{0,52 + R_2 + R_3} = \frac{1}{6}$$

----->

$$6R_3 = 0,52 + R_2 + R_3$$

$$5R_3 = 0,52 + R_2$$

et

$$R_2 = 5R_3 - 0,52$$

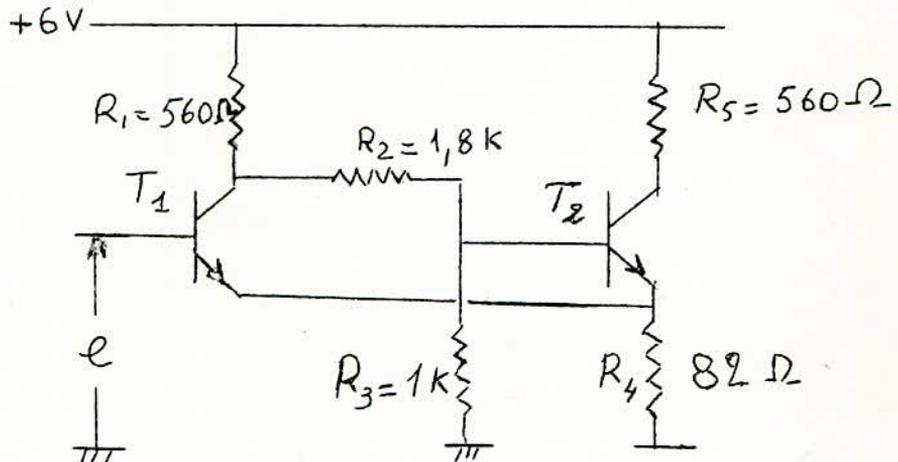
On choisit  $R_2$  et en déduit  $R_3$ . On aura certainement à retoucher  $R_3$  pour obtenir une bonne saturation de  $T_2$  (grâce au courant base de  $T_2$ ) ou inversement.

Remarque:

Si le trigger ne marche pas convenablement il n'y a lieu de porter des modifications que sur  $R_3$  et  $R_2$ .

Exemple:

Si  $R_2 = 8 \text{ K}$  nous trouvons  $R_3 = 1,7 \text{ K}$   
Ces valeurs obtenues par le calcul ont été essayées et n'ont pas convenu. On a dû arriver aux valeurs suivantes pour obtenir un bon fonctionnement du trigger:



$R_2 = 1,8 \text{ K}$  permet d'accélérer les basculements du transistor  $T_2$ .

ESSAI en STATIQUE

$T_1$  bloqué : quand  $E = 1 \text{ V}$ , il se sature

$T_2$  saturé : il se bloque à 1 V.

ESSAI en IMPULSIONS

On applique la tension en impulsions à la base du transistor  $T_1$ , à travers une résistance de  $33 \text{ K}$  pour limiter le courant base. Quand on augmente le signal de sortie du générateur, une impulsion apparaît au collecteur de  $T_2$ .

Amplitude            5 V  
Largeur                4  $\mu\text{s}$

Signal du générateur:

Amplitude 3,3 V

Largeur 4  $\mu$ s

L'état du transistor  $T_1$ , correspondant à celui de  $T_2$  défini plus haut est le suivant: aux bornes de son collecteur on recueille une impulsion négative (par rapport à la tension collecteur correspondant au blocage)

Amplitude 3 V

Largeur 4  $\mu$ s

## LE MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE

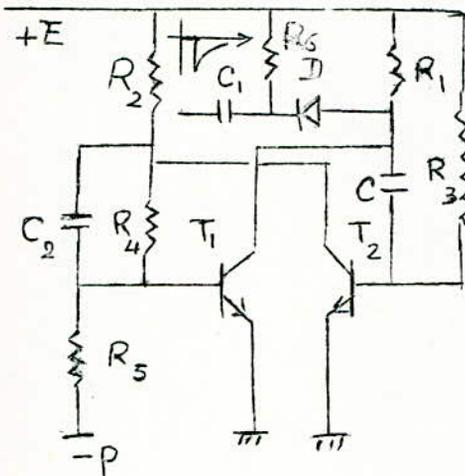
---

Un montage monostable est caractérisé par le fait qu'il possède deux états:

- 1° Un état stable, dans lequel il peut demeurer indéfiniment;
- 2° Un état "quasi-stable", où on peut l'amener en lui appliquant une impulsion de déclenchement, dans lequel il demeure un certain temps (appelé période) et qu'il quitte spontanément au bout de ce temps pour repasser dans son état stable.

