

UNIVERSITÉ D'ALGER

30/75

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT ÉLECTRICITÉ



PROJET DE FIN D'ÉTUDES

**SIMULATEUR  
IMPULSIONNEL  
A SEMI-CONDUCTEURS**

Proposé par :

V. ILLIASSOV

Etudié par :

A. BACHTARZI

H. BENCHABANE

- Année universitaire -

**974 - 975**

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# **SIMULATEUR IMPULSIONNEL A SEMI-CONDUCTEURS**

Proposé par:  
V. ILLIASSOV

Etudié par:  
A. BACHTARZI  
H. BENCHABANE

~ Année universitaire ~  
**1974-1975**



" Ce n'est pas parceque les choses sont difficiles que nous n'osons pas; c'est parce que nous n'osons pas qu'elles sont difficiles."

... S E N E Q U E ...



" A nos parents qui nous ont toujours aidés et encouragés "

" A nos amis " .



الدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Nous remercions vivement tous les Professeurs et Assistants

qui ont participé à notre formation d'ingénieurs, en particulier;

notre promoteur le Docteur ILLIASSOV.

SIMULATEUR IMPULSIONNEL  
A SEMI CONDUCTEURS

PLAN D'ETUDE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

- Introduction.

- (1) Destination du simulateur impulsif.
- (2) Structure du simulateur.

1- GENERATEURS ET FORMATEURS D'IMPULSIONS.

11 - Ecrêteurs d'impulsions.

111-Ecrêteurs à diodes.

112-Ecrêteurs à transistors.

113-Calcul d'un écrêteur à transistor.

12 - Multivibrateurs.

121-Principe de fonctionnement.

122-Diagramme de temps

123-Variantes des multivibrateurs.

124-Calculs des multivibrateurs.

13 - Monostables.

131-Monostable à couplage base-collecteur

132-Monostable à couplage par les émetteurs

133-Variantes des monostables.

134-Calculs des monostables.

14 - Générateur de dents de Scie

.../...

141-Principe de fonctionnement.

142-Calcul d'un générateur de dents de scie

2 .. BASCULES 3.

21-Bascula à une`entrée.

211-Principe de fonctionnement

Diagramme de temps.

212-Calculs d'une bascule à une entrée.

22-Bascula à deux entrées.

221-Principe de fonctionnement

Diagramme de temps

222-Calculs d'une bascule à deux entrées.

3 - AMPLIFICATEURS.

31-Les inverseurs.

311-Destination.

312-Calcul d'un inverseur.

32-Les amplificateurs de puissance.

321-Destination.

322-Calcul d'un amplificateur de puissance.

4 - BLOC D'ALIMENTATION.

41-Le choix du circuit électrique.

42-Calcul du transformateur.

43-Calcul du redresseur.

44-Calcul du stabilisateur.

.../....

5 -- CONSTRUCTION DU SIMULATEUR.

- 51- Composition du panneau
- 52- Montage des générateurs et formateurs d'impulsions.
- 53- Montage des bascules.
- 54- Montage du bloc d'alimentation.

6 -- SYNTHESE DE DEUX DISPOSITIFS IMPULSIONNELS.

- 61- Mesure digitale de la pression d'un combustible.
- 62 -Mesure digitale de la température d'un combustible.

-- CIRCUITS ANNEXES.

-- CONCLUSION.



## I N T R O D U C T I O N

---

L'idée de simuler, c'est à dire de réaliser des expériences sur un simulateur, est aussi ancienne que l'homme et a été une des premières manifestations de l'intelligence de notre espèce. Les sumériens faisaient des modèles de leurs canaux d'irrigations, les anciens égyptiens faisaient des modèles de leurs projets de pyramides, l'idée de maquette et de modèle réduit peut être retrouvée dans tous les travaux des ingénieurs de toutes les spécialités le long de toute l'histoire connue. Une pièce de théâtre est une simulation d'une suite de situation, un match de football est une simulation de bataille selon des règles très particulières, toutes ces simulations sont éducatives et stimulent l'intelligence face aux situations complexes du réel. De telles simulations sont donc réalisées d'une façon artificielle par rapport au réel observé et analysé; elles peuvent se rapporter à des phénomènes physiques, économiques....

Le but de cette simulation c'est surtout l'expérience et l'adaptation.

Simuler le réel, c'est donc en concevoir une représentation sur laquelle essais et mesures sont facilement réalisables: Ce sera le but et la destination du simulateur impulsif dont nous nous proposons de faire l'étude théorique et la réalisation pratique.

Cet appareil sera constitué de circuits impulsifs qui peuvent être définis comme des circuits capables de créer ou de manipuler des signaux dont la forme est parfaitement déterminée dans le temps.

.../...

Ces signaux peuvent avoir la forme rectangulaire, carrée, en dents de scie, triangulaire, trapézoïdale ou la forme de pointes brèves de tensions:



Ces circuits impulsionnels sont utilisés dans la plus part des circuits électroniques et on les retrouve tout particulièrement dans : les calculatrices, les systèmes asservis, la télévision, le radar....

Nous étudierons et réaliserons les différents circuits impulsionnels qui nous génèrent ces divers signaux électriques et qui composeront le simulateur impulsionnel.

Nous terminerons notre étude par une synthèse de deux dispositifs impulsionnels qui se rapportent à la mesure digitale (comptage d'impulsions) d'une pression et d'une température. Cette synthèse nous permettra de mieux distinguer l'application directe et surtout le rôle de chaque circuit impulsionnel dans les systèmes électroniques de mesures.

Structure du simulateur

Les divers signaux électriques que nous utiliserons dans nos essais et mesures, dont la forme est bien définie en amplitude et dans le temps , nous permet d'élaborer un choix et de fixer un nombre, des différents circuits impulsionnels qui nous génèrent ces divers signaux électriques. Nous signalons que ces circuits impulsionnels seront composés d'éléments passifs (Résistances, capacités) et d'éléments actifs ou composants non linéaires (transistors et Diodes):

.../...

ces éléments sont dits non linéaires car leurs caractéristiques tension - courant ne sont pas linéaires. D'autre part, ces composants actifs seront exclusivement à semi-conducteurs dont l'avantage par rapport aux tubes n'est plus à démontrer. Le fonctionnement des transistors et des diodes, s'effectue dans la plus part des cas entre les conditions extrêmes de blocage complet ou de conduction maximale.

1) Choix du type et du nombre de générateurs d'impulsions:

Ces générateurs actifs réaliseront la formation directe des impulsions. Parmi ces générateurs on classera les multivibrateurs, les monostables ainsi que les générateurs de dents de scie.

$\alpha$ ) les multivibrateurs:

On choisira à auto polarisation, et on réalisera 4 circuits qui diffèrent selon la valeur de la fréquence de sortie des impulsions et de la valeur du coefficient de remplissage  $\alpha = \frac{1}{Q} = \frac{t_d}{T}$

- f s = 1 H<sub>z</sub> :  $Q = \frac{1}{\alpha} = \frac{T}{t_d} = 2$  ( T=période  
t<sub>d</sub>= durée de l'impulsion de sortie).

- f s = 10 KH<sub>z</sub> , Q = 2

- f s = 10 KH<sub>z</sub> ; Q = 5

- f s = 100 KH<sub>z</sub> ; Q = 2

$\beta$ ) Les monostables:

On choisira des monostables ou univibrateur à couplage par base collecteur.

.../...



On réalisera 3 Univibrateurs qui diffèrent par la valeur de la fréquence d'entrée  $f_e$ .

$$- f_e = 0,125 H_z$$

$$- f_e = 5 H_z$$

$$- f_e = 500 H_z$$

Y) Les générateurs de dents de Scie: On choisira un bootstrap qui sera étudié et réalisé.

### 2) Choix du type et du nombre de bascules:

on choisira 4 bascules à une entrée qui formeront le compteur binaire.

D'autre part on aura un diviseur de fréquence qui sera constitué de 4 bascules dont 2 sont à entrée commune et les 2 autres à entrée distinctes.

On aura à réaliser au total 8 bascules.

Par ailleurs on réalisera deux triggers qui seront attaqués par une tension alternatives de 4 v.

### 3) Choix du type et du nombre de formateurs d'impulsions:

On classera parmi des formateurs d'impulsions les écrêteurs, les générateurs passifs qui sont les dérivateurs et intégrateurs.

- On réalisera 3 écrêteurs à transistors qui seront attaqués par une source alternative de 4 v d'amplitude.

- On réalisera 2 dérivateurs et 2 intégrateurs

### 4) Choix du nombre d'entrées et de sorties du simulateur:

.../...



Tous les circuits impulsionsnels, dont nous déterminerons les valeurs des éléments et réaliserons le montage, aurons sur le panneau du simulateur leurs entrées et sorties dont le nombre sera déterminé ainsi :

CIRCUITS	C O D E	Nombre de circuits	Nombre de d'entrée	Nombre de sorties
Ecrêteurs à transistors	E	3	3	3
Multivibra- teur.	$\left\{ \begin{array}{l} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \\ M_4 \end{array} \right.$	4		8
	$\left\{ \begin{array}{l} fs = 1H_z; Q = 2 \\ fs = 10KH_z; Q = 2 \\ fs = 10KH_z; Q = 5 \\ fs = 100KH_z; Q = 2 \end{array} \right.$			
Nonostable	$\left\{ \begin{array}{l} MN_1 \\ MN_2 \\ MN_3 \end{array} \right.$	3	3	6
	$\left\{ \begin{array}{l} fe = 0,125H_z \\ fe = 5H_z \\ fe = 500H_z \end{array} \right.$			
Bootstrap	BS	1	1	1
BASCULES (Compteur (diviseur de fréq.	$\left\{ \begin{array}{l} B \\ B^c \end{array} \right.$	4 4	4 6	8 8
TRIGGER	T	2	2	4
Circuits Logiques	$\left\{ \begin{array}{l} ET \\ OU \\ NI \\ Inverseurs \end{array} \right.$	3 3 4 5	9 9 12 5	3 3 4 5
Dérivateurs	$\left\{ \begin{array}{l} D_1 \\ D_2 \end{array} \right.$	1 1		
Intégrateurs	$\left\{ \begin{array}{l} I_1 \\ I_2 \end{array} \right.$	1 1	4	4
	$\left\{ \begin{array}{l} fe = 50H_z \\ fe = 10KH_z \\ fe = 50H_z \\ fe = 10KH_z \end{array} \right.$			
Amplificateur de puissance		5	5	
Nombre total sur le panneau			63	57

Le nombre total d'entrées sur le panneau sera donc de 63 et celui des sorties de 57.

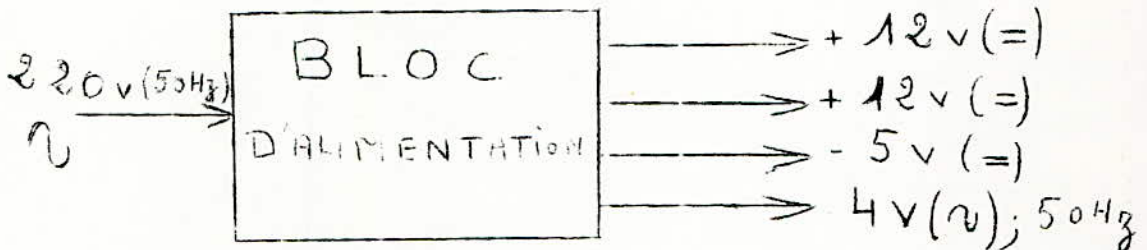
## 5) Structure du bloc d'alimentation:

Ce bloc sera constitué de deux alimentations stabilisées qui doivent fournir chacune + 12 v continue.

- Une alimentation sera utilisée pour l'alimentation général des circuits impulsionnels.

- l'autre alimentation sera destinée à alimenter les amplificateurs de puissance utilisés pour l'allumage des lampes de visualisation. Ce bloc fournira aussi une tension continue de - 5 v qui servira à polariser les transistors des circuits.

D'autre part ce bloc aura à délivrer une tension alternative de 4 v d'amplitude.



Une tension stabilisée sera constituée d'un transformateur, d'un pont à redressement à diodes, d'une capacité de filtrage d'une stabilisation réalisée à l'aide d'un ballast (transistor de puissance + diode Zener + résistance).

I - GENERATEURSET FORMATEURS D'IMPULSIONS

11 - ECRETEURS D'IMPULSIONS

L'écrtage est une opération qui consiste à supprimer en partie ou en totalité les parties positives ou les parties négatives, ou bien les deux d'un signal alternatif.

l'écrtage peut être appliqué à des signaux ayant des formes quelconques.

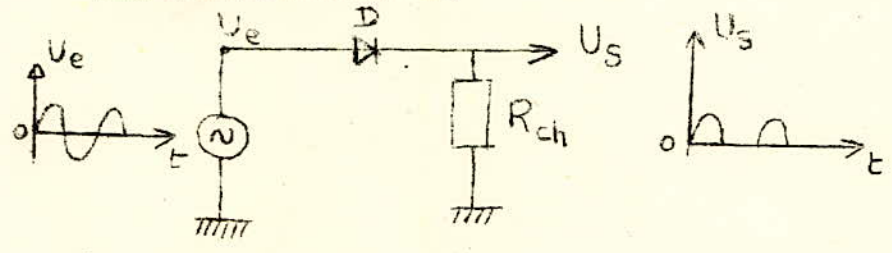
Pour cela, on utilise des circuits comprenant des composants non linéaires.

1-11-ECRETEURS A DIODES

On supposera que l'amplitude de la tension à écrtter est bien supérieure à la valeur de la tension de coude de la caractéristique de la diode afin que le fonctionnement ne se produise pas sans la zone courbée des caractéristiques.

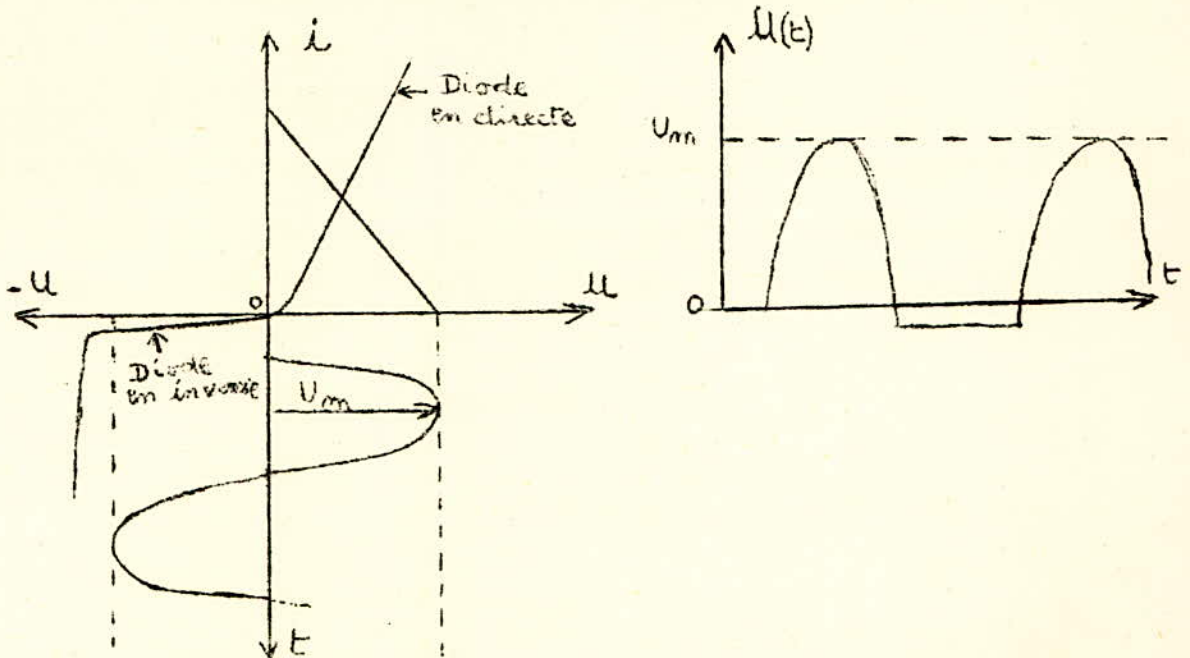
1-111-ECRETAGAGE A DIODES SERIE ET PARALLELE

a - Ecrétage à diode série



.../...

On remarque que la diode D est bien en serie avec la charge.  
 Supposons que la tension  $U_e(t)$  est sinusoïdale.  
 Portons alors cette tension sur la caractéristique de la diode.



Pendant l'alternance positive de  $U_e(t)$ ; la diode conduit et on recueille la tension de sortie  $U_s$  aux bornes de  $R_{ch}$ . On reconnaît un diviseur de tension ayant pour rapport le rapport des résistances  $R_{ch}$  et  $R_{direct}$  de la diode.

On a :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d = \frac{U_e}{R_{ch} + R_d} \\ U_{sd} = R_{ch} \cdot i_d \end{array} \right.$$

Comme:  $R_{ch} \gg R_{Dd}$

$$U_{sd} \approx R_{ch} \cdot \frac{U_e}{R_{Dd} + R_{ch}}$$

$$\Rightarrow \boxed{U_{sd} \approx U_e}$$

.../...

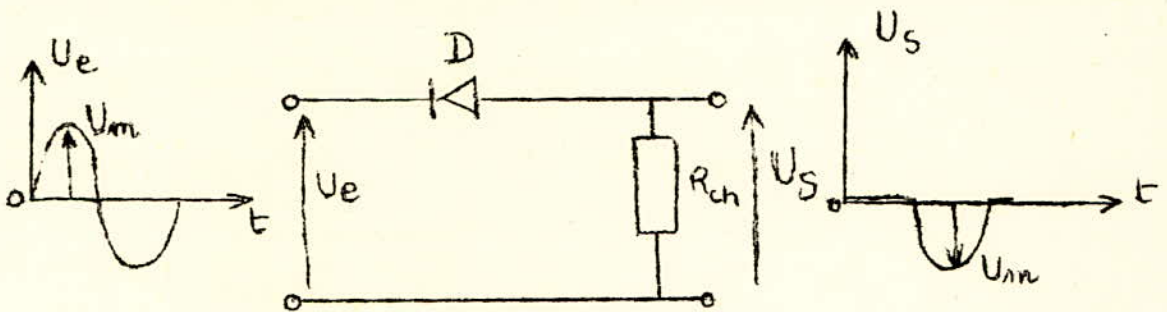


Durant l'alternance négative, la diode D est bloquée. Comme il existe un léger courant de fuite à travers la diode on retrouve en sortie une tension très faible:

$$U_{si} \approx 0$$

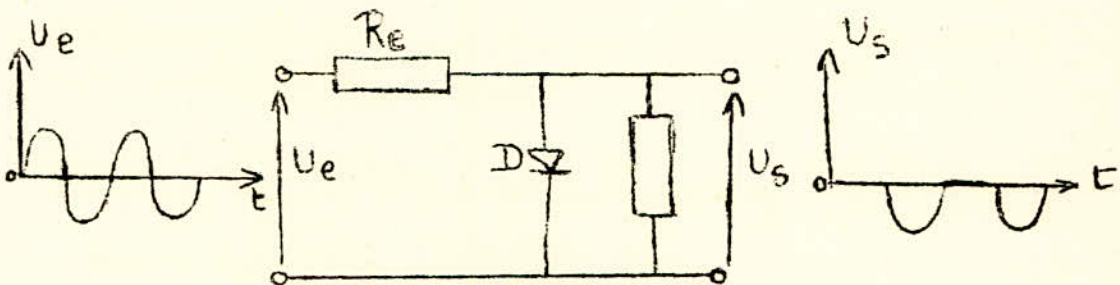
- Ceci résulte du fait que  $R_{Di} \gg R_{ch}$
- $R_{Di}$  étant la résistance de la diode bloquée (fonctionnement en inverse).

De même; pour supprimer l'alternance positive, il suffit d'inverser le sens de la diode comme l'indique la figure ci-dessous:



#### b - Ecrêtage à diode parallèle

Dans ce cas la diode D est en parallèle avec  $R_{ch}$ .



On suppose que  $R_e \gg R_{Dd}$

Comme  $R_{Dd} \ll R_{ch}$ , durant l'alternance positive, la diode joue le rôle d'un court-circuit, on aura donc:  $U_{sd} \simeq 0$ ; en effet:

$$U_{sd} = i_d \cdot \frac{R_{Dd} \cdot R_{ch}}{R_{Dd} + R_{ch}} \quad \text{avec } i_d = \frac{U_e}{R_e + (R_{ch} // R_{Dd})}$$

$$U_{sd} = \frac{U_e}{R_e + (R_{Dd} // R_{ch})} \cdot (R_{Dd} // R_{ch})$$

Comme  $R_{ch} \gg R_{Dd} \implies (R_{Dd} // R_{ch}) \simeq R_{Dd}$

$$\implies U_{sd} \simeq \frac{U_e \cdot R_{Dd}}{R_e + R_{Dd}} \simeq 0 \quad \text{Car } R_e \gg R_{Dd}$$

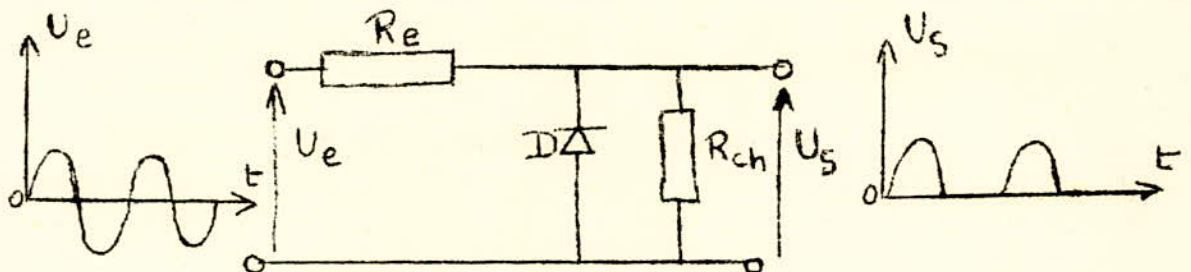
On a bien

$$\boxed{U_{sd} \simeq 0}$$

Durant l'alternance négative, la diode est bloquée, elle présente donc une résistance inverse très grande; la tension d'entrée  $U_e$  se retrouve aux bornes de  $R$ :

$$\boxed{U_{si} \simeq U_e}$$

De même que précédemment, pour supprimer l'alternance négative; il suffit d'inverser le sens de la diode.



.../...

Cherchons les expressions des temps  $t_m$ ,  $t_r$  et  $t_c$  :

on a  $I_{b1} = N I_{bs}$  avec  $N > 1$

$$I_c = \beta I_{b1} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_\beta}} \right) \text{ avec } \tau_\beta = \frac{\beta + 1}{2\pi f_d} \text{ expression où } f_{ac}$$

représente la fréquence de coupure du transistor.

$$t_m = t_2 - t_1$$

pour  $t = t_2$  on a  $I_c = I_{cs}$  et  $t = t_m$  ( $t_1 = 0$ )

on aura :

$$e^{-\frac{t_m}{\tau_\beta}} = \frac{\beta I_{b1}}{\beta I_{b1} - I_{cs}}$$

$$\text{d'où on tire: } t_m = \tau_\beta \ln \frac{\beta I_{b1}}{\beta I_{b1} - I_{cs}}$$

$$\text{comme } \frac{I_{cs}}{\beta I_{b1}} = \frac{\beta I_{bs}}{\beta I_{b1}} = \frac{1}{N}$$

$$\text{l'expression de } t_m \text{ se réduit à : } t_m = \tau_\beta \ln \frac{1}{1 - \frac{1}{N}}$$

D'autre part le transistor est caractérisé par son temps de restitution  $t_r$  qui est donné par :

$$t_r = \tau_\beta \ln \frac{I_{b1} - I_{b2}}{I_{bs} - I_{b2}} = \tau_\beta \ln \frac{1 - \frac{I_{b2}}{I_{b1}}}{\frac{1}{N} - \frac{I_{b2}}{I_{b1}}} = t_r$$

$$\text{Si } I_{b2} = 0 \text{ on a } t_r = \tau_\beta \cdot \ln N$$

ON A aussi le temps de choc du transistor qui est donné par :

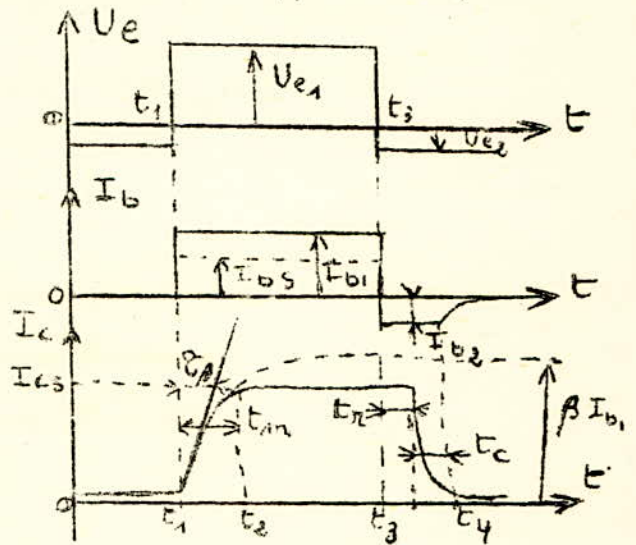
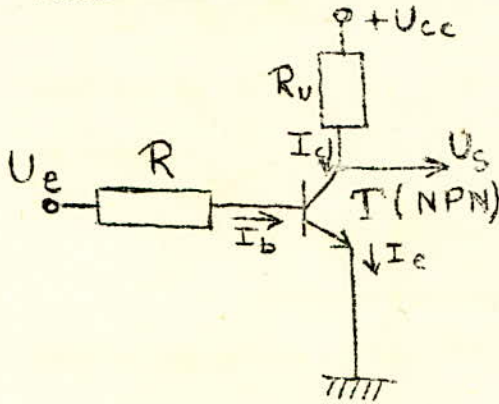
.../...



On distingue sur cette caractéristique 3 zones:

- région I: zone de blocage
- région II: Zone active
- région III: Zone saturation.

Considérons le circuit suivants avec des signaux différents.