Une fois qu'il est repassé dans cet état, on ne peut le faire fonctionner d'une façon strictement identique au premier stade qu'après un certain temps dit "temps de récupération".

Une réalisation possible du montage monostable (ou univibrateur) est celle qui est indiquée sur le schéma suivant. On voit sur ce schéma



que le transistor  $T_1$  a son collecteur couplé à la base de  $T_2$  par le condensateur  $C$ . Le collecteur de  $T_2$  est couplé à la base de  $T_1$  par une liaison continue, formée par les résistances  $R_4$  et  $R_5$ .

L'état stable du montage est celui dans lequel le transistor  $T_2$  est saturé. Son potentiel de collecteur est alors très bas, et, par la liaison continue  $R_4$ - $R_5$ , il maintient la base de  $T_1$  à un potentiel négatif, bloquant ainsi ce transistor.

La condition pour que  $T_2$  soit saturé dans l'état stable est, comme convenu, que la résistance de base  $R_3$  de ce transistor soit inférieure au produit de  $R_2$  par le gain  $\beta$  du transistor  $T_2$ .

Supposons que nous appliquions par le condensateur  $C_1$  et la diode  $D$ , une impulsion négative au collecteur de  $T_1$ . Le condensateur  $C$  transmettra cette impulsion à la base de  $T_2$ , commençant à bloquer celui-ci. L'élévation du potentiel du collecteur de  $T_2$ , retransmise par la liaison  $R_4$ - $R_5$  à la base de  $T_1$ , tendra à bloquer ce dernier transistor.

La diminution de potentiel de collecteur de  $T_1$  (due à la chute de tension dans  $R_1$ ), retransmise par C à  $T_2$  accentue l'effet de l'impulsion primitive: le phénomène est cumulatif et le montage évolue très rapidement pour se trouver dans un état où  $T_2$  se trouve bloqué (par l'impulsion transmise par C) tandis que  $T_1$  est saturé.

Pour que  $T_1$  soit saturé lorsque  $T_2$  est bloqué, il faut que les résistances  $R_4$  et  $R_5$  (relativement importantes par rapport à  $R_2$ ) soient dans un rapport tel que, pour  $T_2$  bloqué, le point commun de  $R_4$  et  $R_5$  ait tendance à être positif. Il ne le sera que très peu, car le transistor  $T_1$  consommera sur sa base un certain courant. Depuis le + E, il arrivera à cette base, à travers les résistances  $R_2$  et  $R_4$ , le courant

$$\frac{E}{R_2 + R_4} ;$$

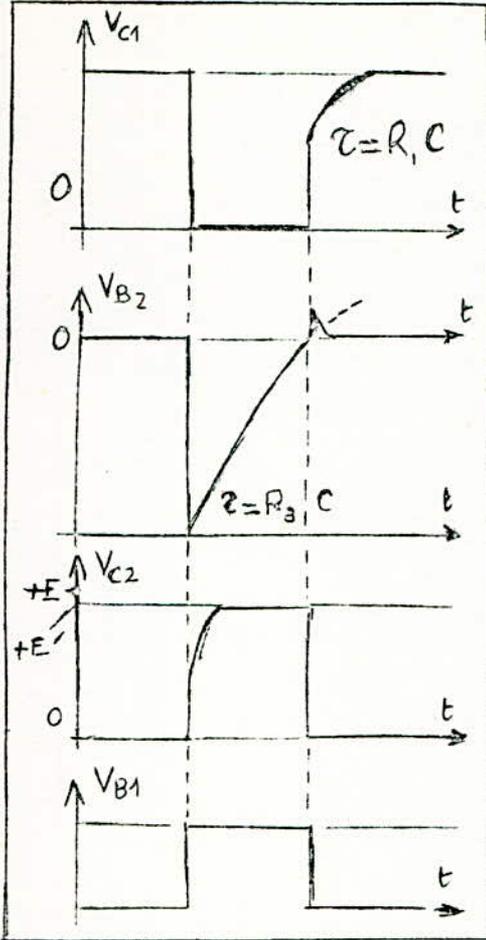
à travers la résistance  $R_5$ , il part du point commun de  $R_4$  et  $R_5$  un courant égal à  $\frac{p}{R_5}$ .