Appliquons un signal rectangulaire à un transistor, monté en émetteur commun, en supposant que l'amplitude de la tension d'entrée  $U_e$  est suffisante pour saturer le transistor lorsque celui-ci conduit. Le transistor ne commencera à conduire que lorsque la tension  $U_e$  est positive ( $t_1$ ) car on a un transistor NPN.

Le courant de collecteur  $I_c$  n'atteindra sa valeur de saturation  $I_{cs}$  qu'au bout d'un certain temps  $t_m$  dit: "temps de montée", car le passage de l'état linéaire à l'état saturé ne se fait pas instantanément.

Nous remarquons d'autre part qu'on ne note une variation de  $I_b$  ou de  $I_c$  qu'un certain temps  $t_r$  (temps de restitution) après le changement de polarité de  $U_e$ ; ceci s'explique par le fait qu'il faut un certain temps pour que la base évacue les charges accumulées pendant le fonctionnement en saturation.



La diode  $D_1$  et  $R$  limitent l'amplitude positive du signal à  $E_1$   
 Alors que la diode  $D_2$  et  $R$  limitent l'amplitude négative de  
 signal à  $E_2$ .

- Application: calcul d'un écrêteur à diodes polarisées:

$$\begin{cases} E_1 = E_2 = 4V \\ R_{ch} = R_b ; \\ U_{em} = 12V \end{cases} \quad \begin{cases} D_1 = D_2 \\ R \ll R_b \\ I \ll I_{da} \end{cases} \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{la résistance } R \\ \text{est donnée par:} \\ R = \frac{U_e - E_1}{I} \end{array} \right.$$

$$U_{da} > U_{em}$$

$$I_{da} = (100 \div 150 \text{ mA}) = \text{courant direct admissible de la diode } D.$$

Pour les diodes considérées on a :

$$I \ll I_{da} \Rightarrow I = 8 \text{ mA}$$

$$\text{d'où la résistance } R = \frac{U_e - E_1}{I_d} = \frac{12 - 4}{8 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ K}\Omega$$

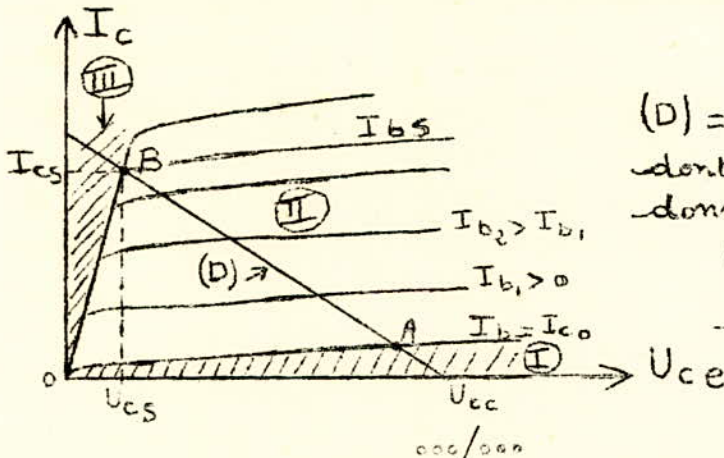
$$\text{on aura : } \underline{R = 1. \text{ K}\Omega}$$

### 1-12 - ECRETEURS A TRANSISTORS

l'écrêtage d'un signal par transistor est possible car cet élément possède 2 propriétés non linéaires : l'état bloqué et l'état saturé.

Pour cette fonction, on utilise en général le transistor en émetteur commun.

On a la caractéristique d'un transistor NPN:



(D) = droite de charge dont l'équation est donnée par :  
 $U_{ce} = U_{cc} - R_u \cdot I_c$   
 - Pente de (D) est  $-\frac{1}{R_u}$

$$U_s \approx U_e$$

on a :

$$U_e = U_m \sin \omega t; \text{ pour } t = 0 \text{ à } t_1 \text{ on a } i \approx 0$$

$$\text{pour } t = t_1 \text{ à } t_2 = t_1 \quad U_s \approx E_b = U_m \sin \omega t_1 \text{, comme } t_1 \ll T$$

$$\sin \omega t_1 \approx \omega t_1$$

$$U_s \approx E_b \approx U_m \omega t_1$$

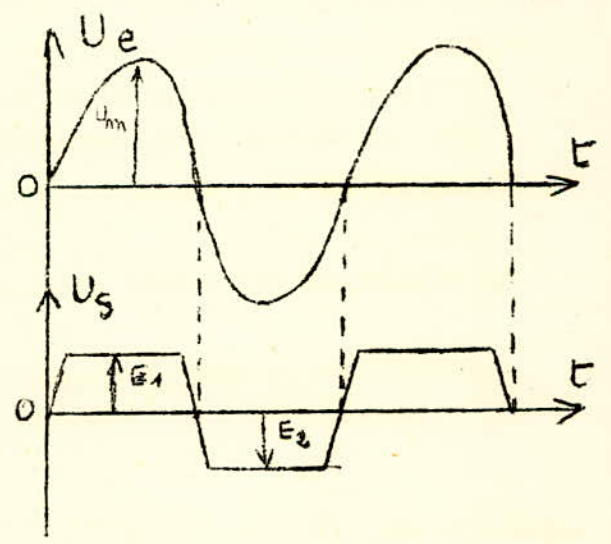
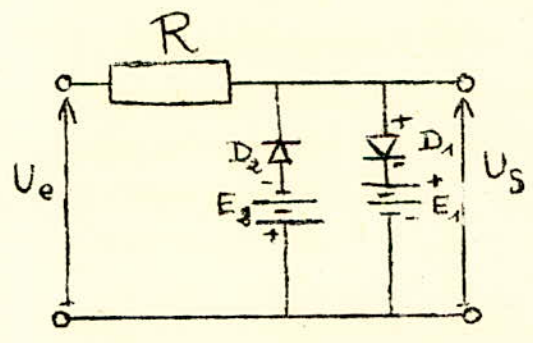
$t_1 = t_m =$  durée de montée de l'impulsion.

$$t_m = \frac{E_b}{U_m \cdot \omega} \text{ avec } \omega = 2\pi f$$

Si l'on veut diminuer  $t_m$  on agit sur  $E_b$  ou  $f$  et  $U_m$

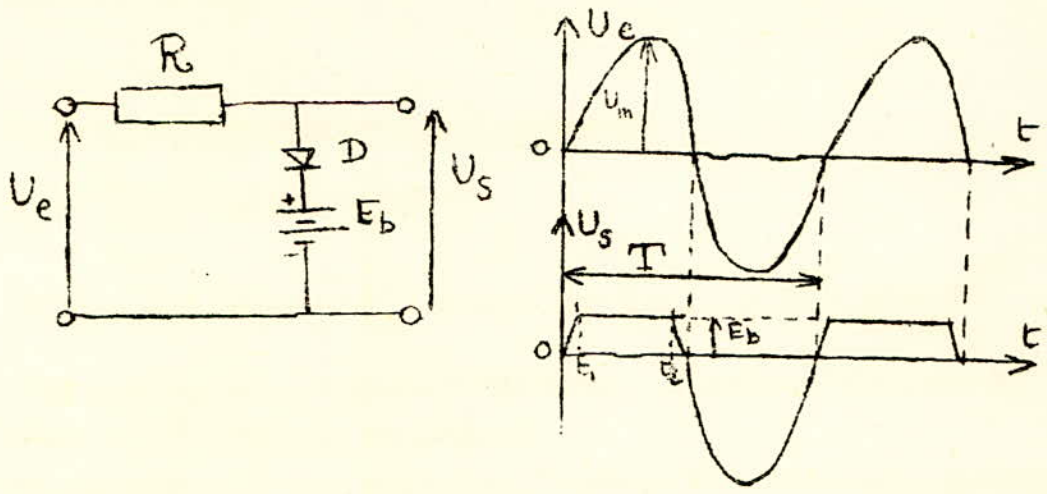
Pour écrêter les alternances négatives, il suffit d'inverser la diode et les pôles de la batterie.

Si maintenant on veut réaliser l'écrêtage des alternances positives et des alternances négatives à la fois, on utilise le schéma suivant:



1-112- ECRETAGE A DIODE POLARISEE

La batterie de polarisation  $E_b$  est placée en série avec la diode  $D$ , et elle est positive par rapport à la masse. On relève la forme suivante pour les tensions  $U_e(t)$  et  $U_s(t)$ :



Pendant l'alternance positive de  $U_e$ , la conduction ne se produit pas immédiatement en effet pour  $U_e < E_b$ , la diode est polarisée en inverse, donc elle est bloquée et on recueille le début de l'alternance positive du signal d'entrée.

Quand l'amplitude de  $U_e$  dépasse  $E_b$ , la diode se met à conduire et présente une résistance interne très faible d'où on aura:

$$U_s \approx E_b$$

Durant l'alternance négative, la diode ne conduit pas, aucune tension n'apparaît aux bornes de  $R$  d'où:

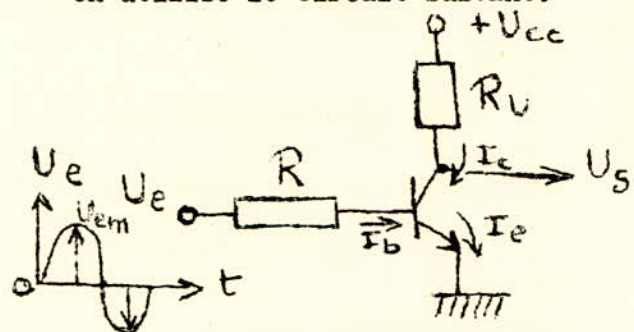
On a aussi le temps de choc du transistor qui est donné par:

$$t_c = \tau_\beta \ln \frac{I_{cs} - I_{b2}}{0,1 I_{cs} - I_{b2}}$$

De même ; si  $I_{b2} = 0$  on a  $t_c = \tau_\beta \ln 10 = 2,3 \tau_\beta$

113- Calcul d'un écrêteur à transistors

On utilise le circuit suivant:



Les caractéristiques du 2N 2222 sont:

- $f_\alpha = 250 \text{ MHz}$
- $I_{cB0} = 10 \mu\text{A}$
- $U_{cB \text{ max}} = 60 \text{ V}$
- $U_{cE \text{ max}} = 30 \text{ V}$
- $U_{EB \text{ max}} = 5 \text{ V}$
- $I_c \text{ max} = 800 \text{ mA}$
- $\beta_{\text{Min}} (25^\circ\text{C}) = 75$
- $\beta_{\text{Min}} (t > 25^\circ\text{C}) = 50$

Calcul de  $U_{cc}$  :

$$\left. \begin{array}{l} (U_{cc} + U_{e \text{ max}}) \leq U_{cB \text{ max}} \\ \text{et } U_{e \text{ max}} \leq U_{eB \text{ max}} = 5 \text{ V} \end{array} \right\} \Rightarrow \text{on prend } U_{e \text{ max}} = 4 \text{ V}$$

On a :  $U_{cc} \leq U_{cB \text{ max}} - U_{e \text{ max}} = 60 - 4 = 56 \text{ V}$

On choisit  $U_{cc} = 12 \text{ V}$

Cherchons maintenant les valeurs de R et Ru.



$$\text{On a : } 20 I_{cBO} \ll I_{cs} \leq I_{cm}$$

$$200 \mu\text{A} \ll I_{cs} \leq 800 \text{ mA}$$

$$\text{On prendra : } I_{cs} = 12 \text{ mA}$$

$$\text{d'où : } R_u = \frac{U_{cc} - U_{ces}}{I_{cs}} \approx \frac{U_{cc}}{I_{cs}} = \frac{12}{12 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\boxed{R_u = 1 \text{ k}\Omega}$$

D'autre part:

$$I_{bs} = \frac{I_{cs}}{\beta} = \frac{12 \cdot 10^{-3}}{50} = 0,24 \text{ mA}$$

$$I_{bm} = N \frac{I_{bs}}{\beta} = \frac{N}{\beta} I_{cs} \quad \text{avec } N = 2,3$$

$$I_{bm} = \frac{2}{50} \cdot 12 \cdot 10^{-3} = 0,48 \text{ mA}$$

$$\text{d'où : } R = \frac{U_{cem}}{I_{bm}} = \frac{4}{0,48 \cdot 10^{-3}} = 8,35 \text{ k}\Omega$$

$$\boxed{R \approx 8,5 \text{ k}\Omega}$$

Calcul de  $\tau_\beta$ ,  $t_m$ ,  $t_c$  et  $t_r$

$$\tau_\beta = \frac{\beta + 1}{2\pi f_\alpha} = \frac{50 + 1}{2\pi \cdot 25 \cdot 10^6}$$

$$\boxed{32 \text{ ns.} = \tau_\beta}$$

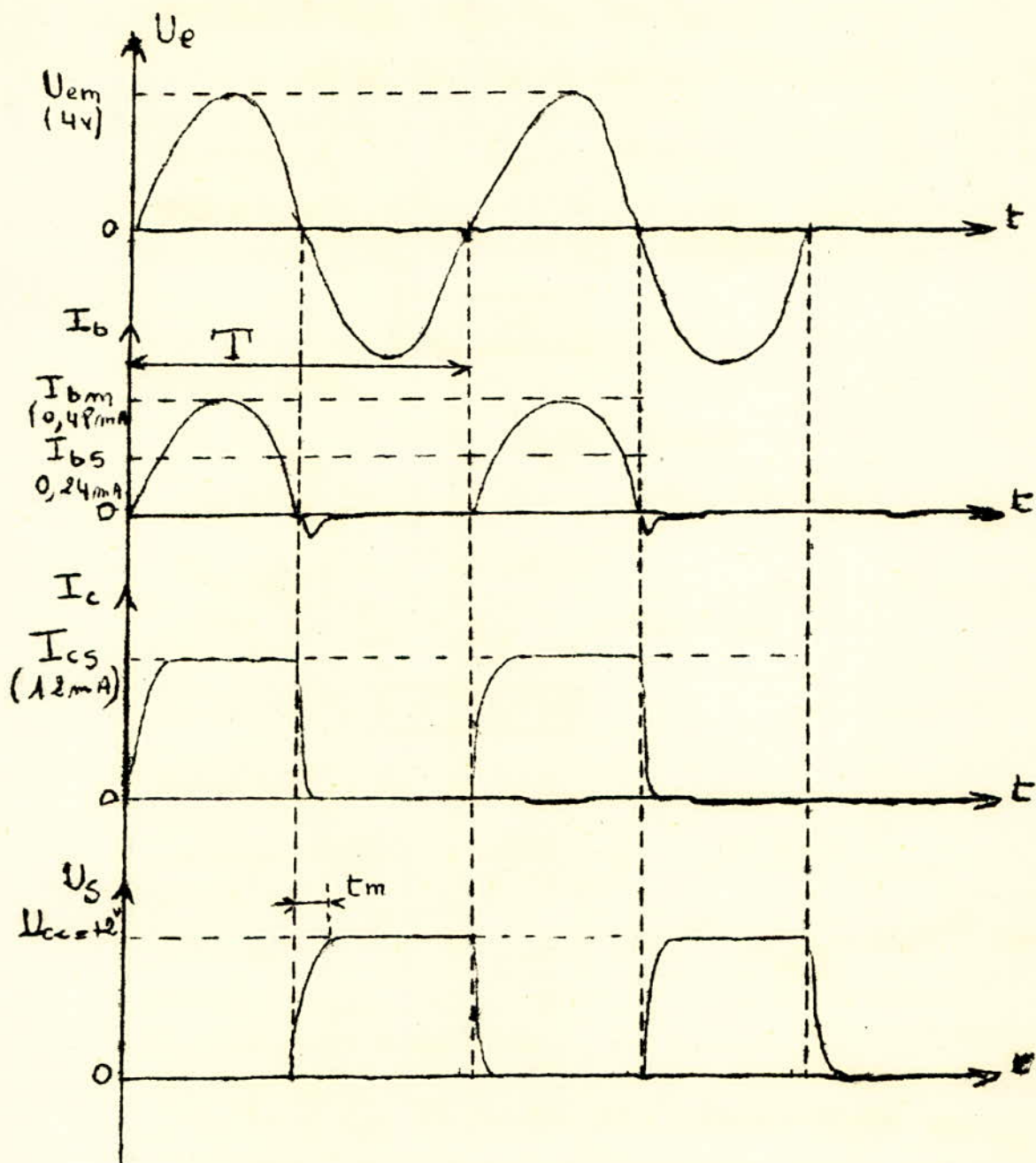
$$t_m = \tau_\beta \ln \frac{1}{1 - \frac{1}{N}} = 32 \cdot 10^{-9} \ln \frac{1}{1 - \frac{1}{2,3}} = 32 \cdot 10^{-9} \ln 2$$

$$\boxed{t_m = 22 \text{ ns}}$$

$$t_r \approx \tau_\beta \ln N = 32 \cdot \ln 2 = 0,69 \cdot 32 = 22 \text{ ns.} \quad (\text{Si } I_{b2} = 0)$$

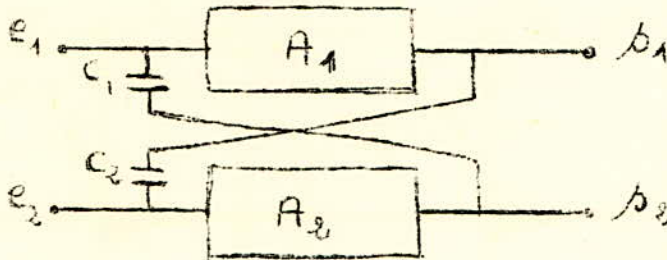
$$t_c \approx \tau_\beta \times 2,3 = 32 \times 2,3 = 76 \text{ ns} \quad (\text{" "})$$

- Différents signaux donnés par un émetteur à transistors (NPN) :



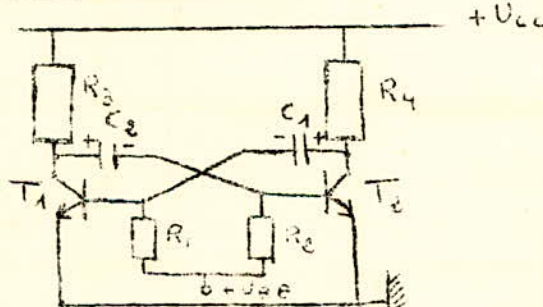
## 1-2-MULTIVIBRATEUR

Un multivibrateur est un montage dans lequel chacun des 2 états n'est pas stable, il bascule d'un état à l'autre sans application d'un signal extérieur. Le principe de fonctionnement est basé en l'emmagasinement d'une certaine énergie dans un condensateur, puis à un certain moment, en la restitution de cette énergie.



Il comporte deux étages amplificateurs à couplage avisé par ses condensateurs.

### 1.21 Principe de fonctionnement



Après application des tensions  $U_{cc}$  et  $U_{be}$  ; les transistors fonctionnent en conducteur.

Le démarrage de ce circuit se produit à cause du léger déséquilibre initial entre les conductions des deux transistors: l'accroissement des courants collecteurs est différent pour les deux transistors.

.../...



Supposons que dans l'état initial  $T_1$  conduise plus  $T_2$ . la tension de collecteur de  $T_1$  va donc diminuer, ce qui aura pour effet d'accroître la tension aux bornes de  $R_3$ . Cette Tension est appliquée à travers  $C_2$  sur la base de  $T_2$ .

Cette variation négative de tension appliquée sur la base  $T_2$  va diminuer la polarisation positive appliquée à cette étage ; on observe une diminution du courant collecteur et une augmentation de la tension collecteur.

Cette accroissement de tension positive est alors appliquée par le réseau  $R_1, C_1$  sur la base de  $T_1$ , d'où la polarisation direct de  $T_1$  croît, on observe alors une augmentation du courant collecteur de  $T_1$ .

Ainsi on a un processus cumulatif, à la fin de ce phénomène,  $T_1$  est saturé et  $T_2$  est bloqué.

Après le blocage de  $T_2$ ,  $C_1$  se charge à  $U_{cc}$  avec la constante de temps  $C_1 R_u$ .

Lorsque  $T_1$  conduit,  $C_2$  porte une charge positive Sur l'armature relié au collecteur. La commutation se produit spontanément.

Le condensateur de couplage  $C_2$  commence alors à se décharger à travers  $R_2$ .

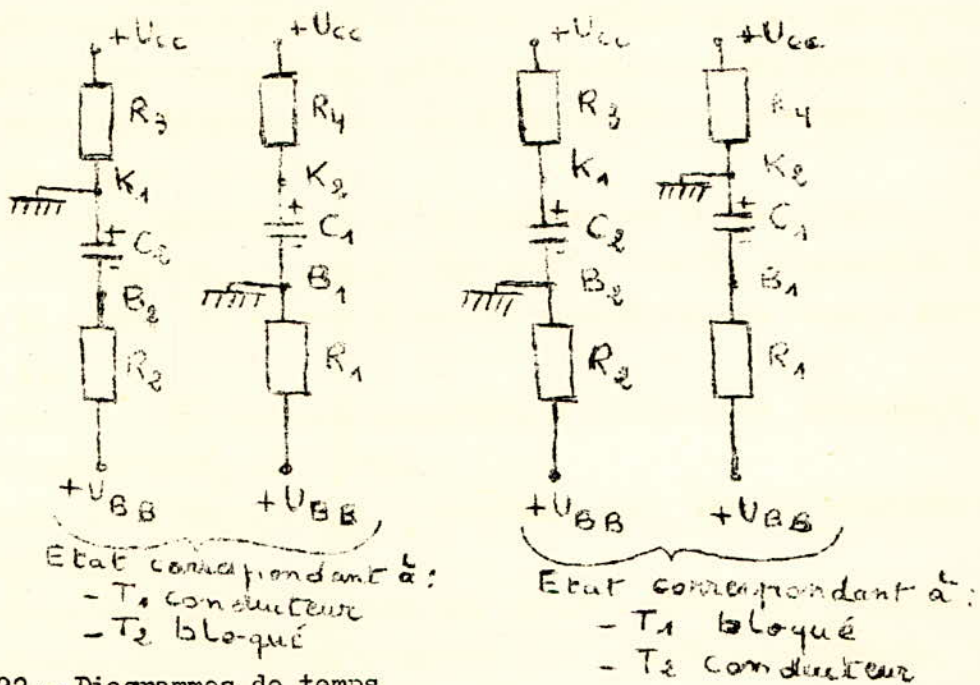
Lorsque la charge de  $C_2$  atteint zéro, le condensateur va continuer à se charger à l'aide de  $U_{BB}$  ; mais cela rétablit la polarisation direct de  $T_2$ , on note alors un accroissement du courant de collecteur  $i_{c2}$  qui entraîne une diminution de sa tension collecteur émetteur.

A partir de cet instant, l'action cumulative qui se produit est identique à celle décrite pour le demi-cycle précédent. En un temps très bref,  $T_1$  est complètement bloqué et  $T_2$  est saturé. A cet instant, un cycle entier s'est déroulé.

.../...



La tension de sortie peut être prise sur l'un ou l'autre des collecteurs. Cette tension sera une série de tension rectangulaires ayant un niveau minimum lorsque le transistor est conducteur. Donnons les circuits équivalents d'un cycle complet:



122 - Diagrammes de temps

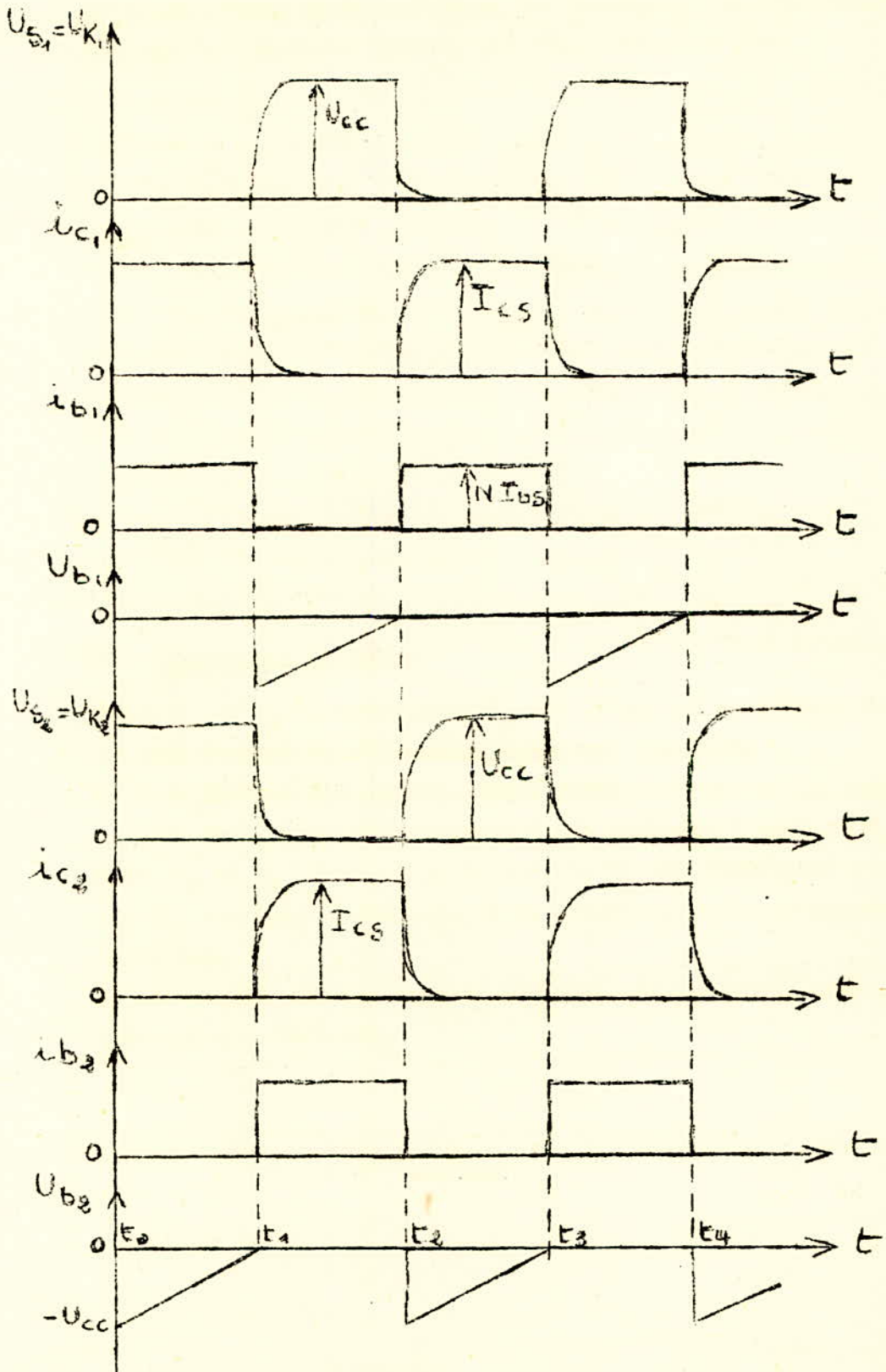
Entre  $t_1$  et  $t_2$  le transistor  $T_2$  est bloqué et sa tension de même que son courant de collecteur demeurent constant.

le seul facteur qui évolue durant cette période est la tension de base de  $T_2$ . Le condensateur  $C_2$  se décharge à travers  $R_{ce1}$ . Entre  $t_2$  et  $t_3$ , la tension de base de  $T_2$  est légèrement positive, donc  $T_2$  commence à conduire et se sature après le processus cumulatif.

$T_1$  est bloqué car une tension négative est appliquée entre sa base est son émetteur.

.../...

b) Diagramme de temps



La tension d'alimentation se retrouve sur le collecteur de  $T_2$  celui de  $T_1$  étant à la masse.

En un temps très court,  $C_2$  est complètement chargée à  $U_{cc}$  et  $C_1$  se décharge exponentiellement jusqu'à  $U_{BB}$ ; la tension de base de  $T_1$  varie donc.

A l'instant  $t_3$ , le potentiel de base de  $T_1$  est légèrement positif, donc  $T_1$  conduit.

On a effectué un cycle complet.

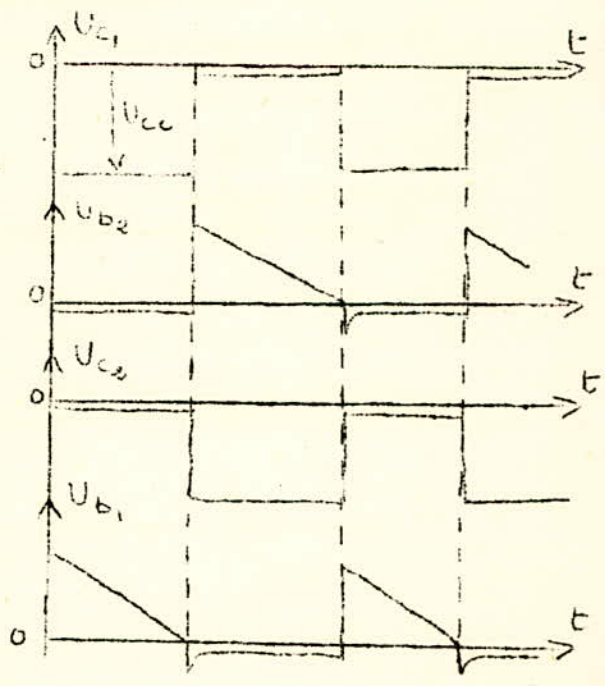
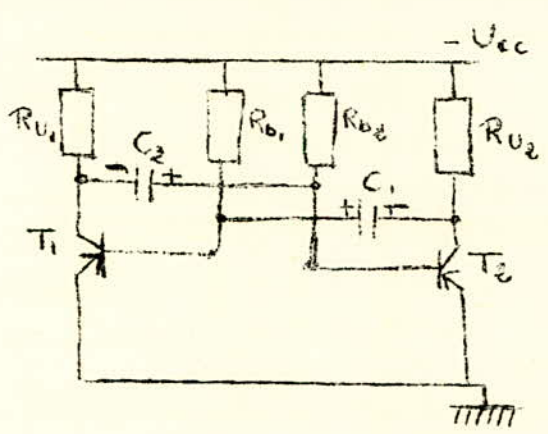
Jusqu'à présent, on a étudié le multivibrateur symétrique, c'est à dire que les constantes de temps  $R_1 C_1$  et  $R_2 C_2$  sont égales, les deux étages sont identiques; il en résulte que sur les collecteurs des deux transistors on recueille des signaux symétriques

On a un fonctionnement asymétriques en supposant par exemple que l'on diminue la constante de temps  $R_1 C_1$

La tension de blocage du transistor  $T_1$  sera atteinte plus rapidement que précédemment car la courbe de décharge du condensateur  $C_1$  est maintenant plus raide. La tension  $U_{S1}$  est de durée moindre que celle qui apparaît sur le collecteur du transistor  $T_2$ .

1.23 - Variantes des multivibrateurs

1.23I- Multivibrateur à auto polarisation

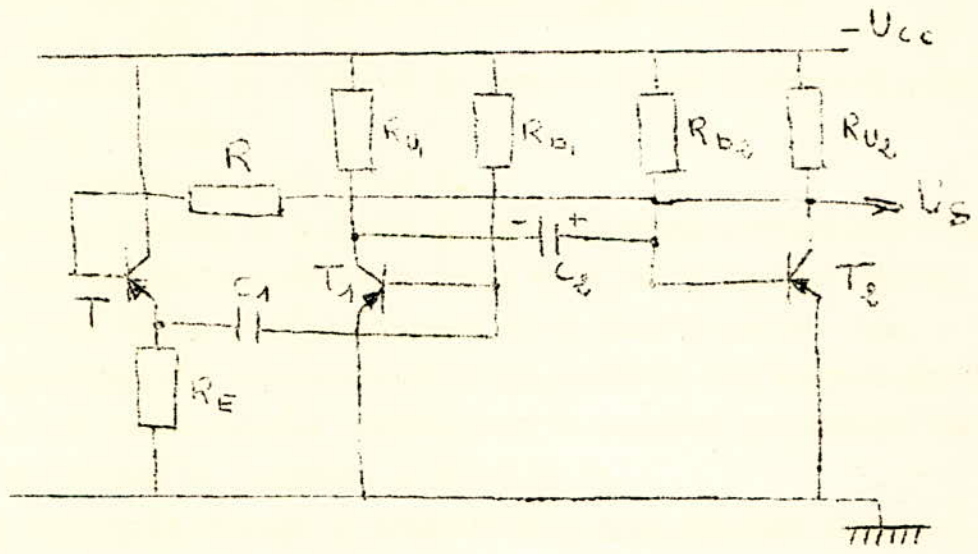


.../...



• On ramène les résistances  $R_{b1}$  et  $R_{b2}$  à la tension d'alimentation  $-U_{cc}$ .

1232 - Diminution du temps de commutation par transistor



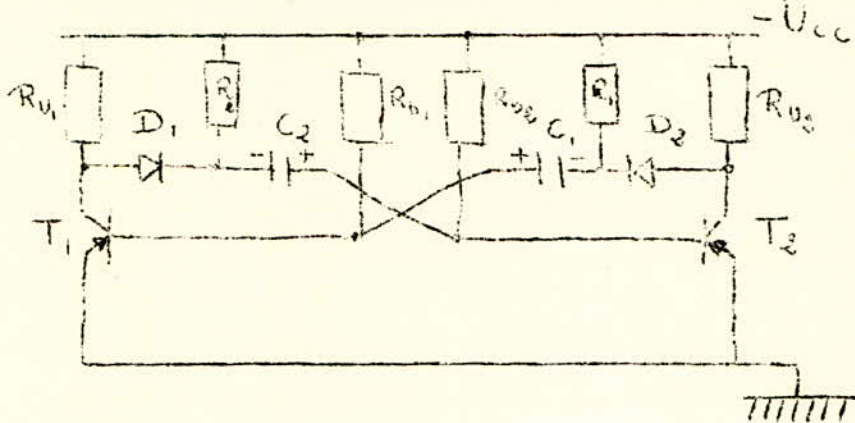
Initialement  $T_1$  est bloqué et  $T_2$  est conducteur. Le transistor  $T_2$  étant conducteur (saturé) alors le transistor  $T_1$  sera bloqué, le condensateur  $C_1$  se décharge avec la constante de temps  $C_1 (R_{b1} + R_E)$ , constante qui déterminera la fréquence des impulsions de sortie. Lorsque la tension  $U_{b1}$  atteint sa tension de déblocage,  $T_1$  commence à conduire alors que  $T_2$  se bloque, ce qui impliquera la conduction de  $T_1$ , on aura la charge du condensateur  $C_1$  à travers les espaces émetteurs-base de  $T_1$  émetteurs-base de  $T_1$ . Là charge de  $C_1$  se fait donc avec une constante de temps très faible ce qui entraîne une charge de  $C_1$  très rapide, tout le potentiel négatif de  $C_1$  se retrouvera au collecteur de  $T_2$ ; on aura une

.../...



augmentation de la tension négative sur le collecteur de  $T_r$   
 (en négligeant la chute de tension dans R): On aura ainsi une  
 réduction du temps de montée ( $t_m$ ) du signal de sortie.

1233- Diminution du temps de commutation par diodes.

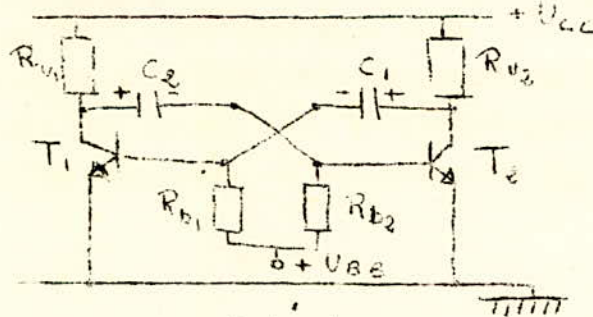


Les collecteurs des transistors  $T_1$  et  $T_r$  atteindront plus rapidement  
 la tension d'alimentation  $U_{cc}$  par l'utilisation de diodes.  
 La charge du condensateur  $C_2$  se fera à travers  $R_2$  et celle du  
 condensateur  $C_1$  à travers  $R_1$ .  
 L'emploi des diodes  $D_1$  et  $D_2$  empêche le courant de charge de traverser  
 les résistances  $R_{u1}$  et  $R_{u2}$ .

$$\begin{bmatrix} R_1 < R_{u2} \\ R_2 < R_{u1} \end{bmatrix}$$

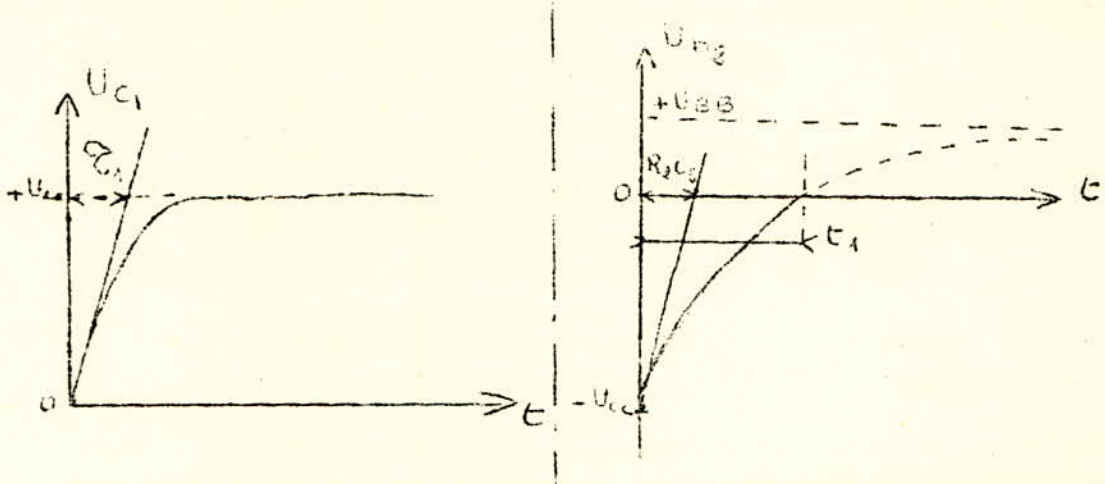
124 - Calcul d'un multivibrateur:

On considère le multivibrateur donné par schéma ci-dessus;



124I. Recherche de la fréquence d'un multivibrateur

Supposons que le transistor  $T_1$  soit bloqué et le transistor  $T_2$  soit saturé; la tension de collecteur du premier transistor est donné par :  $U_{c1} = U_{cc} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right)$  avec  $\tau_1 = R_{u1} \cdot C_2$



Lorsque le transistor  $T_1$  devient conducteur, son collecteur est à la masse et la tension de base du transistor  $T_2$  devient

$-U_{cc}$  (car le condensateur  $C_2$  est chargé à  $U_{cc}$ ) ;

$$U_{b2} = (U_{BB} + U_{cc}) \left[ 1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right] - U_{cc} \quad \text{avec} \quad \tau_2 = R_{b2} \cdot C_2$$

le temps de blocage du transistor  $T_1$  ( $t_1$ ) où ce qui revient au même: le temps de conduction de  $T_2$ , se détermine en prenant l'équation ci-dessus égale à zéro :

$$0 = (U_{BB} + U_{cc}) \left[ 1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_2}} \right] - U_{cc}$$

$$t_1 = -\tau_2 \cdot \ln \frac{U_{BB}}{U_{BB} + U_{cc}}$$

Et en procédant de manière identique, on détermine le temps de blocage ( $t_2$ ) du transistor  $T_2$  :

$$U_{c2} = U_{cc} \left[ 1 - e^{-\frac{t}{\tau_3}} \right] \quad \text{avec} \quad \tau_3 = R_{u2} C_1$$

$$\text{et} \quad U_{b1} = \left[ U_{BB} + U_{cc} \right] \left[ 1 - e^{-\frac{t}{\tau_4}} \right] - U_{cc} \quad \text{avec} \quad \tau_4 = R_{b1} C_1$$

$$t_2 = -\tau_4 \ln \left[ \frac{U_{BB}}{U_{BB} + U_{cc}} \right]$$

La période totale de la tension de sortie sera donc :

$$T = t_1 + t_2$$

Dans le cas d'un multivibrat' à auto polarisation, on a l'égalité des tensions  $U_{BB}$  et  $U_{cc}$  ; alors  $t_1$  et  $t_2$  se réduisent à :

$$t_1 = -\tau_2 \ln \left[ \frac{U_{cc}}{U_{cc} + U_{cc}} \right] = -\tau_2 \ln \left( \frac{1}{2} \right)$$

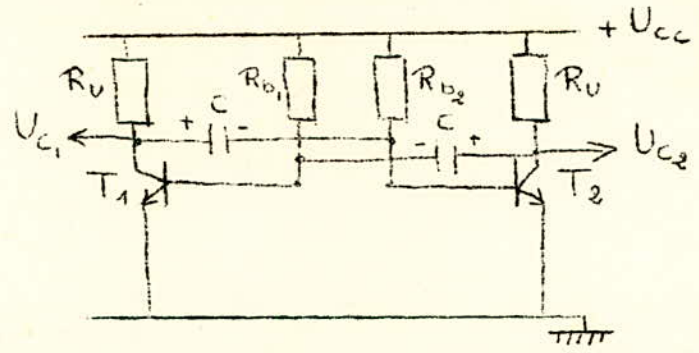
$$t_1 = 0,69 \tau_2 = 0,69 R_{b2} C_2$$

$$\text{et} \quad t_2 = 0,69 \tau_4 = 0,69 R_{b1} C_1$$

d'où : 
$$T = 0,69 (R_{b2} C_2 + R_{b1} C_1)$$

1242 - Calcul des éléments d'un multivibrations

- a) calcul pour une fréquence de sortie  $f_s = 10 \text{ KH}_3$
  - et un coefficient de remplissage  $\alpha = \frac{1}{Q} = \dots$
- on utilisera le schéma suivant :





On a les caractéristiques du transistor 2N 2222 :

$$\begin{cases} U_{cB \text{ max}} = 60 \text{ v} \\ U_{ce \text{ max}} = 30 \text{ v} \\ U_{eB \text{ max}} = 5 \text{ v} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \beta_{\text{mini}} = 50 \\ I_{cBo \text{ max}} = 10 \mu\text{A} \\ f_{\alpha} = 250 \text{ MHz} \\ = \text{fréquence de} \\ \text{coupe du transistor} \end{cases}$$

- choix de la source d'alimentation  $U_{cc}$  :

$$\text{on a : } 2 U_{cc} \leq U_{cB \text{ max}} = 60 \text{ v}$$

$$U_{cc} \leq 30 \text{ v} \Rightarrow \text{on choisit } \boxed{U_{cc} = 12 \text{ v}}$$

- choix du courant de saturation  $I_{cs}$  :

Ce choix sera donné par l'intervalle :

$$20 I_{co \text{ max}} \ll I_{cs} \leq I_{c \text{ max}}$$

$$200 \cdot 10^{-6} \text{ A} \ll I_{cs} \leq 800 \text{ mA}$$

on choisit :

$$\boxed{I_{cs} = 12 \text{ mA}}$$

- D'où le calcul de la résistance  $R_u$

$$R_u = \frac{U_{cc} - U_{ces}}{I_{cs}} \approx \frac{U_{cc}}{I_{cs}} = \frac{12}{12 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ K} \Omega$$

$$\boxed{R_u = 1 \text{ K} \Omega}$$

- D'autre part on a :  $Q = 2 \Rightarrow t_p = t_d = \frac{T_e}{2}$

comme on a :  $C_1 = C_2 = C$

on aura :  $R_{b1} = R_{b2} = R_b$

la résistance  $R_b$  sera donnée par :

$$I_b \gg I_{bs} = \frac{I_{cs}}{\beta_{\text{mini}}} \Rightarrow \frac{I_b}{I_{bs}} = N = (1 \text{ à } 1,5)$$

$$I_b = N I_{bs} = N \frac{I_{cs}}{\beta_{\text{mini}}} = \frac{U_{cc}}{R_u} \cdot \frac{N}{\beta_{\text{mini}}} = \frac{U_{cc}}{R_b}$$



On trouve  $R_b = \frac{U_{cc} \cdot \beta_{\text{mini}}}{I_{cs} \cdot N} = \frac{12.50}{12 \cdot 10^{-3} \cdot 1,5} =$

33 k $\Omega$ 

$$R_b = 33 \text{ k}\Omega = R_b$$

-calcul des différents temps :  $t_d$ ;  $t_p$ ;  $T_e$

$$Q = 2 \Rightarrow t_p = t_d = \frac{T_e}{2}$$

$$T_e = \frac{1}{f} = \frac{1}{10 \cdot 10^3} = 10^{-4} \text{ s} = 100 \mu\text{s}$$

$$t_d = t_p = 50 \mu\text{s}$$

-calcul de la capacité C :

$$C = \frac{t_d}{0,69 R_b} = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{0,69 \cdot 33 \cdot 10^3} = 2,2 \text{ nF}$$

$$C = 2,2 \text{ nF}$$

-calcul des temps:

$$\tau_1 = R_u C = 10^3 \cdot 2,2 \cdot 10^{-9} = 2,2 \mu\text{s}$$

$$\tau_2 = R_b C = 33 \cdot 10^3 \cdot 2,2 \cdot 10^{-9} = 72,6 \mu\text{s}$$

- Vérification du fonctionnement en régime de saturation des deux transistors  $T_1$  et  $T_2$

$$I_b = I_{b1} = I_{b2} = \frac{U_{cc}}{R_b} = \frac{12}{33 \cdot 10^3} = 0,36 \text{ mA} \quad \left. \vphantom{\frac{U_{cc}}{R_b}} \right\} \Rightarrow I_b > \frac{I_{cs}}{\beta_{\text{mini}}}$$

$$I_{bs} = \frac{I_{cs}}{\beta_{\text{mini}}} = \frac{12 \cdot 10^{-3}}{50} = 0,24 \text{ mA}$$

- Vérification sur les constantes de temps:

on doit vérifier que :  $t_d = t_p = 0,69 R_b C \gg (3 \div 5) R_u C$

$$\left\{ \begin{array}{l} 5 \cdot R_u C = 5 \cdot 10^3 \cdot 2,2 \cdot 10^{-9} = 11 \mu\text{s} \\ t_d = t_p = 50 \mu\text{s} \end{array} \right\} \text{ condition vérifiée.}$$

La condition étant vérifiée, les signaux que l'on obtiendra, auront une forme convenable.

b) calculs pour  $\& 1$  fréquence de sortie  $\left\{ \begin{array}{l} f_s = 10 \text{ KH}_z \\ \text{et } Q = 5 \end{array} \right.$

Le schéma est toujours le même, ce quia chargé c'est le coefficient de remplissage  $\alpha = \frac{1}{Q}$  ; c'est à dire qu'on a modifié le rapport cyclique; cette fois-ci  $t_p$  est différente de  $t_d$ . On gardera la même capacité C et on changera les deux résistances  $R_{b1}, R_{b2}$  :

- source d'alimentation :	U = 12v
- Courant de saturation :	I <sub>CS</sub> = 12mA
- Résistance R <sub>u</sub>	R <sub>u</sub> = 1K $\Omega$
- Capacité C	C = 2,2n F

- Résistance R<sub>b1</sub> et R<sub>b2</sub> :

on a :  $\left\{ \begin{array}{l} Q = \frac{5}{\alpha} \\ Q = \frac{5}{t_d} \end{array} \right.$

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{10 \cdot 10^3} = 10^{-4} \text{ s} = 100 \mu\text{s}$$

$$t_d = \frac{T}{Q} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{5} = 20 \mu\text{s}$$

$$t_p = T - t_d = 80 \mu\text{s}$$

$$t_d = R_{b2} C \cdot 0,69 \Rightarrow R_{b2} = \frac{t_d}{C \cdot 0,69} = \frac{20 \cdot 10^{-6}}{2,2 \cdot 10^{-9} \cdot 0,69}$$

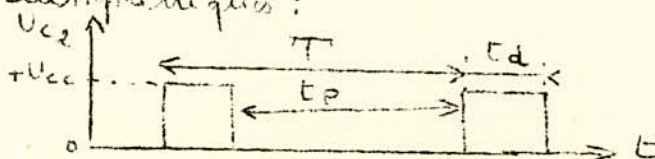
$$R_{b2} = 13,17 \text{ K } \Omega$$

on prendra :  $R_{b2} = 13 \text{ K } \Omega$

$$t_p = 0,69 R_{b1} C = 4 t_d \Rightarrow R_{b1} = 4 \cdot \frac{t_d}{0,69 \cdot C} = 4 \cdot R_{b2}$$

$$R_{b1} = 52 \text{ K } \Omega$$

Les signaux recueillis à la sortie U<sub>c2</sub> sont des impulsions :



$$t_p = 4 t_d$$

$Q = 5$
$t_p = 4t_d$
$R_{b1} = R_{b2} \cdot 4$

- vérification des résultats:

- fonctionnement des transistors  $T_1$  et  $T_2$  en régime de saturation

$$T_2 \left\{ \begin{array}{l} I_{b2} = \frac{U_{cc}}{R_{b2}} = \frac{12}{13,2} \cdot 10^{-3} = 0,91 \text{ mA} \\ I_{cs2} = 12 \cdot 10^{-3} = 0,24 \text{ mA} \end{array} \right\} \Rightarrow I_{b2} > \frac{I_{cs}}{\beta_{mi}}$$

$$T_1 \left\{ \begin{array}{l} I_{b1} = \frac{U_{cc}}{R_{b1}} = \frac{12}{50} \cdot 10^{-3} = 0,24 \text{ mA} \\ \frac{I_{cs}}{\beta_{mi}} = 0,24 \text{ mA} \end{array} \right\} \Rightarrow I_{b1} = \frac{I_{cs}}{\beta_{mi}}$$

le transistor fonctionne à la limite de la saturation

- Calcul des constantes de temps:

$$\bullet T = T_1 = T_3 = R_u C = 1 \cdot 10^3 \cdot 2,2 \cdot 10^{-9} = \underline{2,2 \text{ } \mu\text{s}}$$

$$\bullet T_2 = R_{b2} C = 13,2 \cdot 10^3 \cdot 2,2 \cdot 10^{-9} = \underline{29 \text{ } \mu\text{s}}$$

$$\bullet T_u = R_{b1} C = 4 T_2 = \underline{116 \text{ } \mu\text{s}}$$

$$c - f_g = 100 \text{ KH}_z ; Q = 2$$

On reprend toujours les mêmes calculs et on a :

$$- U_{cc} = 12 \text{ v}$$

$$- I_{cs} = 12 \text{ mA}$$

$$- R_u = 1 \text{ K } \Omega$$

$$Q = 2 \implies t_d = t_p = \frac{T}{2}$$

$$T = \frac{1}{f_g} = \frac{1}{100 \cdot 10^3} = 10^{-5} \text{ s} = 10 \mu\text{s}$$

$$t_d = t_p = 5 \mu\text{s}$$

Détermination de la résistance  $R_b$  :

On a la condition pour l'obtention de signaux convenable :

$$t_d = 0,69 R_b C \gg (3 \div 5) R_u C$$

$$R_b \gg \frac{(3 \div 5) R_u}{0,69} = \frac{5 \cdot R_u}{0,69} = 7,2 R_u$$

$$\boxed{R_b \gg 7,2 \text{ K}} \quad \text{on choisira } \boxed{R_b = 33 \text{ K } \Omega}$$

d'où la capacité C :

$$C = \frac{t_d}{0,69 \cdot R_b} = \frac{5 \cdot 10^{-6}}{0,69 \cdot 33 \cdot 10^3} = 220 \text{ p F}$$

$$\boxed{C = 220 \text{ p F}}$$

Vérifications:

$$- I_{b1} = I_{b2} = I_b = \frac{U_{cc}}{R_b} = \frac{12}{33 \cdot 10^3} = 0,36 \text{ mA} > \frac{I_{cs}}{\beta} = 0,24 \text{ mA}$$

la condition de saturation des deux transistors est vérifiée.