C'est donc la différence de ces deux courants (le premier devant être supérieur au second) qui donnera le courant base de  $T_1$ . Ce courant devra être suffisant pour maintenir dans le transistor son courant collecteur maximum, ce qui veut dire que

$$\frac{E}{R_2 + R_4} - \frac{p}{R_5} > \frac{E}{\beta_1 R_1} .$$

On peut reproduire une figure qui montre les formes d'ondes que l'on peut observer sur les différentes électrodes du montage. L'instant  $t_0$  est celui où l'impulsion de déclenchement est envoyée par la diode sur le collecteur de  $T_1$ : à cet instant le potentiel collecteur de  $T_1$  tombe de + E à zéro ou presque. La variation correspondante, intégralement transmise par C parce qu'elle est rapide, amène la base du transistor  $T_2$ , primitivement à un potentiel presque nul, à un potentiel négatif voisin de - E. Au même moment le potentiel, de ce dernier transistor remonte très rapidement vers une valeur positive.

Cette valeur est inférieure à E: dès que la base de  $T_1$  devient légèrement positive, tout se passe comme si l'extrémité inférieure de la résistance  $R_4$  se trouvait court-circuitée à la masse.



Le collecteur du transistor  $T_2$  est alimenté par le diviseur de tension  $R_2-R_4$ . Son potentiel montera donc au maximum à la valeur:

$$E \frac{R_4}{R_2 + R_4}$$

C'est cette augmentation, retransmise à la base de  $T_1$  par le diviseur  $R_4-R_5$ , qui provoque celle-ci à un potentiel nul ( qui serait positif en l'absence du transistor qui consomme du courant de base ).

A partir de l'instant  $t_0$ , le potentiel de la base de  $T_2$  étant négatif, il n'y a plus de courant base dans ce dernier. Le courant qui traversait la résistance  $R_3$  va faire remonter le potentiel de base, en déchargeant le condensateur  $C$ . Ce courant se reformera par la masse en passant par le transistor  $T_1$  qui, fonctionnant à la saturation, joue le rôle d'un court-circuit entre son collecteur et son émetteur.

Le potentiel de la base de  $T_2$  va donc remonter suivant une courbe suivant une courbe exponentielle dont l'asymptote correspondrait à  $+E$ .

A l'instant  $t_1$ , le potentiel de cette base passe par la valeur zéro  $T_2$  se remettant à débiter, le système rebascule et tend à reprendre l'état primitif.

Le phénomène n'est pas entièrement terminé ; il faut en effet que le condensateur  $C$  se recharge. Il le fait à travers la résistance  $R_1$  et l'espace base-émetteur de  $T_2$ . La résistance de cet espace étant très faible  $C$  se recharge suivant une exponentielle avec une constante de temps  $CR_1$ . Au bout d'un temps égal à trois fois cette constante de temps, le condensateur est rechargé à 95 % de sa valeur limite ; on peut considérer qu'à ce moment le temps de récupération est écoulé, et que le montage peut fonctionner, si on lui applique alors une nouvelle impulsion de déclenchement, dans des circonstances très voisines de celles du fonctionnement précédent.

Si on désirait diminuer dans une importante proportion ce temps de récupération, ou si on désirait augmenter beaucoup la période de l'univibrateur, on pourrait interposer un étage Darlington, entre la base de  $T_2$  et le pont commun de  $R_3$  et C, son émetteur irait vers la base de  $T_2$ , son collecteur allant au + E. Dans ces conditions, on pourrait assurer le fonctionnement à la saturation du transistor  $T_2$  malgré l'utilisation d'une résistance  $R_3$  beaucoup plus grande (d'où la possibilité d'augmenter la période de l'univibrateur). On pourrait également assurer ainsi une recharge de C beaucoup plus rapide, en choisissant, pour une période déterminée, une valeur faible de C et une valeur relativement élevée de  $R_3$ .

Un calcul tout à fait parallèle à celui des durées des demi-périodes du multivibrateur nous montre que la période de l'univibrateur est tout simplement :  $0,7 CR_3$ .