- Calcul des  $\tau$  de temps:

$$\tau_1 = R_u C = 10^3 \cdot 220 \cdot 10^{-12} = 0,22 \mu\text{s}$$

$$\tau_2 = R_{b1} C = R_{b2} C = R_b C = 33 \cdot 10^3 \cdot 220 \cdot 10^{-12} = 7,26 \mu\text{s}$$

$$\tau \ll t_d = 5 \mu\text{s}$$



a)  $f = 1 \text{ Hz}; Q = 2 :$

-  $U_{cc} = 12 \text{ V}$

-  $U_{cs} = 12 \text{ mA}$

-  $R_U = 1 \text{ K} \Omega$

-  $R_{b1} = R_{b2} = R_b = \frac{U_{cc} \cdot \beta_{\text{mini}}}{I_{cs} \cdot N} = 33 \text{ K} \Omega \quad (N = 1,5)$

-  $Q = 2 \Rightarrow t_p = t_d \Rightarrow T = t_p + t_d = 2t_p = 2t_d = 1 \text{ s}$

$t_p = t_d = 0,5 \text{ s}$

-  $C = \frac{t_p}{0,69 \cdot R_b} = \frac{0,5}{0,69 \cdot 33 \cdot 10^3} = 22 \text{ } \mu\text{F} \quad (22 \text{ micro-Farads})$

$C = 22 \text{ } \mu\text{F}$

- Vérifications:

↗ condition de saturation des transistors:

\*  $I_{b1} = I_{b2} = I_b = \frac{12}{33 \cdot 10^3} = 0,36 \text{ mA}$

$\frac{I_{cs}}{\beta_{\text{mini}}} = 12 \cdot 10^{-3} = 0,24 \text{ mA}$

$I_b > \frac{I_{cs}}{\text{mini}}$

\* Autre vérification  $0,69 R_b C \gg (3+5) R_u G \quad 0,5 \text{ s} > 0,11 \text{ s}$

↗  $\tau_u = R_u C = 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-6} = 22 \text{ ms}$

$\tau_b = R_b C = 33 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-6} = 726 \text{ ms}$

1-3 - Monostable.

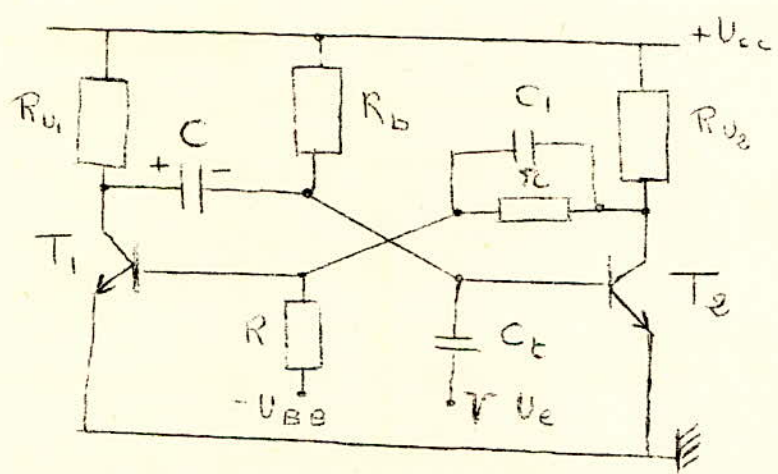
Un circuit monostable est un circuit possédant un état stable et un état instable.

En l'absence de signal extérieur, le circuit reste indéfiniment sans son état stable.

En présence d'une sollicitation extérieure convenable, le circuit passe de l'état stable à l'état instable puis revient à son état stable après un certain temps qui dépend de la structure du circuit et des valeurs des ~~des~~ composants.

131 - Monostable à couplage base collecteur

1311 - Principe de fonctionnement.



L'état stable est caractérisé par  $T_1$  bloqué et  $T_2$  conducteur. En effet  $T_1$  est bloqué car la tension négative.  $U_{BB}$  est appliquée par l'intermédiaire de la résistance  $R$  à sa base, son collecteur est porté à la tension  $+U_{CC}$ .

Le transistor  $T_2$  est saturé à cause du courant de saturation Emetteur-base à travers  $R_b$ ; son collecteur est à la masse. Pendant cet état, le condensateur  $C$  se charge à travers  $R_{u1}$  à la tension  $U_{CC}$ .

.../...

Appliquons maintenant une impulsion négative sur la base de  $T_f$ , on produit ainsi le blocage de ce dernier.

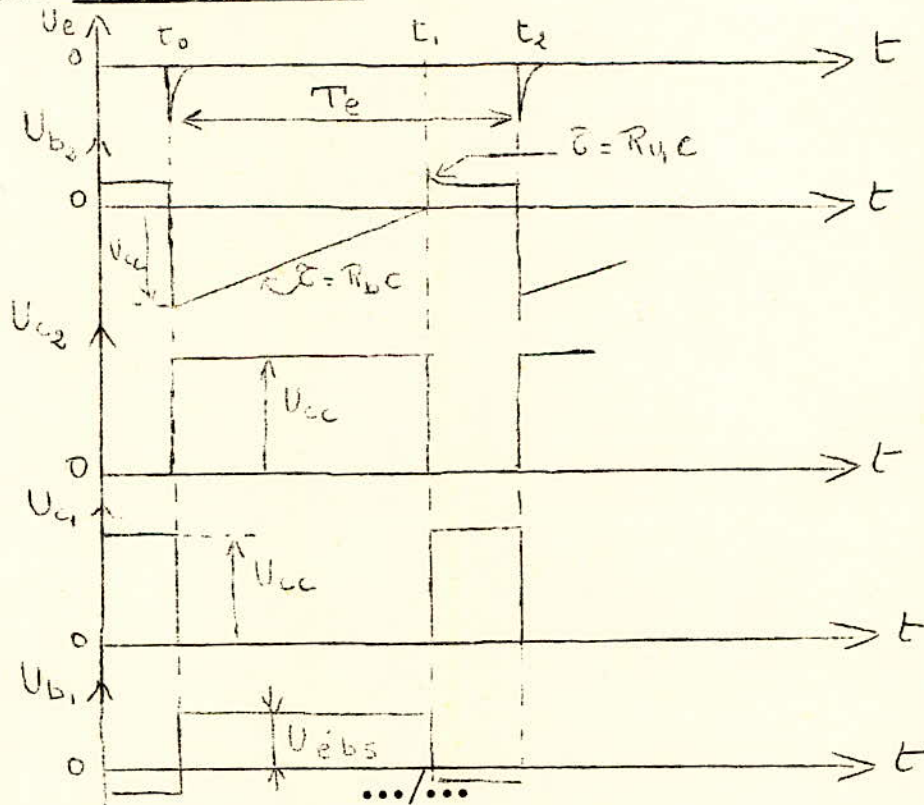
La tension de collecteur de ce transistor passe de  $0^V$  à  $U_{cc}$ . Cette augmentation de tension est transmise à la base de  $T_1$  par le circuit  $(R, C)$  et le transistor  $T_1$  conduit; le potentiel de son collecteur va tendre vers  $0^V$ .

Où se trouve dans le **second** état caractérisé par  $T_1$  saturé et  $T_r$  bloqué: c'est l'état instable.

Durant cet état le condensateur  $C$  se décharge à travers la résistance  $R_b$  lorsque la tension de base de  $T_r$  ( $U_{b2}$ ) atteint la tension de déblocage,  $T_r$  commence à conduire, sa tension de collecteur  $U_{c2}$  chute à zéro volt; d'où le blocage du transistor  $T_1$ .

Où se retrouve ainsi dans l'état stable.

### 1312 Diagramme de temps.





A L'instant  $t_0$  on applique une impulsion négative.

Le condensateur C chargé à la tension  $U_{cc}$  se décharge à travers  $R_b$  avec la constante de temps  $\tau = R_b C$  qui est inférieure à la période des impulsions de commande.

Le transistor  $T_r$  étant bloqué, la tension de son collecteur est égale à  $+U_{cc}$ , ce qui fait conduire le transistor  $T_1$ .

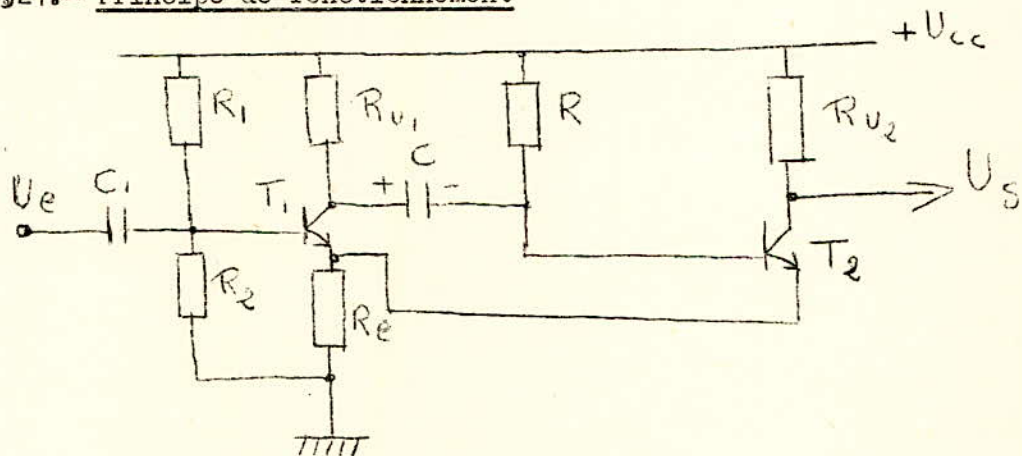
A L'instant  $t_1$ , le transistor  $T_2$  commence à conduire et  $T_1$  est bloqué et le monostable revient à son état initial stable.

### 1.32 - Monostable à couplage par les émetteurs

Dans ce cas on a un couplage capacitif entre le collecteur de  $T_1$  et la base de  $T_r$ , et un couplage continu à l'aide d'une résistance commune aux émetteurs des transistors  $T_1$  et  $T_r$ .

On remarque qu'une seule source d'alimentation est nécessaire.

#### 1321.- Principe de fonctionnement



L'état stable sera caractérisé toujours par  $T_1$  bloqué et  $T_r$  saturé, pour la même raison que l'étude précédente. Le condensateur C se charge à la tension  $U_{cc} - U_{c2}$ , très rapidement.

.../...



l'application d'un signal impulsionnel positif d'amplitude suffisante à l'entrée du monostable fait conduire  $T_1$  et bloqué  $T_r$  grâce aux couplages capacitif et continu.

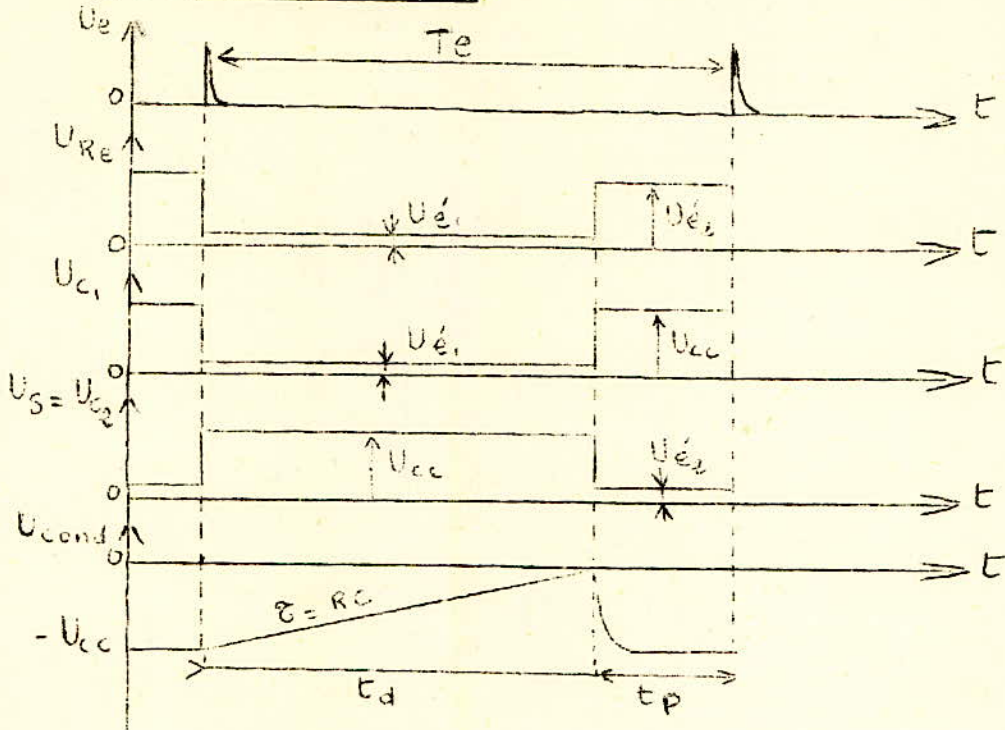
Pour qu'on ait un processus cumulatif qui accélère le basculement du système et le maintienne dans son nouvel état (instable) après disparition de l'impulsion de commande, il faut que la variation de la tension  $U_e$  durant l'état intermédiaire ( $\Delta U = U_{e1} - U_{e2}$ ) soit négative.

Il en résulte que :  $R_e I_{e1} - R_e I_{er} < 0$

$$\underline{I_{e2} > I_{e1}}$$

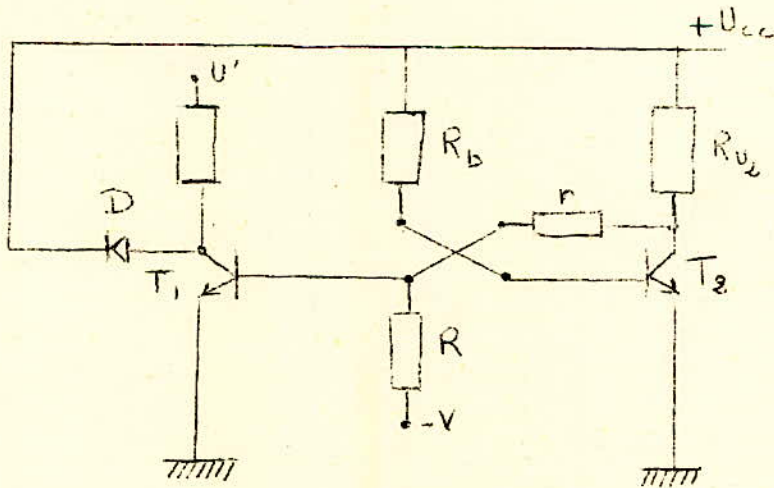
Le condensateur  $C$  se décharge à travers la résistance  $R$  et le transistor  $T_1$ . Lorsque la tension de base de  $T_2$  ( $U_{b2}$ ) est voisine de zéro,  $T_1$  se bloque et  $T_r$  redevient conducteur, ~~anreppasse~~ ainsi à l'état stable.

132 Diagramme de temps



133 - Variantes des monostables

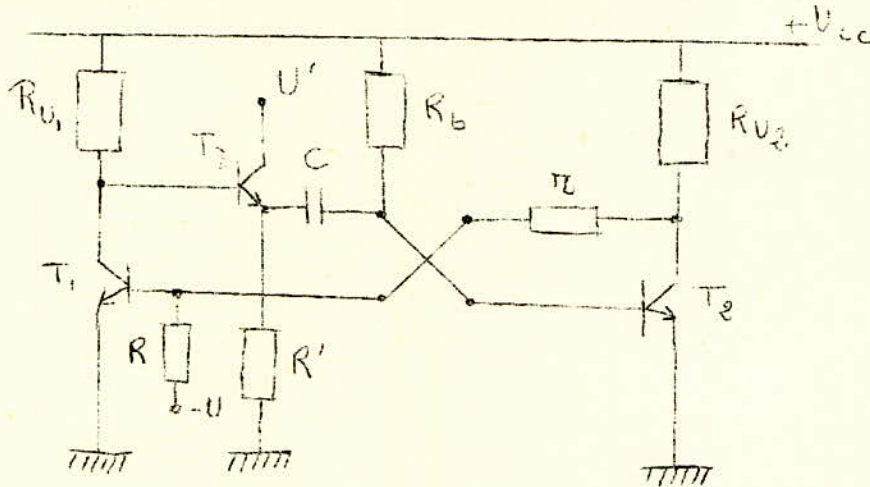
1331- Emploi d'une diode



.../...

La diode limite le temps de montée de la tension de **colluteur** du transistor  $T_1$  ; mais il faut ramener la résistance  $R_{v1}$  à une tension  $U'$  supérieur à  $U_{cc}$

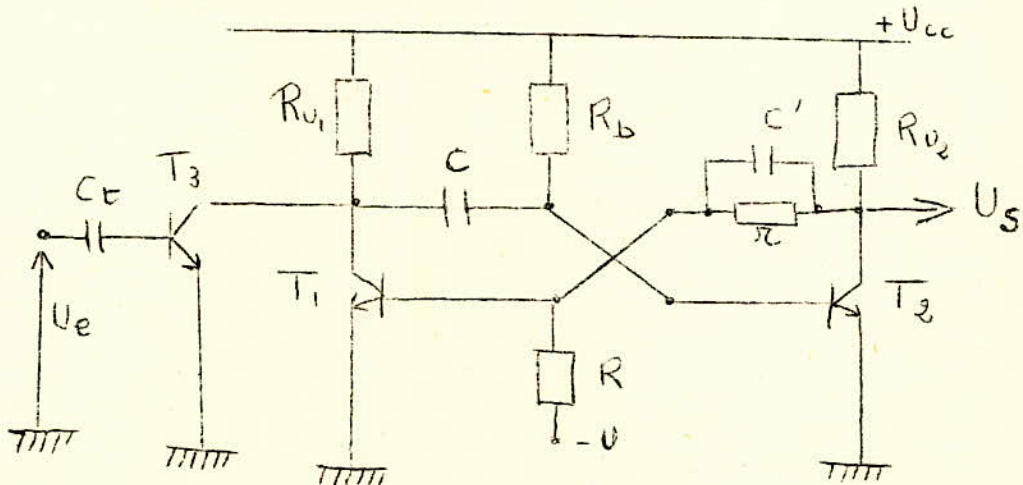
1332 - Emploi d'un transistor supplémentaire:



On peut aussi agir sur la rapidité en utilisant ce transistor  $T_3$  monté en emetteur suiveur entre le collecteur de  $T_1$  et la base de  $T_2$  .

La tension  $U'$  est supérieur à  $U_{cc}$  car le collecteur de  $T_1$  est relié directement à la base de  $T_3$  .

1333- Introduction d'un condensateur et d'un transistor supplémentaire



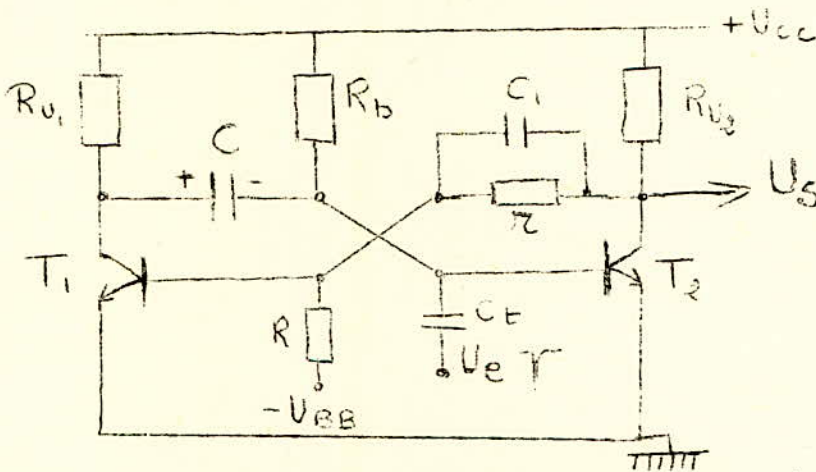
.../...

Les condensateurs C et C' sont dits de commutation car ils accélèrent la vitesse de basculement. leur fonction est d'assurer que les variations de tensions sur un collecteur soient transmises rapidement sur la base de l'autre transistor, car ils ne peuvent se charger ou se décharger instantanément.

L'application d'un signal à l'entrée du montage aura pour effet de bloquer le transistor  $T_r$  et de saturer le transistor  $T_1$ .

134 - Calculs des monostables

On utilise un circuit monostable à couplage base - collecteur, avec des signaux d'entrée négatifs (fréquence  $f_e$ ), et une source de polarisation extérieure ( $-U_{BB}$ ) ;



On a les caractéristiques du transistor 2 N 2 2 2 2 :

$$U_{cB \max}^{V} = 60V ; U_{eB \max}^{V} = 5V ; I_{c \max}^{A} = 10 \mu A$$

$$U_{cE \max}^{V} = 30V ; I_{c \max} = 800 \text{ m A} ; \beta_{\min} = 50 ; f_{\leq} 250 \text{ M Hz}$$

.../...



\* Calcul des éléments du circuit

On a :  $U_{cB \max} \geq 2 V_{cc} \Rightarrow U_{cc} \leq \frac{U_c Dm}{2} = \frac{60}{2} = 30^v$

On prend:  $U_{cc} = 12^v$

\* Calcul des résistances  $R_{u1}$  et  $R_{u2}$

$R_{u1} = R_{u2} = R_u \frac{(0,8 \div 0,9)}{I_{cs}} U_{cc}$

Avec:  $20 I_{com} \ll I_{cs} \leq I_{c \max}$   
 $200 \mu A \ll I_{cs} \leq 800 mA$

On prendra  $I_{cs} = 12 mA$  (courant de collecteur de saturation = 12 mA)

Pour la valeur de la résistance  $R_u$  :

$R_u = \frac{U_{cc}}{I_{cs}} = \frac{12}{12 \cdot 10^{-3}} = 1K \Omega$

$R_u = 1K \Omega$

\* Calcul de la résistance  $R_b$

$R_b = \frac{R_u \cdot \beta_{\min}}{N}$  avec  $N (1 \div 1,5)$

On prendra  $N = 1,5$

$R_b = \frac{1 \cdot 10^3 \times 50}{1,5} = 33,3 K \Omega$

$R_b = 33K \Omega$

\* Détermination de la tension de polarisation  $U_{BB}$

On prendra :  $U_{BB} = 5^v$

- Calcul de la résistance R:

$$R \leq \frac{0,8 \cdot U_{BB}}{I_{com}} = \frac{0,8 \cdot 5}{10 \cdot 10^{-6}} = 400 \text{ K } \Omega$$

On prendra:  $R = 100 \text{ K } \Omega$

- Calcul de la résistance  $R_c$  :

est donnée par :

$$R_c \leq R_u \left[ \frac{\beta_{\text{mini}}}{1 + \beta_{\text{mini}} \cdot \frac{U_{BB}}{U_{cc}} \cdot \frac{R_u}{R}} - 1 \right]$$

$$R_c \leq \frac{10^3 \cdot 50}{1 + 50 \cdot \frac{5}{12} \cdot \frac{1 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3}} = 40,32 \text{ K } \Omega$$

On prendra ;  $R_c = 20 \text{ K } \Omega$

- Calcul de la tension de sortie  $U_s$  :

$$U_s = a \cdot U_{cc} = (0,7 \cdot 1,35 = 0,95) \cdot U_{cc}$$

$$U_s = 0,95 \times 12 = 11,4 \text{ V}$$

$$U_s = 11,4 \text{ V}$$

- Détermination de la capacité  $C_1$  :

$$(100 \leq C_1 \leq 600) \text{ pF}$$

On choisit

$$C_1 = 100 \text{ pF}$$

- Détermination de la capacité C

La capacité C est donnée par la relation :

$$C = \frac{t_d}{0,69} \quad \text{avec } t_d = \text{durée de l'impulsion à la sortie du monostable.}$$

D'autre part  $t_d$  est donnée par :  $\underline{t_d = 0,7 T_e}$

avec  $T_e$  = période du signal d'entrée

On appliquera au monostable un signal carré qui sera dérivé et redressé de tel façon qu'à la : du deuxième transistor du monostable a recueille des impulsions négatives.

Pour différentes fréquences ( période) d'entrée; calculons la capacité C :

$t_{de}$  = durée de l'impulsion à l'entrée du monostable

$t_e$  = période d'entrée =  $2 t_{de}$  ( $t_{de} = t_{pe}$ )

$f_e$  = fréquence d'entrée =  $\frac{1}{T_e}$

$t_d$  = durée de l'impulsion recueille à la sortie du : monostable. =  $0,7 \cdot T_e$

$$C = \frac{t_d}{0,69 \cdot R_b}$$

On aura le tableau suivant:

$t_d$	$T_e$	100 ms	1 ms
$T_e$	$f_e$	200 ms	2 ms
$f_e$	$t_d$	5 Hz	500 Hz
$t_d$	D	140 ms	1,4 ms
D		246 nF	60 nF

- Calculs des différents temps

a) Pour  $t_{de} = 100 \text{ mS}$

$$T_e = 2 t_{de} = 200 \text{ mS}$$

$$t_d = 0,7 T_e = 140 \text{ mS}$$

$$t_p = t_e - t_d = 60 \text{ mS}$$

$$t_{m1} = \tau_1 \ln 9 = R_u C_2 \ln 9 = 220 \text{ mS}$$

$$t_{m2} = \tau_2 \ln 9 = C_1 \cdot \frac{R_u R}{R + R} \ln 9 = 3,66 \text{ mS}$$

$$T' = (3 \text{ } 5) R_u C = 5 \cdot R_u C = 5 \cdot 1 \cdot 10 \cdot 3 \cdot 6 \cdot 10^6 = 30 \text{ mS}$$

.../...

$$b) \boxed{t_{de} = 1 \text{ mS}}$$

$$T_e = 2 t_{de} = 2 \text{ mS}$$

$$t_d = 0,7 T_e = 1,4 \text{ mS}$$

$$t' = 5 \cdot R_u C = 5 \cdot 10^3 \cdot 60 \cdot 10^{-9} = 300 \mu\text{S} = 0,3 \text{ mS}$$

$$t_p = T_e - t_d = 0,6 \text{ mS}$$

$$t_{m1} = 220 \text{ nS}$$

$$t_{m2} = 3,66 \text{ mS}$$

$$c) \boxed{t_{de} = 4 \text{ s}}$$

$$T_e = 2 t_{de} = 8 \text{ s}$$

$$t_d = 0,7 T_e = 5,6 \text{ s}$$

$$t_p = T_e - t_d = 2,4 \text{ s}$$

$$t' = 5 \cdot R_u C = 5 \cdot 10^3 \cdot 240 \mu\text{F} = 12 \cdot 10^5 \cdot 10^{-6} = 1,2 \text{ s}$$

$$t_{m1} = 220 \text{ nS}$$

$$t_{m2} = 3,66 \text{ mS}$$

Vérification des conditions de fonctionnement des monostables:  
pour que le monostable fonctionne il faut que ces éléments  
vérifiant les conditions suivantes :

a) condition de l'état stable :

$$\boxed{\frac{\beta_{\text{mini}} \cdot R_u}{R + R_u} > 1}$$

La condition est vérifiée

$$\frac{50 \cdot 10^3}{(20+1) \cdot 10^3} = \frac{50}{21} > 1$$

$$b) \boxed{\frac{U_{cc} \cdot R}{R_u + R} \geq U_s \text{ donné}}$$

$$\frac{12 \cdot 20 \cdot 10^3}{21 \cdot 10^3} = 11,45 >$$

$$U_s \text{ donné} = 11,4^{\text{V}} \\ = (0,95 \cdot 12)^{\text{V}}$$



$$c) \boxed{\frac{C \cdot R \cdot \tau}{R + \tau} < T_e}$$

Pour  $t_{de} = 100 \text{ mS}$ ,  $t_{de} = 1 \text{ ms}$  et  $t_{de} = 4 \text{ s}$  on a cette condition qui est vérifiée, en effet: pour :

$$\begin{array}{l}
 - \frac{t_{de} = 100 \text{ mS}}{\quad} \quad T_e = 200 \text{ mS} \\
 \quad \quad \quad \quad \quad \quad t_d = 140 \text{ mS} \\
 \quad \quad \quad \quad \quad \quad t' = 30 \text{ mS}
 \end{array} \left. \vphantom{\begin{array}{l} \\ \\ \\ \end{array}} \right\} T_e > (t_d + t')$$

$$C \cdot \frac{R \cdot \tau}{R + \tau} = 6 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{100 \cdot 20 \cdot 10^6}{120 \cdot 10^3} = 0,1 \text{ s} < T_e = 0,2 \text{ s}$$

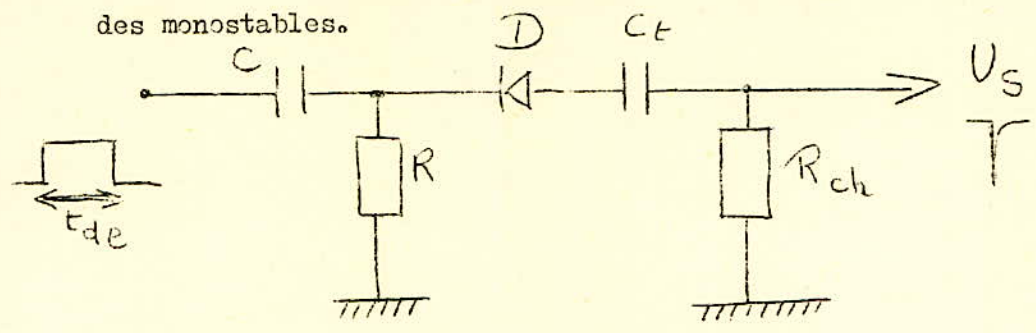
$$\begin{array}{l}
 - \frac{t_{de} = 1 \text{ ms}}{\quad} \\
 C \cdot \frac{R \cdot \tau}{R + \tau} = 60 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{100 \cdot 20 \cdot 10^6}{120 \cdot 10^3} = 1 \text{ ms} < T_e = 2 \text{ ms}
 \end{array}$$

$$\begin{array}{l}
 - t_{de} = 4 \text{ s} \\
 C \cdot \frac{R \cdot \tau}{R + \tau} = 240 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{100 \cdot 20 \cdot 10^6}{120 \cdot 10^3} = \frac{240}{60} = 4 \text{ s} < T_e = 8 \text{ s}
 \end{array}$$

R

.../...

Calculs des éléments des circuits dérivateur à placer à l'entrée des monostables.



- on a :  $U_e = 12v$  ;  $R_{ch} < R_b$  ;  $C_t = (100 \frac{\circ}{\circ} 3\ 000) \text{ p F}$   
 pour : 1)  $t_d = 4_s$        $T \leq 0,05 t_d$   
 2)  $t_d = 100 \text{ m s}$   
 3)  $t_d = 1 \text{ m s}$

\* 1)  $t_d = 4 \text{ s}$

Pour avoir des impulsions brèves on doit avoir :

$$T = R C \leq 0,05 t_d$$

on prendra :  $T = 0,05 t_d = 0,05 \cdot 4 = 0,2 \text{ s} = R C$

on a :  $R \ll R_{ch} = R_b$

Détermination de  $R_b$  :

$R_b$  = résistance de base du transistor (étage suivant : placé après le circuit dérivateur).

le transistor 2 N 2 2 2 2  $\Rightarrow I_{cs} = 12 \text{ mA}$

$$I_{bs} = \frac{I_{cs}}{mi} = \frac{12 \cdot 10^{-3}}{50} = 0,24 \text{ mA}$$

$$I_{bm} = N I_{bs} = (2 \frac{\circ}{\circ} 3) I_{bs} = 2 I_{bs}$$

$$I_{bm} \approx 0,4 \text{ mA}$$

.../...

$$\text{d'où: } R_b = \frac{U_p}{I_{bm}} = \frac{12}{0,40 \cdot 10^{-3}} = 30 \text{ K}\Omega$$

$$\boxed{R_b = 30 \text{ K}\Omega}$$

$$(R_b = 30 \text{ K}\Omega)$$

on prendra :

$$\boxed{R = 1 \text{ K}\Omega}$$

$$\text{d'où } C = \frac{T}{R} \frac{0,2}{103} = \boxed{200 \mu\text{F}}$$

$$* 2) \quad \boxed{t_d = 100 \text{ ms}}$$

$$T = RC = 0,05 t_d = 0,05 \cdot 100 \cdot 10^{-3} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

$$R_{ch} = R_b = 30 \text{ K}$$

$$\boxed{R = 1 \text{ K}\Omega}$$

$$C = 5 \cdot 10^{-6} \text{ F} = 5 \mu\text{F}$$

$$\boxed{C = 5 \mu\text{F}}$$

$$3) \quad \boxed{t_d = 1 \text{ ms}}$$

$$C = RC = 0,05 t_d = 0,05 \cdot 10^{-3} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ s}$$

$$\boxed{R = 1 \text{ K}}$$

$$C = 5 \cdot 10^{-8} \text{ F}$$

$$\boxed{C = 50 \text{ nF}}$$

- Choix de la capacité  $C_t$  ( capacité de transmission )

$$C_t = ( 100 \frac{\cdot}{\cdot} 3000 ) \text{ pF}$$

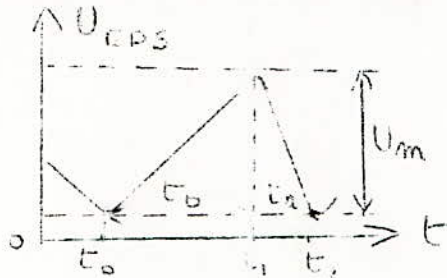
on choisira

$$\boxed{C_t = 1000 \text{ pF}}$$

1-4 - GENERATEUR DE DENTS DE SCIE

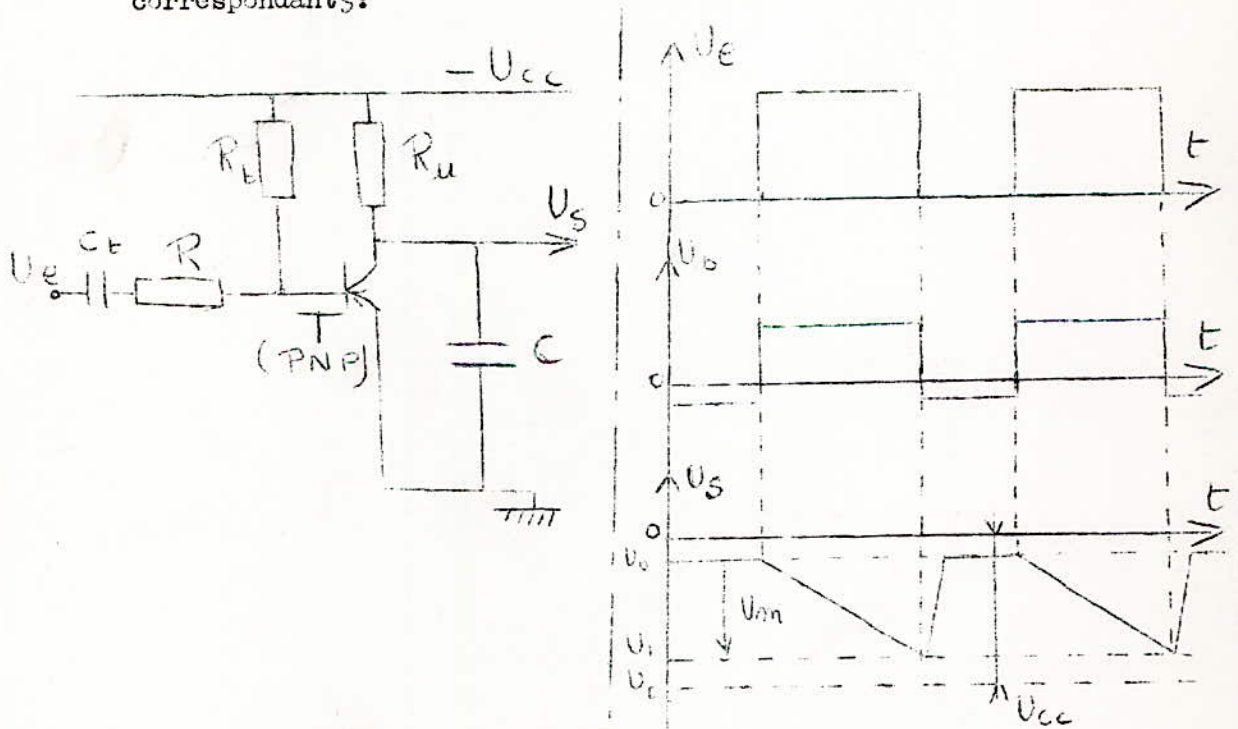
1-4I Principe de fonctionnement. Diagramme de temps.

Un signal dont la variation est linéaire de la valeur initiale à sa valeur maximale et qui retourne ensuite rapidement à sa valeur initiale est un signal en dent de scie.



$t_b$  = temps de balayage  
 $t_r$  = temps de retour  
 $T = t_b + t_r$  avec  $t_b \gg t_r$

Soit le fonctionnement d'un générateur de dents de scie à transistor PNP. Le circuit utilisé est le suivant, avec ses signaux correspondants:



.../...



Lorsque la tension de base  $U_b$  est négative, le transistor conduit, la tension de sortie prise sur le collecteur du transistor est au potentiel  $U_o$ .

lorsque la tension de base est positive, le transistor est bloqué, le condensateur C se charge avec une constante de temps

$$\tau = R_u \cdot C = \tau$$

Lorsque la tension de base redevient négative, le condensateur se charge rapidement à travers l'espace émetteur - collecteur du transistor.

La variation de la tension du condensateur C pendant la durée  $t_b$  est :

$$U_c(t) = -U_o - (U_{cc} - U_o) \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \text{ avec } \tau = R_u \cdot C = \tau$$

Pour que cette tension varie linéairement pendant la durée de balayage il faut  $t_d \ll \tau$ .

En développant l'expression ci-dessus, on a :

$$U_c(t) = -U_o - (U_{cc} - U_o) \cdot \frac{t}{\tau} \left( 1 - \frac{t}{2\tau} \right) \text{ avec } t \ll 2\tau$$

$$U_c(t) = -U_o - (U_{cc} - U_o) \frac{t}{\tau}$$

d'autre part :

$$U_m = U_1 - U_o = U_c(t_b) - U_c(0) = U_o - U_{cc} = \frac{t_b}{\tau}$$

On définit deux coefficients:

$$\epsilon = \frac{U'(0) - U'(t_b)}{U'(0)} = \text{coefficient de non linéarité.}$$

$$K_u = \frac{U_m}{U_{cc}} = \text{coefficient d'utilisation de la tension d'alimentation.}$$

.../...

Avec  $U'(0)$  et  $U'(t_b)$  qui représentent les vitesses de variation de la tension au moment  $t_0$  et  $t_1$ .

$$\text{On a : } U_{cc} = - (U_{cc} - U_0) \frac{1}{\tau} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} = -\frac{U_{cc} - U_0}{\tau} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\text{Pour } t = 0 \text{ on a : } U'(0) = -\frac{A}{\tau}$$

$$\begin{aligned} \text{Pour } t = t_b \text{ on a : } U'(t_b) &= -\frac{A}{\tau} e^{-\frac{t_b}{\tau}} = -\frac{A}{\tau} \\ &= -\frac{A}{\tau} \left[ 1 - \frac{t_b}{\tau} + \frac{t_b^2}{2\tau^2} \right] \end{aligned}$$

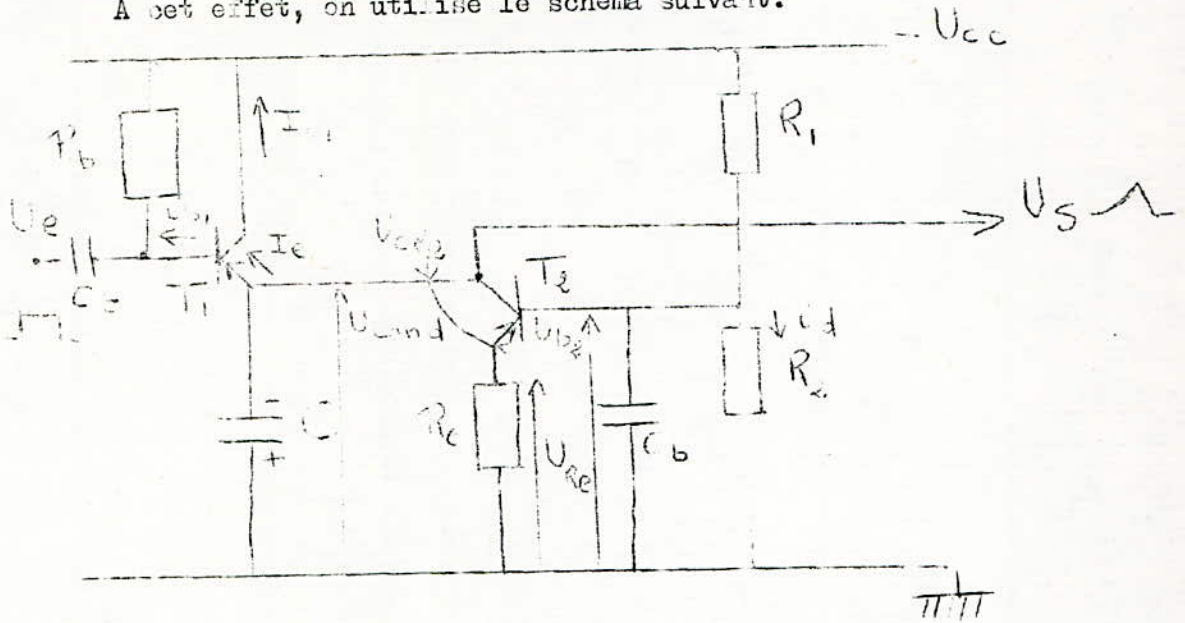
$$\text{On trouve : } \tau \approx \frac{t_b}{\epsilon} - \frac{t_b^2}{2\tau^2} \approx \frac{t_b}{\epsilon} = \frac{U_m}{U_0 - U_{cc}} \text{ car } U_m = (U_0 - U_{cc}) \frac{t_b}{C M_b}$$

$$\text{d'autre part : } K_u = \frac{U_m}{U_{cc}} = \epsilon \left( 1 - \frac{U_0}{U_{cc}} \right)$$

Pour améliorer la linéarité de la tension de sortie, il faut charger ou décharger le condensateur à courant constant. Dans ce cas, la tension à ses bornes croît linéairement.

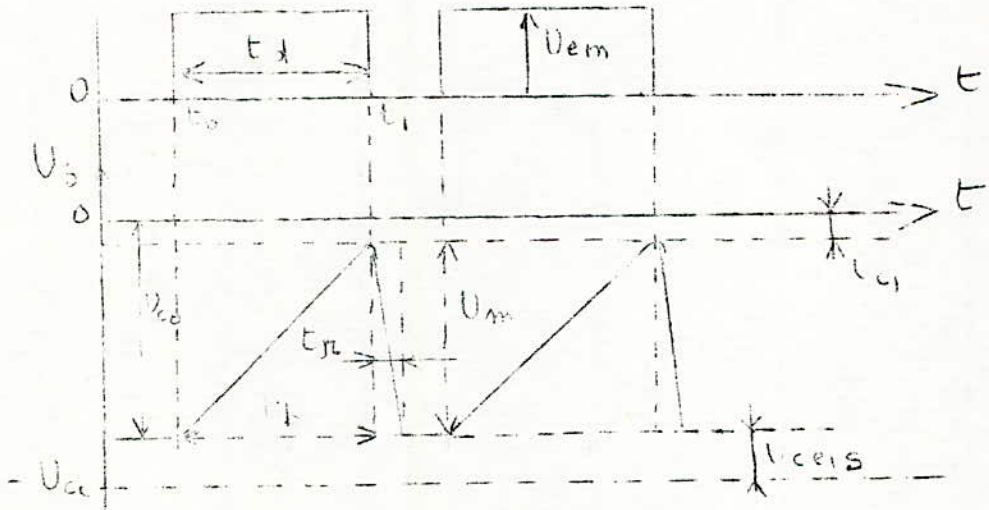
Pour cela, on utilise un transistor au lieu de la résistance  $R_u$ , transistor qui joue le rôle d'élément stabilisateur de courant

A cet effet, on utilise le schéma suivant:



Les signaux relatifs à ce circuit sont les suivants:

$U_{be}$



Initialement les transistors  $T_1$  et  $T_2$  sont conducteurs.  
 On s'arrange pour que le transistor  $T_1$  fonctionne en régime de saturation faible et le transistor  $T_2$  dans le domaine actif.  
 Dans ce cas la chute de tension sur la résistance  $R_c$  est égale à :  
 $(U_{cc}) = I_{ero} \cdot R_c = U_{b2} + U_{bé ro}.$

Pour avoir un fonctionnement normal, il faut que :

$$|U_{b2}| \gg |U_{bero}| \quad I_{e ro} \approx \frac{U_{b2}}{R_3}$$

Pendant le fonctionnement, la tension  $U_{b2}$  doit être maintenue constante, ceci est réalisée si :

$$I_d = \frac{U_{cc}}{R_1 + R_2} \gg I_{b2}$$

Alors  $U_{b2} = -R_2 I_d = -\frac{U_{cc} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \text{constante.}$

Au moment  $t_0$ , l'application de l'impulsion positive bloqué le transistor  $T_1$ . Le condensateur C se décharge.

Pour réaliser la variation linéaire de la tension de décharge du condensateur il faut que le courant  $i_e$  soit constant. La condition générale de décharge de C est que la résistance  $r_S$  soit la plus grande possible  $r_S \approx r_c$  ( 100 KΩ à 1 MΩ ), avec  $r_c =$  la résistance de collecteur en base - commune et  $r_b$  étant la résistance de base en base commune

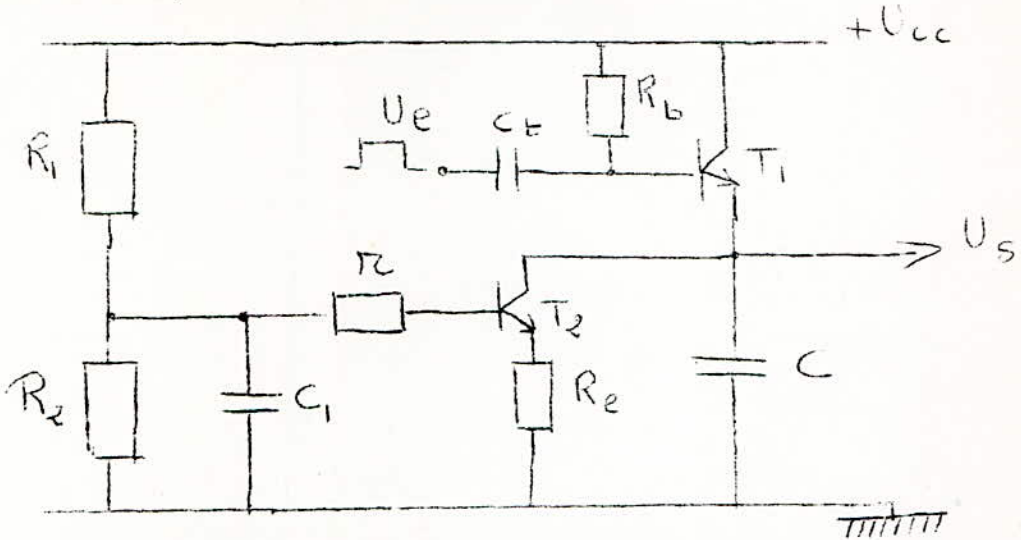
On a :  $r_S = r_c \left( 1 - \alpha \frac{r_b}{R_c + r_b} \right)$

.../...



1 - 42 - Calcul d'un générateur de dents de scie.

Pour cela, on utilise le schéma suivant:



\* Détermination de la tension d'alimentation  $U_{cc}$  :

$$\text{on a : } U_{cB \text{ max}} \geq U_{cc} + U_{em}$$

$$U_{em} \geq U_m$$

$$U_m = K_v \cdot U_{cc} \text{ avec } K_u = (0,6 \div 0,8)$$

on tire la relation donnant  $U_{cc}$

$$U_{cc} \leq \frac{U_{cB \text{ max}}}{1,6 \div 1,8} \cdot \frac{60}{1,6} = 37,5 \text{ v}$$

On prendra :  $U_{cc} = 12 \text{ v}$

\* Détermination du courant de saturation de  $T_1$  ( $I_{c1S}$ )

$$I_{c1S} \leq I_{cm} = 800 \text{ mA}$$

On prendra :  $I_{c1S} = 12 \text{ mA}$

\* Calcul de la résistance  $R_b$  :

$$R_b = \frac{U_{cés}}{I_{cS1}} \cdot \frac{\beta}{N} \text{ avec } N = 1,0 \div 1,5 ; U_{cés} \approx 0,3 \text{ v}$$

.../...

$$R_b \leftarrow \frac{0,3 \times 50}{12 \cdot 10^{-3} \cdot 1} = 1,25 \text{ K}$$

on prendra  $R_b = 1 \text{ K}\Omega$

\* Détermination de  $I_{c20}$

$$I_{c20} = \alpha I_{e10} \approx I_{e10}$$

$$= I_{b1} + I_{cS1} = I_{cS1} \left( 1 + \frac{N}{B} \right)$$

$$I_{c20} = 12 \cdot 10^{-3} \left( 1 + \frac{50}{1} \right) = 12,2 \text{ mA}$$

$$I_{c20} = 12,2 \text{ mA}$$

\* Détermination de la résistance  $R_e$

$$R_e = \left[ (5 \div 10)^\alpha - 1 \right] r_b \quad \text{avec } \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$\text{et } r_b = h_{ie} - \frac{h_{fe} R_e}{h_{fe} (1 - \alpha)}$$

$20 \Omega < r_b < 80 \Omega$  qui est une caractéristique du transistor.

on prendra  $r_b = 60 \Omega$

$$R_e \approx (8\alpha - 1) r_b = 8 \left( \frac{\beta}{\beta + 1} - 1 \right) r_b = 8 \left( \frac{50}{50 + 1} - 1 \right) 60$$

$$= 411 \Omega$$

$$R_e \approx 400 \Omega$$

\* Détermination de  $r_s$

$$100 \text{ K}\Omega < r_s < 1 \text{ M}\Omega \Rightarrow \text{on choisit } r_s = 500 \text{ K}\Omega$$

\* Détermination des résistances  $R_1$  et  $R_2$

$$I_d \gg I_{b2} = \frac{I_{c20}}{50} = \frac{12,2}{50} = 0,24 \text{ mA}$$

On prend  $I_d = 20 \text{ mA}$

$$R_2 = \frac{U_{b2}}{I_d} = \frac{R_e I_{c20}}{I_d} = \frac{400 \cdot 12,2 \cdot 10^{-3}}{0,98 \cdot 30 \cdot 10^{-3}} = 497 \Omega$$

$$R_2 \approx 500 \Omega$$

$$\text{On a } R_1 + R_2 = \frac{U_{cc}}{I_d}$$

$$\text{d'où: } R_1 = \frac{U_{cc}}{I_d} - \frac{U_{b2}}{I_d} = \frac{U_{cc} - U_{b2}}{I_d} = \frac{U_{cc} - R_2 I_d}{I_d}$$

$$\text{avec } U_{cc} = 12 \text{ V}; I_d = 30 \text{ mA} \text{ et } R_2 = 500 \Omega.$$

$$\text{On trouve } \boxed{R_1 = 100 \Omega}$$

\* Détermination de la capacité  $C_1$

$$C_1 = (3000 \rightarrow 5000) \text{ pF}$$

On prend :

$$\boxed{C_1 = 4 \text{ nF}}$$

\* Détermination de la capacité  $C_2$

$$\tau = t_d \text{ avec } \tau = \frac{R_s}{a} C$$

$$\tau = \frac{K_u \cdot U_{cc} \cdot a}{I_{c20} \cdot r_s}; \quad a = \frac{R_h + r_s}{R_{oh}}$$

$$K_u = 1 - \frac{U_{b2}}{U_{cc}} = \frac{U_{cc} - R_2 I_d}{U_{cc}} = 1 - \frac{500 \cdot 30 \cdot 10^{-3}}{12} = 0,25$$

$$\boxed{K_u = 0,25}$$

$$\text{Prendons } R_{oh} \gg r_s \Rightarrow a \approx 1$$

$$\text{d'où: } C = \frac{\tau}{R_s} = \frac{t_d}{\tau \cdot R_s} = \frac{t_d}{K_u \cdot U_{cc} \cdot r_s} = \frac{t_d}{I_{c20} \cdot U_{cc}} = \frac{t_d \cdot I_{c20}}{U_m}$$

Déterminons alors  $U_m$  :

$$U_{e \text{ max}} \gg U_m$$

$$U_m \approx U_{cc} - U_{b2}$$

$$\approx 12 - 9 = 3 \text{ V}$$

$$U_m = 3 \text{ V} \text{ qui est bien inférieur à } U_{e \text{ max.}}$$

.../...

$$\text{d'où : } C = \frac{t_d \cdot I_{c200}}{U_m}$$

$$\text{Prenons } f = 100 \text{ KHz}$$

$$\text{et } Q = 2 \Rightarrow t_d = \frac{1}{2 f_c} = \frac{1}{2 \cdot 10^5} = 5 \text{ ns},$$

d'où:

$$C = \frac{5 \cdot 10^{-6} \cdot 12,2 \cdot 10^{-3}}{3} \approx 20 \text{ nF}$$

$$\boxed{C = 20 \text{ nF}}$$

\* Calcul de  $t_r$  ( temps de retour)

$$t_r = (3 \div 5) \cdot C \cdot r_{\text{ées}}$$

$$\text{avec } r_{\text{ées}} \approx \frac{U_{\text{cés}}}{I_{\text{cs}}} = \frac{0,3}{12 \cdot 10^{-3}} = 25 \Omega$$

$$t_r = 3 \times 20 \cdot 10^{-9} \times 25 = 1,5 \mu\text{s}$$

$$\boxed{t_r = 1,5 \mu\text{s}}$$

\* Calcul de  $\varepsilon$  :

$$\varepsilon = \frac{K_u \cdot U_{cc} \cdot a}{I_{c20} \cdot r_s}$$

$$\text{avec } a = \frac{R_{ch}}{R_{ch} + r_s}$$

$$\text{Si } R_{ch} \gg r_s \Rightarrow a \approx 1 \Rightarrow \varepsilon = \frac{K_u \cdot U_{cc}}{I_{c20} \cdot r_s}$$

Appl.

$$\varepsilon = \frac{0,25 \cdot 12}{12,2 \cdot 10^3 \times 500 \cdot 10^3} = 0,05 \cdot 10^{-2}$$

$$\boxed{\varepsilon = 0,05 \%}$$

.../...