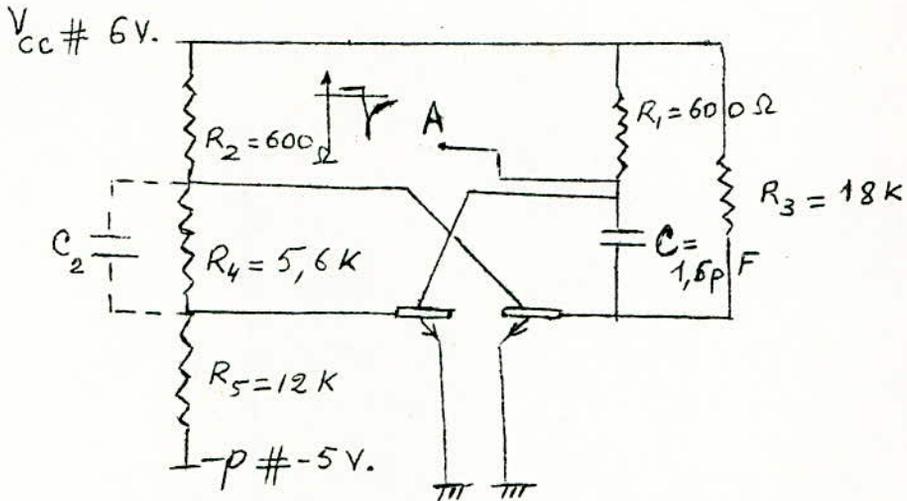
Le condensateur  $C_2$ , quoique non indispensable au fonctionnement de l'univibrateur, permet d'accélérer le basculement de ce dernier et de le rendre plus facile, en transmettant mieux à la base de  $T_1$  le front raide de variation de tension apparaissant sur le collecteur de  $T_2$ .

Au lieu de déclencher le monostable par une impulsion appliquée au collecteur de  $T_1$  à travers une diode, on emploie quelquefois le montage dit "pull-over", Il s'agit d'un troisième transistor, dont le collecteur et l'émetteur sont reliés respectivement au collecteur et à l'émetteur de  $T_1$  ; sa base est polarisée négativement pour le bloquer et l'on applique à cette base une impulsion positive.

Les durées maximales que l'on peut réaliser avec les univibrateurs à transistors sont surtout fonction des valeurs de C que l'on peut utiliser. Avec un étage Darlington de commande du transistor  $T_2$ , on peut arriver à des résistances  $R_3$  dépassant 100 k . Avec un condensateur C de fuite suffisamment faible (par exemple un électrochimique au tantale). On pourrait utiliser une capacité de 100  $\mu$ F. La constante de temps correspondante  $CR_3$  serait alors de 10 s et la période de l'univibrateur d'environ 7 s. Il s'agit là, tout de même, d'un cas extrême, et il est rare que l'on dépasse des périodes de 0,1 s. Du côté des durées courtes, si la fréquence de coupure des transistors le permet, on peut très facilement descendre à une centaine de nanosecondes.

MESURES EFFECTUEES SUR LE MONOSTABLE

Le montage qui nous a permis de réaliser le monostable et de rele-  
ver des mesures est le suivant:



ceci ayant été déterminé par la relation

$$\frac{V_{cc}}{R_2 + R_4} - \frac{p}{R_5} > \frac{V_{cc}}{\beta_1 R_1}$$

$V_{cc} \# 6V$   
 $-p \# -5V$

Période du monostable:

L'état stable du montage est celui où  $T_2$  est saturé et  $T_1$  bloqué. La période du monostable est égale à  $0,7 CR_3$  (calcul analogue à celui effectué pour le multivibrateur astable).

A la sortie du collecteur de  $T_2$ , nous devons recueillir une impulsion de largeur 20 nanosecondes (temps de résolution du circuit);

donc

$$0,7 CR_3 = 20 \cdot 10^{-9} \quad \text{avec } R_3 = 18 \text{ K}$$

$$C = \frac{20 \cdot 10^{-9}}{18 \cdot 10^3 \times 0,7} \# 1,6 \text{ pF}$$

Pour C on dispose d'une capacité ajustable de très faible valeur.

1°/ MESURES en REGIME STATIQUE

Ayant réalisé le montage, nous avons relevé les résultats suivants

$$\left. \begin{array}{l} V_{B1} = - 1,5 \text{ V} \\ V_{c1} \neq 6 \text{ V} \end{array} \right\} T_1 \text{ est alors bloqué}$$

L'état correspondant de  $T_2$  est celui où l'on a

$$\left. \begin{array}{l} V_{B2} = 0,7 \text{ V} \\ V_{c2} \neq 0 \text{ V} \end{array} \right\} T_2 \text{ est saturé}$$

2°/ Régime variable

En A, on applique une impulsion négative d'amplitude 6V:  $T_2$  est alors bloqué; aux bornes de son collecteur, on relève une impulsion positive définie par les caractéristiques suivantes:

Largeur:  $\neq$  20 ns  
Amplitude:  $=$  1,5 V

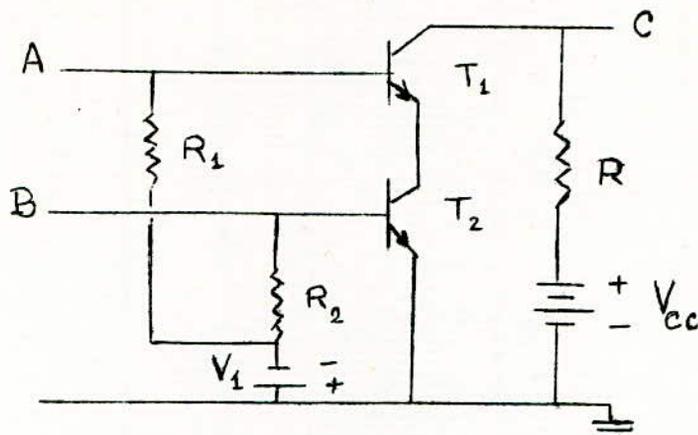
Remarque:

On voit qu'il y a une forte atténuation. L'existence des capacités parasites dues surtout au câblage déforme l'impulsion de sortie du monostable.

Si l'on veut des basculements rapides et une bonne transmission du front raide des impulsions, on met un condensateur  $C_2$  en parallèle avec  $R_4$ ; mais ceci n'est pas indispensable.

ÉTUDE de la PORTE "ET"

=====



La figure montre un conditionneur "ET" à transistors, du type série. Les transistors  $T_1$  et  $T_2$  sont polarisés de manière à être en régime de coupure par la tension négative  $V_1$ .

Lorsqu'on applique des impulsions positives aux bornes A et B en même temps, les deux transistors sont amenés dans la région de saturation, et la tension de sortie à la borne C s'abaisse jusqu'à une valeur presque nulle. Toutefois des impulsions appliquées séparément à la borne A ou B n'auraient aucune action sur la tension de sortie en C puisque l'un des transistors reste dans la région de coupure.

Si l'on inverse la polarité de la source de polarisation  $V_1$  de manière à appliquer une polarisation positive aux bornes des transistors, le circuit série de la figure du haut est transformé en conditionneur "OU". Les sources délivrant les signaux applicables en A et B doivent avoir une résistance interne assez faible pour que le courant fourni aux bases soit suffisant pour saturer les transistors.

CONCLUSION :

La réalisation pratique nous a permis de constater que dans certains cas les résultats pratiques ne correspondent pas aux résultats théoriques. Ceci est dû au fait que les éléments (transistors, diodes) ont des paramètres souvent dispersés et qu'il faudrait les mesurer dans chaque cas avant de faire les calculs théoriques.

Ainsi, après avoir réalisé le circuit étudié pour le trigger nous avons constaté que celui-ci ne déclenchait pas au seuil voulu. Pour obtenir ce seuil nous avons été amenés à retoucher la valeur de certaines résistances; de même dans la réalisation du limiteur, nous avons constaté, en utilisant des diodes du type OA7 l'apparition d'impulsions parasites dues à la capacité propre de ce type de diodes dont nous n'avions pas tenu compte; en utilisant des diodes OA65 de capacité plus faible nous avons supprimé ces impulsions parasites.

Les mesures sur les circuits ont été réalisées sur des maquettes simples et il aurait fallu encore beaucoup de temps pour faire une réalisation complète. Ces circuits, utilisés pour des impulsions très rapides doivent être en effet réalisés avec beaucoup de soins pour éviter les capacités parasites en particulier; une solution valable étant les circuits imprimés.

Les conditions de travail n'étaient pas favorables, car il fallait se déplacer de l'Ecole à l'Institut d'Etudes Nucléaires souvent plusieurs fois par semaine. De plus, nous n'avions pas la formation pratique nécessaire pour exécuter une telle réalisation et le temps alloué au projet nous a paru tout à fait insuffisant pour le mener à bien, parallèlement au reste du travail.

Enfin, et c'est le plus important, aucune question de matériel ne s'est posée. Nous avons à notre disposition tout ce dont nous avons besoin et ceci grâce à l'Assistance de notre Directeur Monsieur LOT dont les efforts nous ont été plus que fructueux pour que le travail ait pu être le plus profitable.

=====

Pour l'Etude du Détecteur, les ouvrages consultés ont été:

- 1°/ Plus particulièrement le cours de Monsieur LOT de TECHNIQUE des IMPULSIONS,
- 2°/ Le cours "IMPULSIONS et CIRCUITS IMPULSIONNELS" , par J.M. DOYLE (traduit de l'américain par M.PILLON)
- 3°/ Articles du Colloque sur l'Electronique Nucléaire de la Société Française des Radioélectriciens (1959).