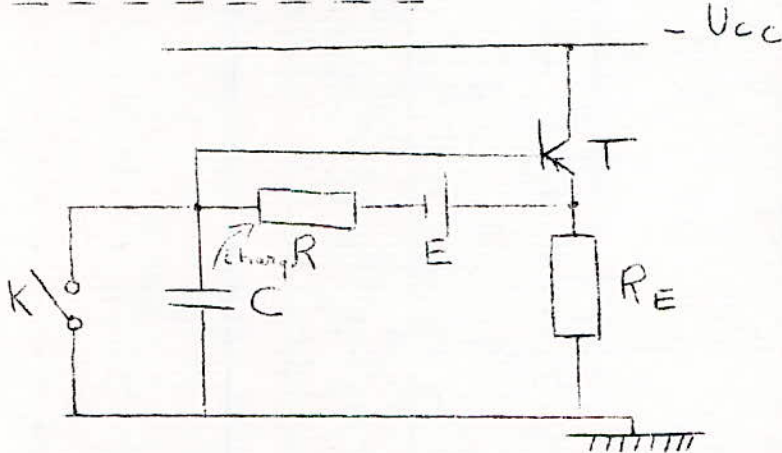
Détermination de la résistance  $r$  à placer sur la base du transistor qui fonction en domaine actif:

$$r = \frac{U_{b2} - U_{b\acute{e}2} - U_{Re}}{I_{b2}} \quad \frac{U_{b2} - U_{Re}}{I_{b2}} \quad \text{avec} \quad \left\{ \begin{array}{l} I_{b2} = 0,24 \text{ mA} \\ U_{b2} = \frac{U_{cc} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 10 \text{ V} \\ U_{Re} = R_e \cdot I_{\acute{e}20} = 5 \text{ V} \end{array} \right.$$

d'où :  $r = 20 \text{ K } \Omega$

\* autre variante de générateur de dents de scie:

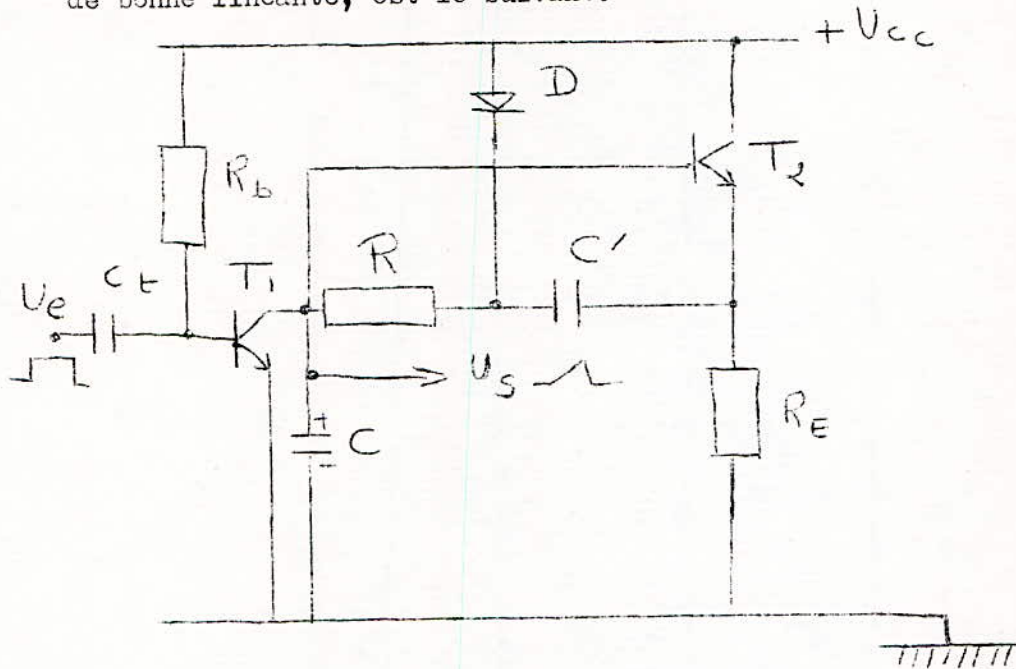
- Principe de fonctionnement:



Le condensateur C se charge à travers la résistance R. Le potentiel de base devenant plus négatif, le transistor conduit plus et son potentiel d'émetteur devient plus négatif faisant varier le potentiel de l'extrémité supérieure de la résistance. La tension aux bornes de la résistance R est pratiquement constante. Le courant dans cette résistance est constant et la charge de C est linéaire. La décharge de C se fait en fermant l'interrupteur K.

- BOOTSTAP à transistors.

Le montage utilisé, qui nous génère des signaux en dents de scie de bonne linéarité, est le suivant:



La batterie E est remplacée dans ce cas par le condensateur et l'interrupteur K par le transistor  $T_1$  de décharge commandée, par des impulsions appliquées sur la base. La diode D permet à la source  $+U_{cc}$  de restituer en fin de décharge la petite quantité d'électricité perdue par le condensateur  $C'$  pendant la charge de C. L'exponentielle de charge de C est corrigée par la réaction négative appliquée sur R par le condensateur  $C'$ . En pratique on utilisera ce montage, qui à l'avantage de nous fournir des signaux en dents de scie de bonne linéarité.

Déterminons les éléments de ce montage:

la fréquence, des signaux rectangulaires d'entrée, est celle du secteur:

.../...

$$\left\{ \begin{array}{l} f_c = 50 \text{ Hz} \Rightarrow t_p = t_d = 0,01 \text{ s} \\ t_e = \frac{1}{f_c} = \frac{1}{50} = 0,02 \text{ s} \end{array} \right.$$

la constante de temps de charge est

$$T = R \cdot C$$

$$T \geq 5 t_d = 0,05 \text{ s} \text{ on prendra } T = 0,05 \text{ s}$$

d'où on déduit les valeurs de R et C :

$$\text{Si } R = 25 \text{ K}\Omega$$

$$C = 2 \mu\text{F}$$

d'autre part on a :

$C' \gg C$  on choisit

$$C' = 10 \mu\text{F}$$

on prend :

$$R_E = 1 \text{ K}\Omega$$

$$R_b = \frac{\beta R}{N} = \frac{25 \cdot 50}{N} \sim 500 \text{ K}$$

Vérification des résultats :

$$\text{on doit avoir : } C' \cdot R_E \leq t_p = 0,01 \text{ s}$$

$$10 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 = 0,01 = t_p$$

} condition vérifiée.



2 - B A S C U L E S

Une bascule est un montage possédant 2 états stables; qui délivre des impulsions de sortie lorsque des impulsions de commande sont appliquées à l'entrée.

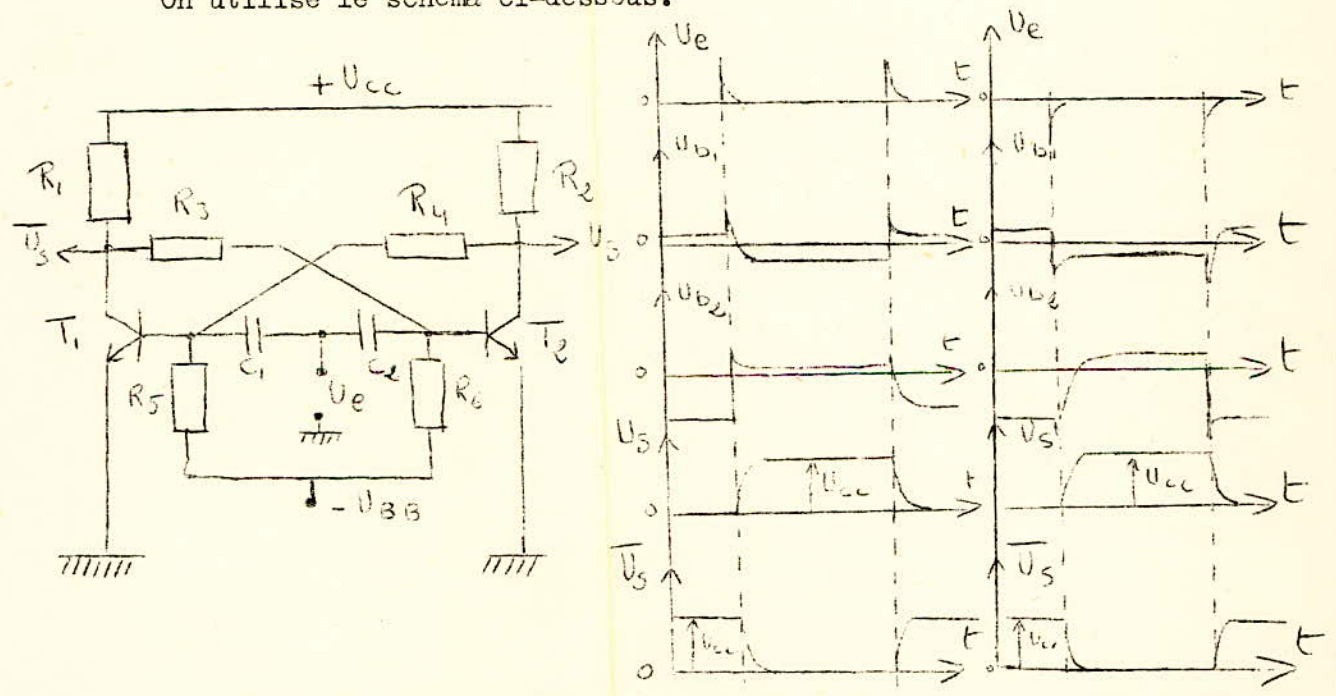
Un cycle complet du signal de sortie est obtenu après deux impulsions d'entrée convenablement appliquées .

Une bascule peut avoir deux entrées distinctes ou une entrée commune.

2-1 BASCULE A UNE ENTREE

2.11 Pincipe de fonctionnement. Diagramme de temps.

On utilise le schéma ci-dessous:



Supposons qu'initialement il n'existe aucune impulsion de commande. Les conductions des deux transistors étant différentes, on a donc un léger déséquilibre dans le circuit.

Si le transistor  $T_1$  conduit plus que le transistor  $T_2$ , on observe une diminution de la tension  $U_{c1}$  ; cette diminution de tension

.../...



est appliquée à la base de  $T_2$  par le pont  $\{ R_3, R_6 \}$ .  
 Le transistor  $T_2$  à tendance à moins conduire, on observe alors une augmentation de la tension  $U_{c2}$  qui est transmise à la base de  $T_1$  par le pont  $\{ R_4, R_5 \}$ . Ce qui a pour effet de rendre le transistor  $T_1$  encore plus conducteur.

Le processus étant cumulatif, il conduit à un état stationnaire lorsque le transistor  $T_1$  saturé et  $T_2$  bloqué.

Si on applique à cette bascule une impulsion positive, elle n'aura aucun effet sur le transistor  $T_1$ , mais elle rendra le transistor  $T_2$  conducteur, ceci se répercutera par une chute de la tension  $U_{c2}$ , cette diminution de tension est appliquée par le réseau  $\{ R_4, R_5 \}$  sur la base du transistor  $T_1$ ; ce qui aura pour effet de rendre  $T_1$  moins conducteur, d'où une augmentation de la tension  $U_{c1}$ , le transistor  $T_2$  devient plus conducteur, ceci conduit à un nouvel état stable caractérisé par  $T_1$  bloqué et  $T_2$  conducteur.

De la même manière; une nouvelle impulsion positive se déclenchement fera conduire  $T_1$  et bloquer  $T_2$ .

Si on applique maintenant une impulsion négative. Se déclenchement et en supposant que le transistor  $T_1$  conduit et le transistor  $T_2$  bloqué (avant l'application du signal d'entrée).

Cette impulsion n'aura aucun effet sur le transistor  $T_2$  mais la tension de collecteur de  $T_1$  augmente.

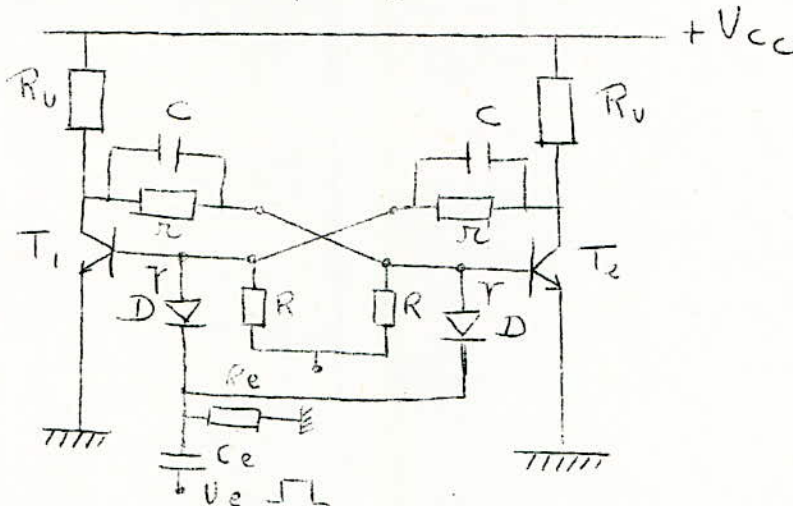
Cette variation de tension est transmise à la base de  $T_2$  par le circuit  $\{ R_3, R_6 \}$  ce qui aura pour effet de rendre  $T_2$  conducteur. On aboutit à un nouvel état stable caractérisé par  $T_1$  bloqué et  $T_2$  saturé.

2 - 12 Calcul d'une bascule à une entrée.

.../...

### 2.12. Calcul d'une bascule à une entrée.

On utilise une bascule à une entrée, avec des diodes de commandes, et pour signal d'entrée des signaux négatifs appliqués sur les bases des deux transistors  $T_1$  et  $T_2$ .



\* Calcul des éléments du circuit:

- Choix de la tension  $U_{cc}$

$$\text{on a : } U_{cc} = \frac{U_{sm}}{0,7 \div 0,95}$$

d'autre on doit avoir:  $U_{ces} \ll U_{cc} < U_{cB \max}$   
avec:  $U_{ces} \approx 0,3 \text{ v}$  et  $U_{cB \max} = 60 \text{ v}$

$$\text{d'où: } 0,3 \ll U_{cc} < 60 \text{ v}$$

on prendra :

$$\boxed{U_{cc} = 12 \text{ v}}$$

- Tension de polarisation  $U_{BB}$  :

$$U_{BB} = \frac{U_{cc}}{2,4} = \frac{12}{2,4} = 5 \text{ v}$$

$$\boxed{U_{BB} = 5 \text{ v}}$$

- Calcul de la fréquence maximale des impulsions d'entrée : que peut supporter le transistor:

$$f_{\max} = \frac{1}{3} f_{\chi} = \frac{250 \text{ MHz}}{3} \approx 83 \text{ MHz}$$

$$\boxed{f_{\max} = 83 \text{ MHz}}$$

- Choix du courant de saturation  $I_{cs}$  :

$$\text{on a : } 20 \cdot I_{com} \ll I_{cs} \leq I_{cm}$$

$$200 \cdot 10^{-6} \text{ A} \ll I_{cs} \leq 800 \text{ mA}$$

on choisit:

$$\boxed{I_{cs} = 12 \text{ mA}}$$

- Calcul de la résistance  $R_u$  :

$$R_u \text{ est donnée par : } R_u = \frac{(0,8 \div 0,9) U_{cc}}{I_{cs}} = \frac{12}{12 \cdot 10^{-3}}$$

$$\boxed{R_u = 1 \text{ K}\Omega}$$

- Calcul de la résistance  $R$  :

$$\text{on a : } R \leq \frac{0,8 \cdot U_{BB}}{I_{com}} = \frac{0,8 \cdot 5}{10 \cdot 10^{-6}} = 4 \cdot 10^5 = 400 \text{ K}\Omega$$

on choisit:

$$\boxed{R = 100 \text{ K}\Omega}$$

- Calcul de la résistance  $r_c$  :

Cette résistance est donnée par la relation qui détermine la condition de saturation qui est :

$$I_b \gg \frac{I_{cs}}{3}$$

$$\text{On a } I_1 + I_b = I_2$$

$$I_b = I_2 - I_1$$

$$\text{avec : } I_1 = \frac{U_{BB} - U_{cés}}{R}$$

$$I_2 = \frac{U_{cc} - I_{co} R_u - U_{ébs}}{r_c + R_u}$$

$$I_{cs} = \frac{U_{cc} - U_{cés}}{R_u}$$

$$\text{On écrit que : } I_2 - I_1 \gg \frac{I_{cs}}{3}$$

.../k...

C'est à dire en remplaçant  $I_2$  et  $I_1$  par leurs valeurs:

$$\frac{U_{cc} - I_{co} \cdot R_u - U_{ébs}}{R + R_u} - \frac{U_{BB} - U_{cés}}{R} \geq \frac{U_{cc} - U_{cés}}{R_u \cdot \beta}$$

d'autre part on a les conditions suivantes:

$$\left. \begin{array}{l} I_{co}, R_u \ll U_{cc} \\ U_{ébs} \ll U_{cc} \\ U_{bés} \ll U_{BB} \\ U_{cés} \ll U_{cc} \end{array} \right\} \text{ en tenant de ces conditions on aura : } \left( \frac{U_{cc}}{R + R_u} - \frac{U_{BB}}{R} \right) \geq \frac{U_{cc}}{R_u \beta}$$

$I_b = N \cdot I_{bs}$  avec  $N = (1 \div 1,5)$ ;  $\beta = \beta_{\text{mini}}$

$$\frac{U_{cc}}{R + R_u} - \frac{U_{BB}}{R} \geq \frac{U_{cc}}{\beta_{\text{mini}} R_u}$$

$$\frac{1}{R + R_u} \geq \frac{U_{BB}}{R \cdot U_{cc}} + \frac{1}{\beta_{\text{mini}} R_u}$$

d'où :

$$R \leq \left( \frac{1}{\frac{U_{BB}}{R \cdot U_{cc}} + \frac{1}{\beta_{\text{mini}} R_u}} - R_u \right)$$

$$R < \left( \frac{\beta_{\text{mini}}}{1 + \beta_{\text{mini}} \frac{R_u}{R} \frac{U_{BB}}{U_{cc}}} - 1 \right) R_u$$

Application numérique:

$$R < \left( \frac{50}{1 + 50 \cdot \frac{10^3}{10^5} - \frac{5}{12}} - 1 \right) \cdot 10^3 = \left( \frac{50}{1,21} - 1 \right) 10^3 = 40,3 \text{ K}\Omega$$

$$R < 40,3 \text{ K}\Omega \neq 40 \text{ K}\Omega$$

On prendra  $R = 33 \text{ K}\Omega$

.../...



- Détermination de la capacité C :

on a :  $C = (100 \div 600) \text{ pF}$

on choisira :

$$C = 100 \text{ pF}$$

- Calcul des différents temps :

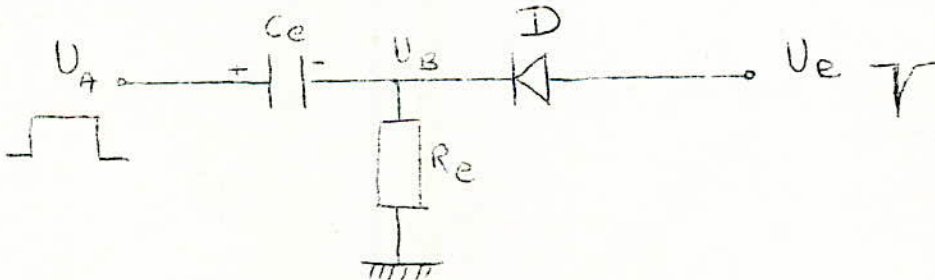
la bascule fonctionne jusqu'à une fréquence maximale d'entrée de  $100 \text{ KH}_z$

$$f_{\text{emax}} = 100 \text{ KH}_z \Rightarrow T_e = \frac{1}{f_e} = 10^{-5} \text{ s} = 10 \text{ ns}$$

la durée de l'impulsion recueillie à la sortie de la bascule est de  $t_d = 10 \text{ ns}$ .

D'autre part la bascule est à une entrée et qui se déclenche lorsqu'on lui applique des impulsions négatives à son entrée. On aura un circuit dérivateur avec une diode placée en inverse qui nous délivrera des impulsions négatives.

On aura le schéma électrique suivant :



Calcul des différents éléments du circuit dérivateur :

Pour avoir des impulsions convenables la constante de temps T de ce circuit doit vérifier la relation :

$$T = R_e \cdot C_e \leq 0,05 t_{de}$$

.../...

avec :

$t_{de}$  = durée de l'impulsion à l'entrée du circuit dérivateur.

$$t_{de} = \frac{T_e}{2} = \frac{10}{2} = 5 \text{ ns}$$

$$\left. \begin{aligned} T &\leq 0,05 \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 25 \cdot 10^{-8} \text{ s} \\ T &= R_e \cdot C_e \end{aligned} \right\} R_e \cdot C_e \leq 25 \cdot 10^{-8} \text{ s}$$

On choisit:

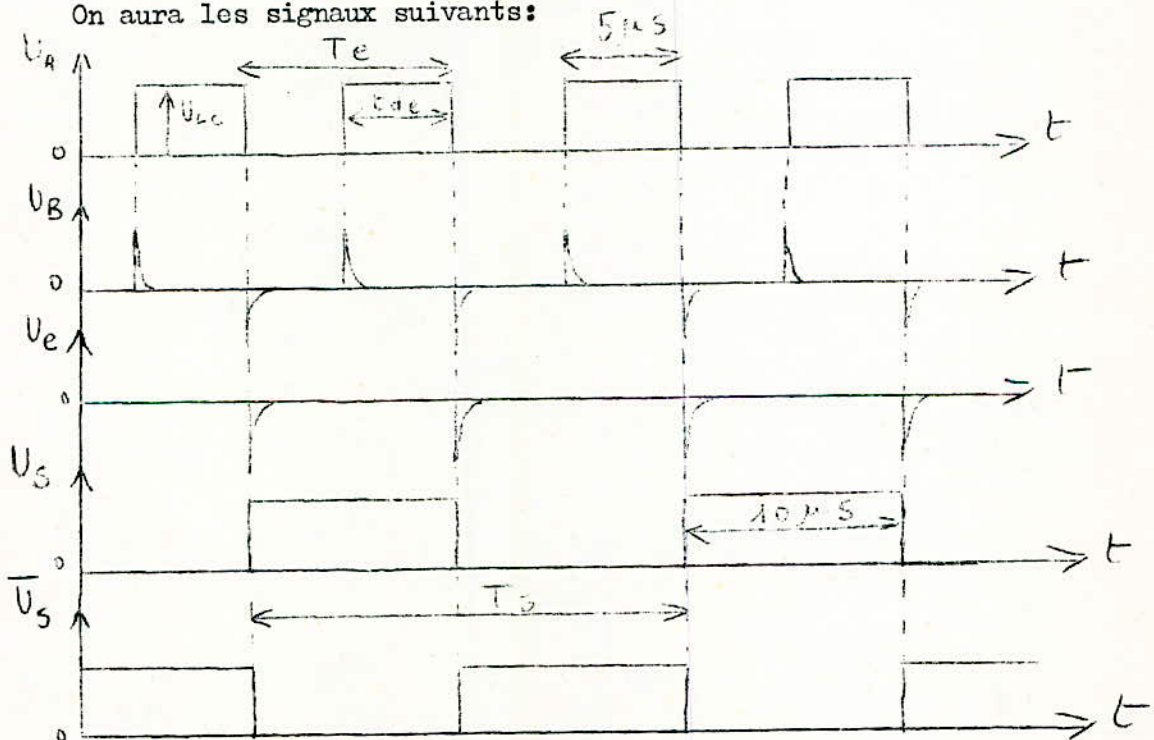
$$R_e = 100 \text{ K } \Omega$$

d'où

$$C_e \leq 25 \cdot 10^{-13} = 2,5 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

$$C_e \leq 2,5 \text{ pF}$$

On aura les signaux suivants:



$$T_s = 2 T_e \quad \text{ou} \quad f_s = \frac{f_c}{2}$$

$\downarrow$  période de sortie       $\downarrow$  période d'entrée / .../...

- Vérification des résultats:

1) Vérification du régime de saturation :  $I_b > \frac{I_{cs}}{\beta_{\min}}$

$$\text{avec } I_b \sim \frac{U_{cc}}{R_u + R} \quad \text{et } I_{cs} = \frac{U_{cc}}{R_u} \Rightarrow \frac{U_{cc}}{R_u + r} > \frac{U_{cc}}{R_u \beta}$$

On doit avoir:  $\frac{\beta R_u}{R_u + r} > 1$

$$\frac{50 \cdot 10^3}{3410^3} = 1,47 > 1 \quad (\text{condition vérifiée})$$

2) On doit avoir aussi  $\frac{U_{cc} \cdot r}{R_u + r} \geq U_s$  donnée :

$$U_{sd} = 0,9 \cdot 12 = 10,8 \text{ v}$$

$$\frac{U_{cc} \cdot r}{R_u + r} = \frac{12 \cdot 33 \cdot 10^3}{34 \cdot 10^3} = 11,5 \text{ v} > U_{sd} = 10,8 \text{ v}$$

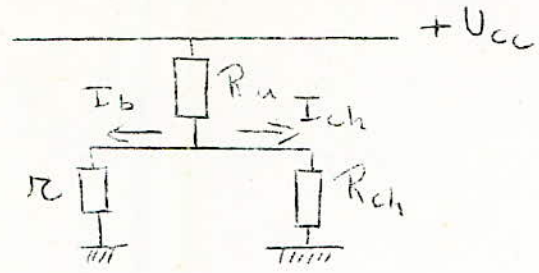
3) On doit aussi vérifier que :  $C \frac{R \cdot r}{R + r} < T_{\min} = \frac{1}{f_{\max}} = 10 \mu\text{s}$

$$100 \cdot 10^{-12} \frac{33 \cdot 10^8}{133 \cdot 10^3} = 2,25 \mu\text{s} < T_{\min} = 10 \mu\text{s}$$

la condition est vérifiée.

.../...

- Détermination du nombre d'étages à placer à la sortie de la BASCULE.



\* Détermination du nombre d'étages  $m$  qu'on peut brancher à la sortie de la bascule;

on a :  $U_{cc} = R_u (I_{ch} + I_b) + \frac{I_{cs}}{\beta} N \cdot r$

Si  $R_b$  = résistance d'entrée d'un étage à brancher

Pour  $m$  étages branchés on aura  $m$  résistances  $R_b$  en parallèles.

d'où :  $R_{ch} = \frac{R_b}{m}$     comme :  $R_b = \beta \frac{R_u}{N}$

$$R_{ch} = \frac{R_u \beta}{N \cdot m}$$

d'où :  $U_{cc} \sim \frac{R_u \cdot \beta I_b}{N}$

$$I_{ch} = \frac{r \cdot I_b}{R_{ch}} = \frac{r I_b}{\frac{R_u \beta}{N m}} = \frac{N m r I_b}{R_u \beta}$$

$$R_u \cdot \frac{\beta I_b}{N} = \frac{N m r}{\beta} I_b + R_u I_b + I_b \cdot r$$

d'où on tire :

$$r = \frac{R_u \frac{\beta}{N} - 1}{\frac{N m}{\beta} + 1} \quad ; \quad (r + R_u \approx r)$$

et  $m = \left[ \frac{R_u (\beta - N) - N r}{N^2 \cdot r} \right] \sim \frac{\beta}{N^2 \cdot r} \frac{(R_u \beta - N r) \beta}{N^2 r}$

.../...



d'où on déduit la tension de sortie  $U_S$  :

$$U_S = U_{cc} - R_u \cdot I_{ch} = \text{avec } I_{ch} = m I_b = \frac{I_{cs}}{\beta} N m = \frac{U_{cc}}{R_u \beta} N m$$

$$\text{d'où: } U_S = U_{cc} \left( 1 - \frac{N m}{\beta} \right)$$

$$U_S = a \cdot U_{cc}$$

$$a = 1 - \frac{N m}{\beta} = 0,7 \div 0,95$$

Application:

- Détermination de  $m$  :

$$m = \left[ \frac{R_u \beta - N (\tau + R_u)}{N^2 \tau} \right] \beta \quad \left\{ \begin{array}{l} N = 1 \div 1,5 \\ \beta_{\min} = 500 \\ r = 33 \text{ K}\Omega \\ R_u = 1 \text{ K}\Omega \end{array} \right.$$

$$m = \frac{50 \cdot 10^3 - 1,2 \cdot (34) \cdot 10^3}{1,2^2 \cdot 20 \cdot 10^3} \cdot 50 = 9,6$$

$$\boxed{m = 10} \quad \text{nombre max d'étages à placer à la sortie de la bascule}$$

- Tension de sortie:

$$U_S = U_{cc} \left( 1 - \frac{N m}{\beta} \right) = 12 \left( 1 - \frac{1,2 \cdot 10}{50} \right)$$

$U_S$  = tension de sortie lorsqu'on place le nombre max d'étages -  
(  $m = 10$  )

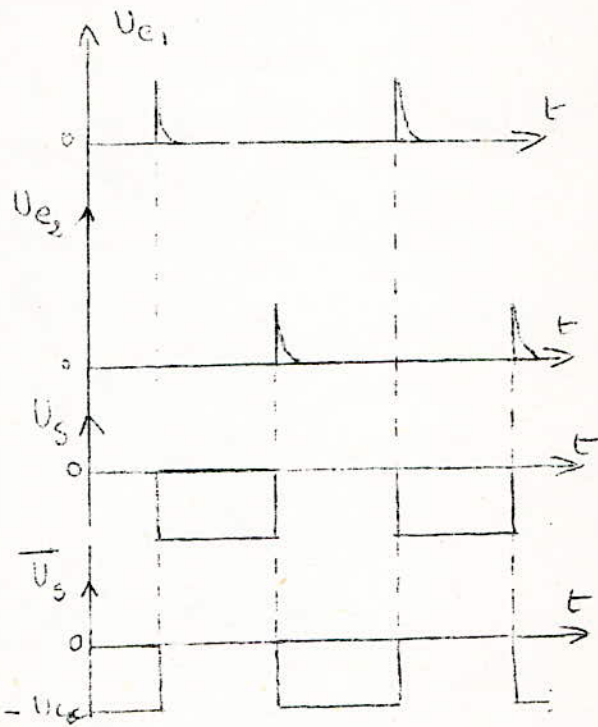
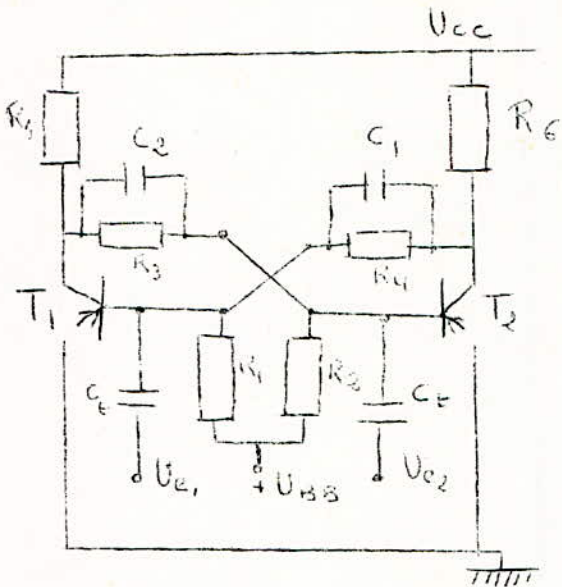
$$U_S = 12 \times (0,76) = 9,12 \text{ v}$$

...../.....

22 - BASCULE A DEUX ENTREES DISTINCTES

221. Principe de fonctionnement - Diagramme de temps

On utilise le circuit suivant :



Supposons que le transistor  $T_1$  soit initialement bloqué le basculement peut être produit par l'application d'une impulsion négative sur la base de  $T_1$  ou positive sur la base de  $T_2$ . Supposant maintenant qu'une impulsion de déclenchement soit appliquée simultanément aux deux entrées, par exemple une impulsion négative. Cette impulsion a tendance à faire conduire le transistor bloqué (PNP) et à accroître la conduction du transistor qui conduisait. Dans ce cas le transistor conducteur demeure dans cet état pendant l'action de l'impulsion et le processus de basculement est ralenti.

.../...

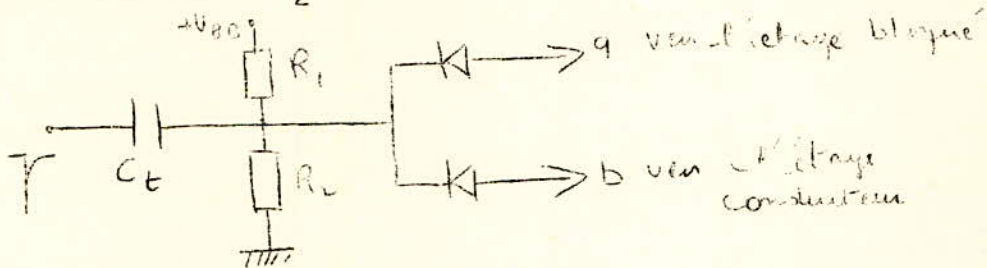
Les temps de montée et de descente du signal pont allongés à cause de la saturation du transistor qui était conducteur avant l'application de l'impulsion de déclenchement.

On remarque que la fréquence maximale d'une bascule à une entrée commune se trouve diminuée.

On aboutirait à une conclusion analogue avec l'application d'impulsions positives, car dans ce cas le transistor bloqué reste bloqué pendant l'action de l'impulsion.

Pour éliminer cette action ralentie on utilise des diodes de commande à l'entrée des transistors.

En effet, considérons une bascule avec des transistors PNP à commande par impulsion négative; et supposons que le transistor  $T_1$  est conducteur et  $T_2$  bloqué.



Le pont ( $R_1, R_2$ ) a un effet tel que les diodes sont portées à un potentiel positif.

Le transistor  $T_2$  étant bloqué; au point "a" on aura un potentiel de  $U_{cc}$ , la diode  $D_1$  est ainsi polarisée en sens inverse.

Le transistor  $T_1$  étant conducteur, au point "b", on aura un potentiel voisin de celui de la masse, la diode  $D_2$  est alors polarisée en direct.

Appliquons maintenant une impulsion négative par l'intermédiaire du conducteur ( - (avec  $U_e$   $U_{cc}$ )).

.../...



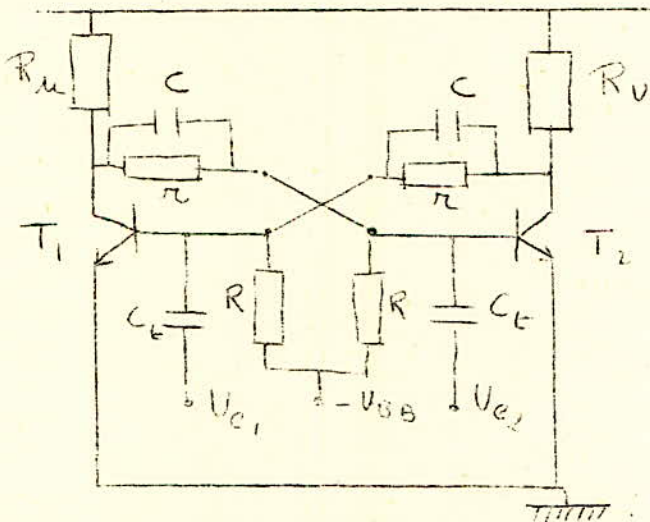
Seule la diode polarisée en direct transmet l'impulsion négative sur la base du transistor bloqué, ce dernier transistor va conduire (P N P), et le basculement s'effectue à partir de l'action de cette impulsion de commande.

Si on utilise des impulsions positives de commande, il faut dans le circuit considéré inverser les diodes et prendre une source.

-  $U_{BB}$  par rapport à la masse.

## 2.22. Calcul d'une bascule à deux entrées.

On utilise le circuit suivant:



- Calcul des différents éléments du circuit:

\* choix de la tension d'alimentation  $U_{cc}$  :

$$\text{on a : } U_{ces} \ll U_{cc} < U_{cBmax} = 60 \text{ v}$$

$$\text{on prendre : } \boxed{U_{cc} = 12 \text{ v}}$$

\* Tension de polarisation  $U_{BB}$  :

$$\text{on prendre : } U_{BB} = \frac{U_{cc}}{2,4} = \frac{12}{2,4} = 5$$

.../...

$$\boxed{U_{BB} = 5 \text{ v}}$$



Capacité : C :

$$C = ( 100 \overset{\cdot}{\div} 600 ) \text{ p F}$$

On choisira :  $C = 100 \text{ p F}$

Capacité  $C_t$  :

$$C_t = (100 \overset{\cdot}{\div} 3000) \text{ p F}$$

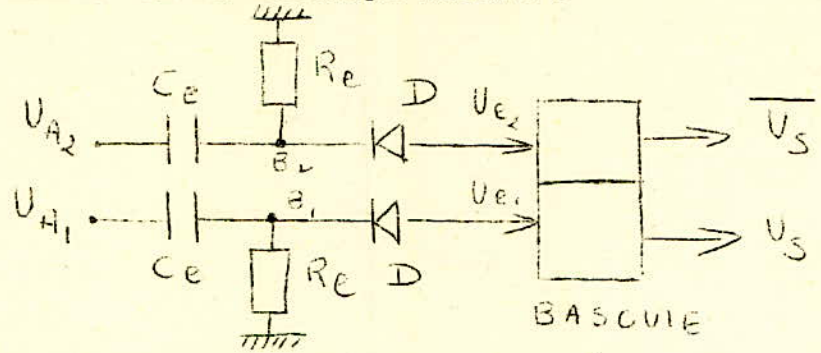
on choisira :  $C_t = 1000 \text{ p F}$

Circuits dérivateurs à placer à l'entrée de la bascule :

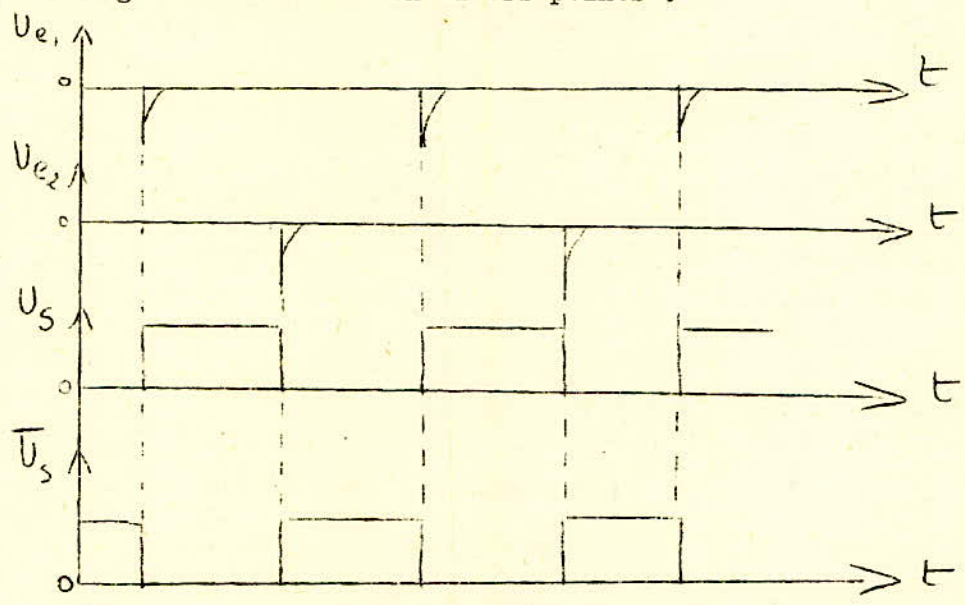
les calculs ont été déjà établis on aura le  $\overline{m}$  circuit dérivateur que dans le cas d'une bascule à une entrée:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_e = 100 \text{ K}\Omega \\ C_e = 2,5 \text{ p F} \end{array} \right.$$

On aura le schéma électrique suivant :



les signaux recueillis en divers points :



Les vérifications et les calculs des différents temps ont été déjà établis lors de l'étude de labascule à une entrée.  
 Le nombre d'étage à placer à la sortie de cette bascule est le même que pour une bascule à une entrée.

3 - AMPLIFICATEURS

Le transistor, polarisé convenablement, procure un gain soit en courant continu, soit en courant alternatif: le transistor fonctionne alors en élément amplificateur, c'est à dire qu'il permet à partir d'une source d'énergie continu, d'augmenter la puissance de signaux alternatifs ou continus trop faibles pour être utilisés directement.

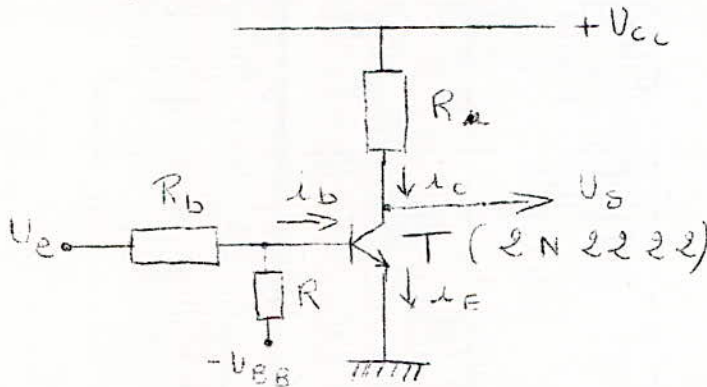
En regime de commutation: transistor est bloqué ou saturé l'amplificateur devient un inverseur, c'est à dire qu'il inverse le signal d'entrée. ( lui change de phrase).

D'autre part on aura des amplificateurs de puissance qui auront pour but d'assurer l'allumage normal des lampes.

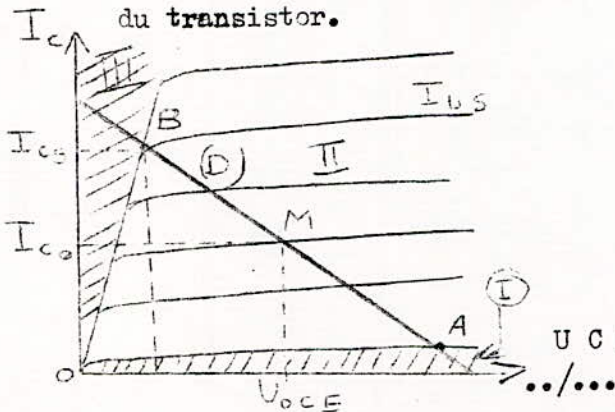
- 3.1 les Inverseurs:

- 3.1.1- Destination: ?

Le montage utilisé est le suivant



On tracera ladroite de charge statique avec les caractéristiques du transistor.



Comme il a été déjà mentionné lors de l'étude de l'écrêtage à transistor, on a sur le réseau des caractéristiques du transistor trois domaines de fonctionnement.

- { Zone I = domaine de blocage
- { Zone II = domaine actif
- { Zone III = domaine de saturation

Dans la zone active, le transistor fonctionne comme amplificateur c'est à dire qu'il possède un gain.

Pour un transistor N P N on a :

$$U_e \leq 0 \Rightarrow \text{Jonctions bloquées} \Rightarrow \text{transistor bloquée } i_b \approx 0$$

$$U_e > 0 \Rightarrow \text{transistor saturé} \Rightarrow \begin{cases} I_c = \beta I_b + (\beta + 1) I_{co} \\ I_c + I_e + I_b = 0 \end{cases}$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \text{gain en courant du transistor}$$

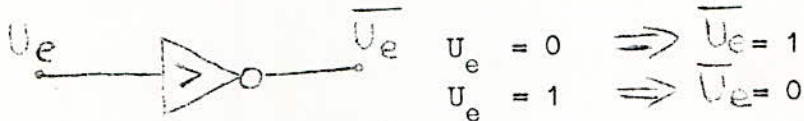
La droite de charge statique a pour équation:

$$\underline{U_{cE} = U_{cc} - R_u \cdot I_c}$$

Dans la zone I et III, le transistor fonctionne en élément de commutation (bloqué ou saturé)

Dans le domaine de saturation, on a plus d'amplification.

En logique, l'inverseur aura pour rôle de charger la phrase de signal, c'est à dire d'inverser les états



### -312. Calcul d'un inverseur:

$$U_{cc} = + 12 \text{ v}$$

$$U_{BB} = - 5 \text{ v}$$

$$R_u = \frac{U_{cc}}{I_{cs}} = \frac{12}{12 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ K}\Omega$$

$$\boxed{R_u = 1 \text{ K}\Omega}$$

$$R_b = \frac{\beta_{\text{mini}} \cdot R_u}{N} \quad \text{avec : } N = 1 \div 1,5$$

.../...



$$R_b = \frac{50 \cdot 1 \cdot 10^3}{1,5} \approx 33 \text{ K}\Omega$$

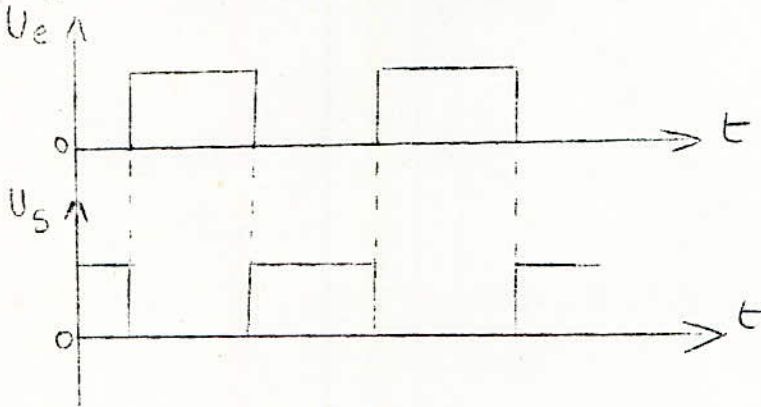
$$R_b = 33 \text{ K}\Omega$$

$$R \leq \frac{0,8 \cdot U_{BB}}{I_{com}} = \frac{0,8 \cdot 5}{10 \cdot 10^{-6}} = 400 \text{ K}\Omega$$

On prendra:  $R = 100 \text{ K}\Omega$

Le transistor utilisé dans ce montage est du type 2N2222 (NPN)

signaux obtenus par un inverseur:



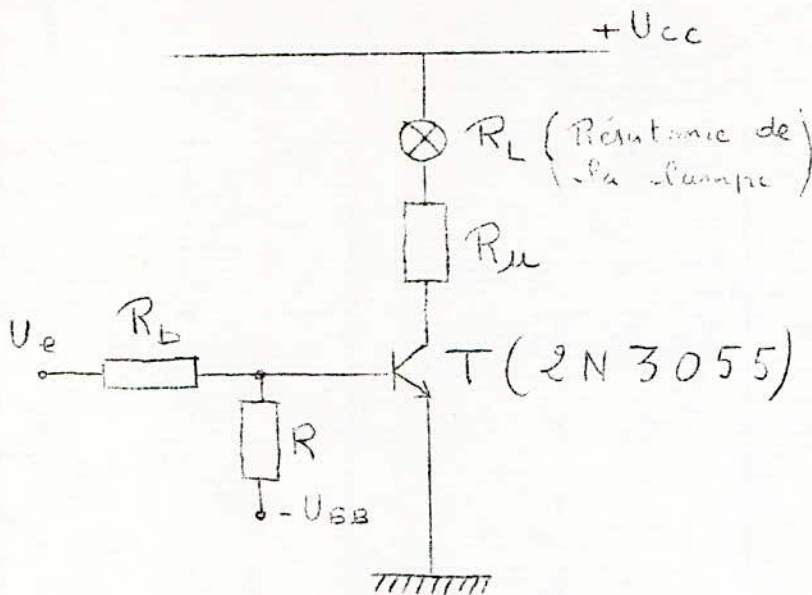
- 3.2 - amplificateurs de puissance

- 321 - Destination

Ils sont destinés à augmenter la puissance des signaux continus, afin d'assurer l'allumage normal des lampes.

le schéma est le suivant:

On aura le montage suivant:



Les transistors utilisés sont du type 2 N 3 0 5 5 ( N P N )  
dont les caractéristiques sont les suivantes:

$P_{xmax}$	$I_{cmax}$	$I_b max$	$V_{cBo}$	$V_{EBo}$	F	$\beta_{min}$	$\beta_{max}$	$I_{cBo}$	$V_{cEo}$
115 W	15 A	7 A	100 V	7 V	10KHz	20	70	1mA	70 V

Les lampes utilisées ont les caractéristiques suivantes, lorsqu'elles fonctionnent normalement: courant = 0,1 A  
tension = 6,3 V

- 322 - Calculs des éléments:

- Détermination de  $R_u$ :

on a :  $U_{cc} = (R_u + R_L) \cdot I_{cs} + U_{cés}$

$$U_{cc} \approx (R_u + R_L) I_{cs} = R_u \cdot I_{cs} + U_{RL}$$

$$\text{d'où: } R_u = \frac{U_{cc} - U_{RL}}{I_c}$$

$$U_{cc} = + 12 \text{ v}$$

$$U_{RL} = 6,3 \text{ v}$$

$$I_c = 100 \text{ mA}$$

$$R_u = \frac{12 - 6,3}{0,1} = 57 \text{ } \Omega$$

$$\boxed{R_u = 57 \text{ } \Omega}$$

- Résistance de la lampe  $R_L$  :

$$R_L = \frac{U_{RL}}{I_c} = \frac{6,3}{0,1} = 63 \text{ } \Omega$$

$$\boxed{R_L = 63 \text{ } \Omega}$$

- Détermination de la résistance  $R_b$  :

$R_b$  est donnée par la relation:

$$R_b = \frac{\beta_{\min} R_e}{N}$$

avec  $V_{\min} = 20$

$$N = 1 \div 1,5$$

$R_e$  = Résistance de charge

$$= R_u + R_L = 120 \text{ } \Omega$$

$$R_b = \frac{20 \cdot 120}{1} = 2,4 \text{ K } \Omega$$

$$\boxed{R_b = 2,4 \text{ K } \Omega}$$

- Détermination de la résistance  $R$ :

$$R \leq \frac{0,8 : U_{BB}}{I_{\text{comax}}} = \frac{0,85}{10^{-3}} = 4 \text{ K } \Omega$$

$$\boxed{R \leq 4 \text{ K } \Omega}$$

on choisit

$$\boxed{R = 3,3 \text{ K } \Omega}$$

#### 4 BLOC D'ALIMENTATION

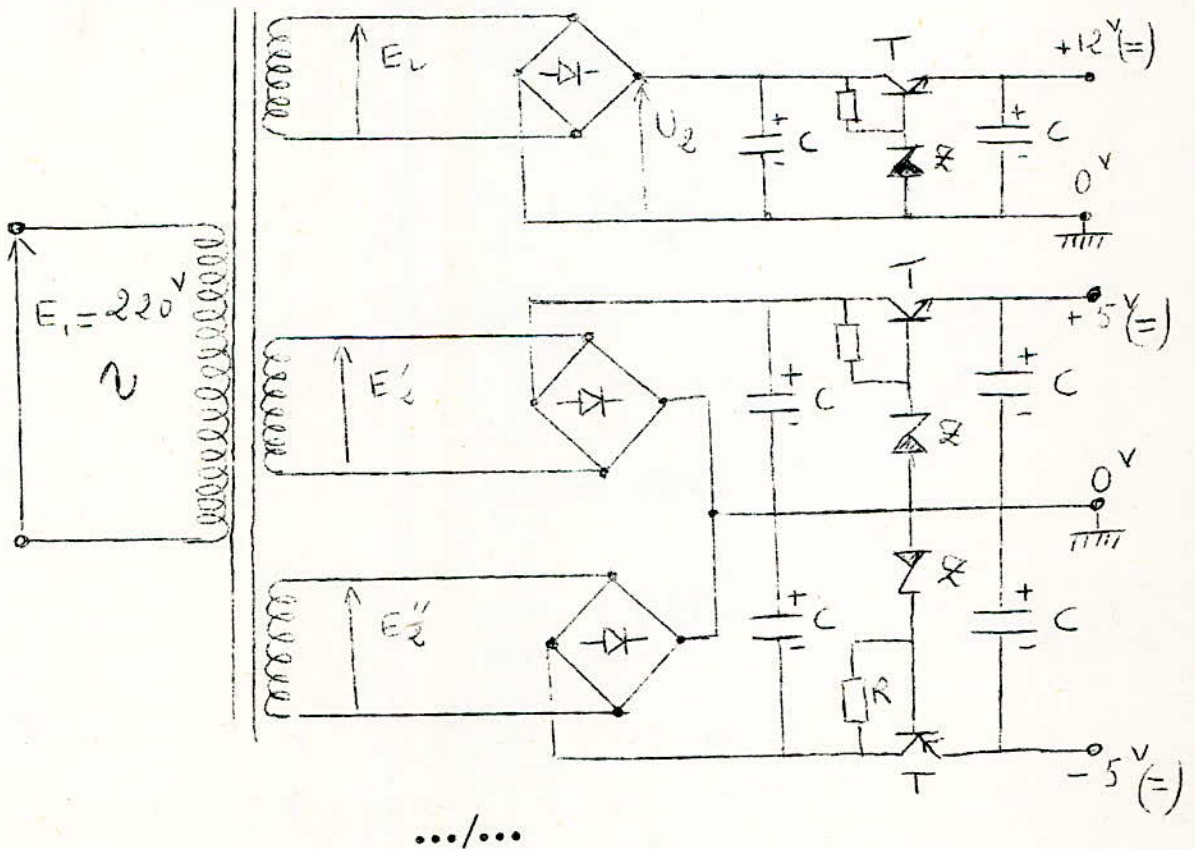
Ce bloc d'alimentation devra nous fournir des tensions continues stabilisées de  $12^{\text{V}}$  et  $+5^{\text{V}}$

A l'entrée on aura une tension sinusoïdale de  $220^{\text{V}}$  (secteur)

Le schéma bloc est le suivant :



#### 4-1 CHOIX du circuit électrique.





- \* On utilise un transformateur ayant deux secondaires dont l'un est à point milieu.
- \* Le redressement se fait par "point à diodes" qui sera suivi d'une capacité de filtrage
- \* La stabilisation est assurée par un transistor régulateur ou BALLAST
- \* La tension de sortie sera alors prise aux bornes d'une nouvelle capacité qui assure le dernier filtrage.

#### 4 - 2 . Calcul du transformateur.

Détermination de la section des tôles:

la puissance que doit fournir ce transformateur est d'environ  $P = 20 \text{ V A}$  ( puissance à fournir au simulateur lorsque tous les blocs de ce dernier fonctionnent en même temps.

On utilise les tôles normalisées EI à  $2,6 \text{ W/Kg}$ ; leur épaisseur est de  $0,5 \text{ mm}$ .

Les sections effective et réelle du noyau magnétique sont données par:

$$S_e = 1,2 \sqrt{P}$$

$$\text{et } S_r = 1,3 \sqrt{P}$$

En appliquant ces relations à notre cas, on aura :

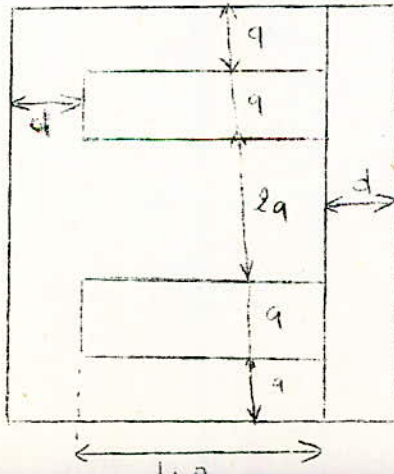
$$S_e = 1,2 \sqrt{20} = 5,35 \text{ cm}^2$$

$$\text{et } S_r = 1,3 \sqrt{20} = 5,78 \text{ cm}^2$$

on prendra :

$$S = 6 \text{ cm}^2$$

Recherche du nombre de tôles nécessaire (n)



*Vue de face d'une tôle.*

Le nombre de tôles nécessaire nous est donné par la relation:

$$S = 2 \cdot a \cdot n \cdot e$$

relation où : a=côte du circuit magnétique "  
"EI"  
S=sections du noyau magnétique  
e=épaisseur d'une tôle.  
n=nombre de tôles.

Parmi les côtes normalisées, on choisit  $a = 16 \text{ mm}$ .

$$\Rightarrow n = \frac{S}{2a \cdot e} = \frac{6}{2 \cdot 1,6 \times 0,05 \cdot K_a} \text{ avec } K_a = 0,8 \div 0,9$$

on prendra

$$n = 38$$

Calcul du nombre de spires du primaire ( $N_1$ )

Ce nombre nous est donné par la relation de BOUCHEROT:

$$E_1 = 4,44 \cdot f \cdot B_m \cdot S \cdot K_a \cdot n_1$$

Relation dans laquelle:

$E_1$  = tension efficace du primaire ( $220^V$ )

$f$  = fréquence ( $50 \text{ Hz}$ )

$B_m$  = Induction dans le noyau ( $1 \text{ T}$ )

$S$  = Section du noyau ( $6 \text{ cm}^2$ )

$K_a$  = coefficient d'empilement des toles ( $0,9$ )

$N_1$  = nombre de spires du primaire

On tire alors l'expression de  $N_1$  :

$$N_1 = \frac{E_1}{4,44 \cdot f \cdot B_m \cdot S \cdot K_a}$$

Appl. num:

$$N_1 = \frac{220}{4,44 \times 50 \times 1 \times 6 \cdot 10^{-4} \times 0,9} = 1832$$

On prend donc :

$$N_1 = 1830$$

\* Calcul du nombre de spires de l'enroulement du secondaire sans point milieu (  $N_2$  )

Pour cela, on utilise les rapports de transformation:

$$n_1 = \frac{E_2}{E_1} = \frac{N_2}{N_1}$$

La valeur moyenne de la tension de filtrage ( $U_2$ ) est sensiblement égale à la valeur crête de la tension redressée.

$$\text{donc: } E_2 = \frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} = \frac{U_2}{\sqrt{2}}$$

La valeur de  $U_2$  est de  $17 \sqrt{2}$  V, elle sera d'ailleurs calculée lorsque l'on traitera l'étage stabilisateur).

$$\text{d'où: } E_2 = \frac{17}{\sqrt{2}} \cdot 12 \text{ V.}$$

$$N_2 = N_1 \frac{E_2}{E_1} = 1830 \cdot \frac{12}{220} \approx 100 \text{ spires}$$

$$N_2 = 100 \text{ spires}$$

\* Calcul du nombre de spires de l'enroulement du secondaire avec point milieu

EN procédant de la même manière que précédemment; il vient :

$$E'_2 = \frac{E'_{2 \text{ max}}}{2} = \frac{U'_2}{2} = \frac{10 \text{ V}}{2} = 7,1 \text{ V}$$

$$N'_2 = N_1 \frac{E'_2}{E'_1} = 1830 \cdot \frac{7,1}{220}$$

$$N'_2 = 1830 \cdot \frac{7,1}{220} \approx 60 \text{ spires}$$

$$N'_2 = 60 \text{ spires}$$

de même:

$$E'_2 = E'_2 = 7 \text{ V}$$

$$\text{et } N'_2 = N'_2 = 60 \text{ spires.}$$

Calculons le nombre total de spires à placer dans la fenêtre du transformateur (N)

$$N = N_1 + N_2 + N'_2 = 1830 + 100 + 120 = 2050 \text{ spires}$$

$$N = 2050 \text{ spires}$$

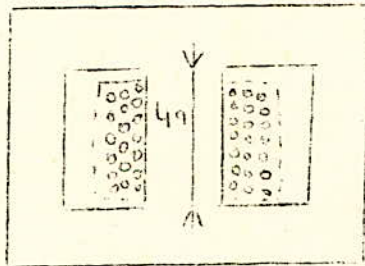
Le nombre traversant le primaire sous la tension 220 volts est :

$$I_1 = \frac{P}{E_1} = \frac{20}{220} = \dots \text{ A}$$

Pour une densité de courant de :  $J_1 = 2,5 \text{ A/mm}^2$ , il faut une section de fil de  $0,036 \text{ mm}^2$

On prendra du fil émaillé de diamètre  $\phi = 0,3 \text{ mm}$  correspondant à une section de  $0,07 \text{ mm}^2$ .

Vérifions que la surface occupée par l'ensemble des spires est inférieure à la surface de la fenêtre du circuit magnétique.



• Cherchons la longueur  $a_1$  :

Nombre max. de spires à placer dans une rangée =  $\frac{4 a_1}{\phi_1} = \frac{4 \times 16}{0,3} = 213$  Spires  
on prendra 150 spires

$$a_1 = 150 \times 0,3 = 45 \text{ mm} .$$

• Cherchons la longueur  $a_2$  :

$$a_2 = \frac{N}{150} \times \phi = \frac{2050}{150} \times 0,3 = 7,08 \text{ mm}$$

.../...



D'où la surface occupée par les N spires :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_1 = K_r (a_1 x a_2) = 7,08.90 = 6,3 \text{ cm}^2 \\ K_r = 2 \frac{1}{3} \end{array} \right.$$

Or la surface de la fenêtre est :  $4 a \times a = 4 a^2 = 4(1,6)^2 = 10 \text{ cm}^2$ .

On remarque qu'il est possible de loger l'ensemble des spires dans la fenêtre.

\* Longueur de fil nécessaire : (L)

Le périmètre du noyau magnétique est :  $l = 2 (2 a + n \cdot e)$

$$= 2 (2 \times 1,6 + 38 \times 0,05) = 10,2 \text{ cm}$$

$$L = N \times l = 2050 \times 10,2 = 210 \text{ m}$$

L = 210 m
-----------

#### 4 - 3 Calcul du redresseur et de la capacité de filtrage

\* Calcul du redresseur.

Pour le redressement, nous avons déjà souligné que l'on utilise le montage dit en " pont ".

Les diodes auront alors la moitié du courant nominal et  $E_2 / 2$  à supporter chacune.

La résiduelle est très faible et n'ayant pas à exagérer la capacité de sortie on ne mettra pas en danger les redresseurs (car il peut se manifester des surtensions importantes à cause des effets selfique du transformateur).

Le courant maximum est d'environ de deux Ampères lorsque tous les transistors sont saturés.

On peut alors choisir les diodes du type:

.../...

AAT 12

$$U_{\max} = 30^V ; I_{\max} = 1 A$$

On utilise les mêmes diodes pour les 2 ponts ; redresseurs.

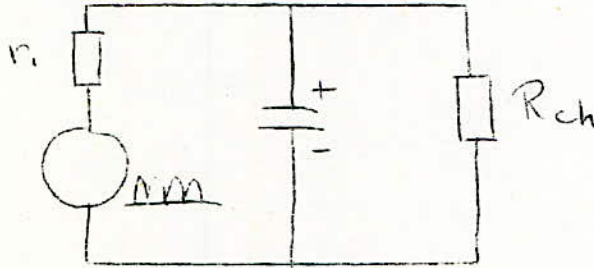
Calcul de la capacité de filtrage.

$$T_i = t_i \cdot C = \text{cde de temps de charge}$$

$$\tau_c = R_{ch} C = \text{ " " " " décharge}$$

avec  $r_i$  = résistance d'enroulement du transformateur

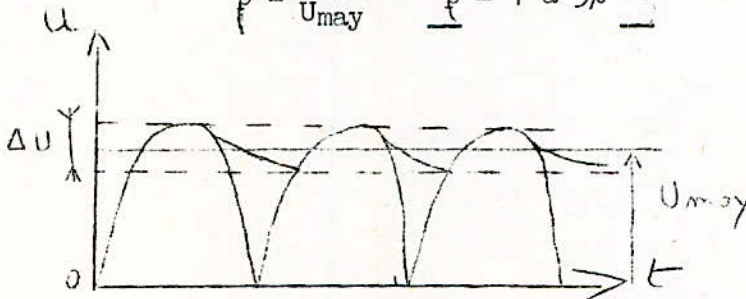
$$r_{ch} = \text{ " de charge.}$$



$$\text{On doit avoir: } T_i \ll T_{ch} \implies r_i \ll R_{ch}$$

Le coefficient d'ondulation est donnée par :

$$p = \frac{\Delta U}{U_{\max}} \quad \underline{p = 1 \text{ à } 5\%}$$



.../...

Quand à la résistance de charge, elle est donnée par:

$$R_{ch} = \frac{U_{cc}}{I_{max}}$$

Soit la pulsation du courant alternatif:

$$\frac{1}{2\omega C} \ll R_{ch}$$

Prenons un coefficient d'ondulation  $p = 2\%$ , alors :

$$\frac{1}{2\omega C} = p R_{ch} \quad \boxed{C = \frac{1}{2\omega f \cdot R_{ch}}}$$

Calculons la valeur de C pour le courant de charge le plus important, soit 1 A.

Prenons  $U_{cc} = 12 \text{ V}$

Vu que les transistors ne fonctionnent pas tous ensemble, la charge équivalente est de l'ordre de 0,5 K  $\Omega$

$$\omega = 2\pi f = 314 \text{ rad/s}$$

$$\Rightarrow C = \frac{1}{2 \times 314 \times 0,02 \times 500} = 160 \mu\text{F}$$

On prendra  $\boxed{C = 200 \mu\text{F}}$

On choisira une capacité dont la caractéristique de tension est de 50v

#### 4-4 Calcul du stabilisateur

##### \* Choix des diodes Zener

Les diodes Zener ayant un coefficient de température appréciable, il faut mieux qu'elles chauffent le moins possible, l'utilisation

.../...

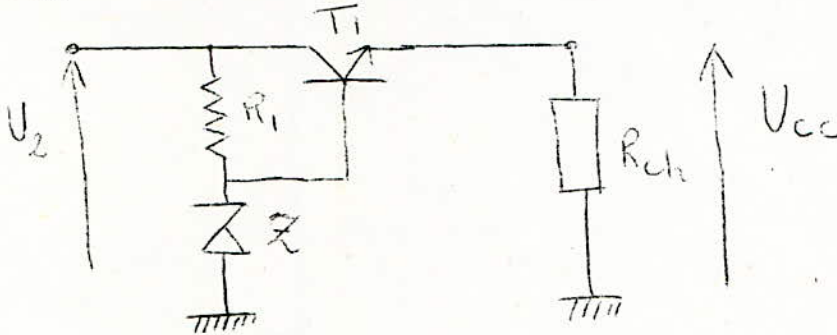
d'un modèle de forte puissance est donc à déconseiller.

On choisit des diodes du type:

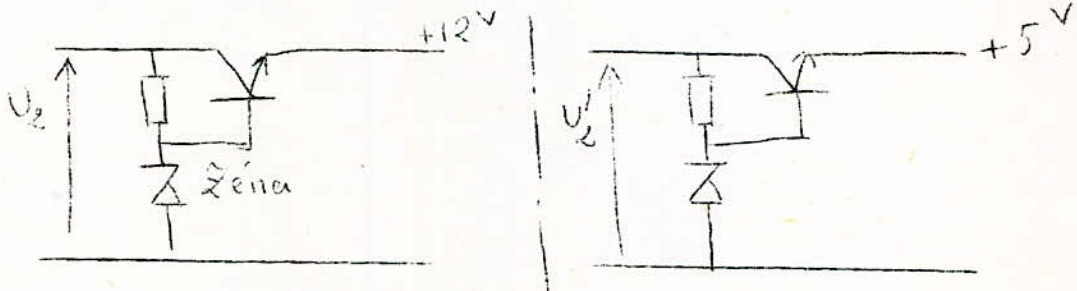
$$B \text{ 2} \times 88 ; \quad 2,7^{\text{V}} < u < 9,1^{\text{V}} ; I_{\text{opt}} = 5 \text{ mA}$$

\* Calcul du ballast.

On réalise donc un régulateur série qui dissipe une puissance en rapport direct avec le courant débité en sortie.



Une source de tension constante ( $R_1$ ,  $T$ ) alimente la base d'un transistor monté en collecteur commun. On recueille la tension de sortie à basse "impédance" sur la résistance d'émetteur qui n'est autre que la charge elle-même. Le transistor  $T_1$  Fournit donc un gain en courant et l'on pourra débiter en sortie le courant de charge de la Zener seule.





• Choix des tensions d'entrée et de Zener :

• La tension de sortie sera inférieure à la tension Zener, de la chute de tension de la "diode" émetteur base du transistor (soit  $0,6^V$ )

$$\Rightarrow U_{cc} = U_z + V_{eb} \quad U_z = \text{tension aux bornes de la Zener}$$

• On ne peut choisir la tension Zener égale à la tension non régulée car il nous faut une réserve de tension disponible aux bornes du transistor.

Lorsque la tension de sortie tend à baisser quand on débite.

Le transistor est donc utilisé comme une résistance variable commandée par la différence entre la tension de référence donnée par la Zener et la tension de sortie.

Calcul de  $U_2$  ;  $R$  ;  $U_z$  pour  $U_{cc} = + 12 \text{ v}$ .

Prenons  $R = 1 \text{ K} \Omega$ .

$$R = \frac{U_2 - U_{cc}}{I_{opt}} \quad U_2 = R I_{opt} + U_{cc} = 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-3} + 12 = 17^V$$

$$U_2 = 17^V$$

$$U_z = U_{cc} - V_{eb} = 12 - 0,6 = 11,4$$

$$U_z = 11,4 \text{ V} \quad \text{on prendra 1 Zener de } 6,2^V \text{ et } 1 \text{ Zener de } 5,1^V$$

(ces 2 valeurs étant normalisées)

\* Calcul de  $U'_2$ ,  $R$  et  $U'_z$  pour  $U_{cc} = + 5^V$ .

EN prenant toujours  $R = 1 \text{ K} \Omega$  ; il vient :

$$U'_2 = R I_{opt} + U_{cc} = 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-3} + 5 = 10^V$$

$$U'_2 = 10^V$$

$$U'_z = U_{cc} - V_{eb} = 5 - 0,6 = 4,4^V$$

$$U'_z = 4,4^V \quad \text{on prendra 1 Zener de } 5,1^V \text{ et } 1 \text{ Zener de } 4,3^V$$

.../...

Pour  $U_{cc} = \pm 5^V$  on prendra également deux Zener identiques aux précédentes.

\* choix des transistors

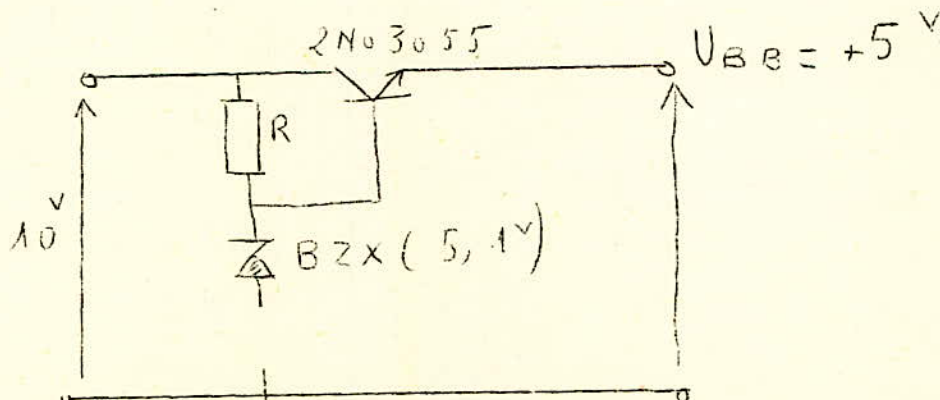
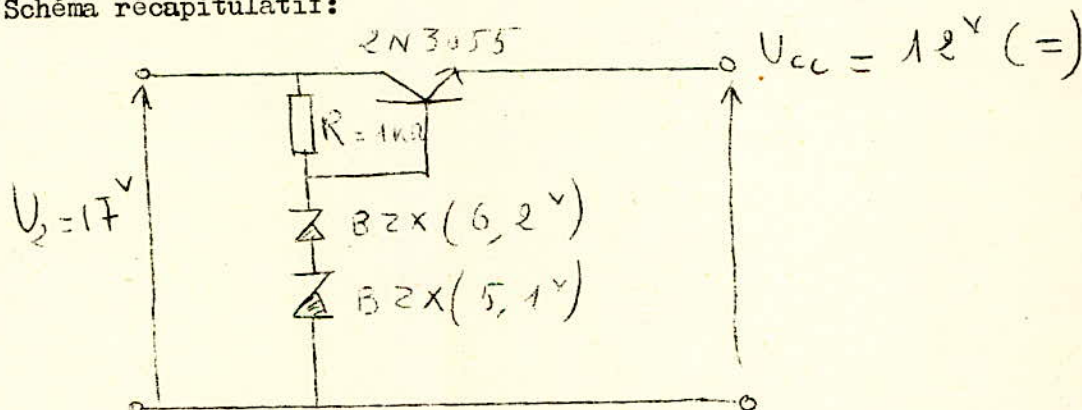
Les transistors régulateurs (ou ballast) devront dissiper une puissance égale au produit de la tension à leurs bornes par le courant consommé en sortie.

\* On utilisera le transistor du type

7401, BD x 14 en ce qui concerne la tension stabilisée de  $+ 12^V$ .

\* On utilisera 2 transistors du type 2 N 3055 en ce qui concerne les tensions stabilisées de  $\pm 5^V$ .

Schéma récapitulatif:

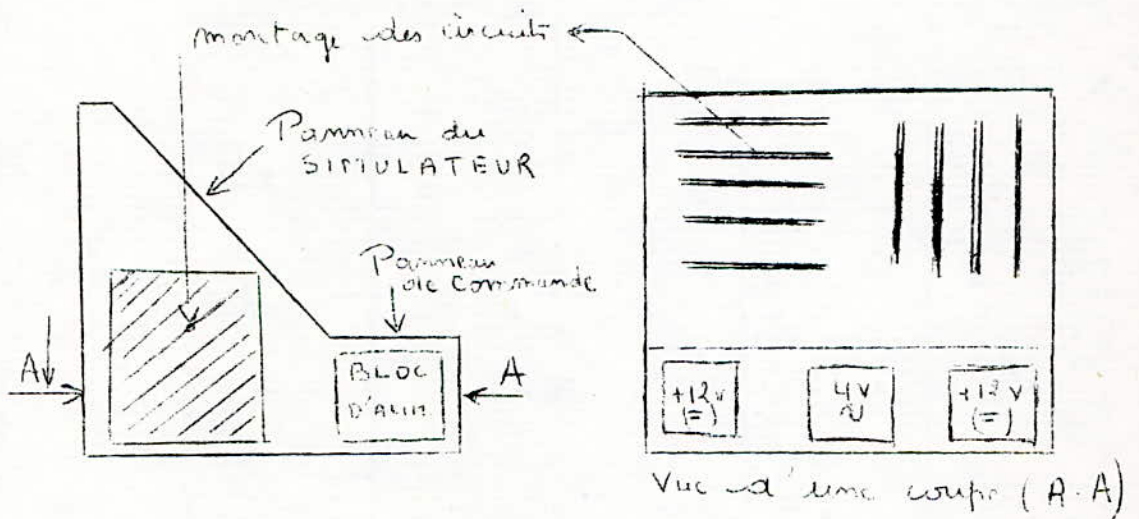


## V Construction du simulateur:

Après l'étude théorique et la réalisation pratique de tous les circuits impulsionnels, on effectue le montage de tous ces circuits.

On aura une case en bois qui contiendra toutes les plaquette (PROTO DEL) sur lesquelles sont montées les circuits ainsi que le bloc d'alimentation.

Le dessus de cette case, sera occupé par le panneau du simulateur qui renfermera toutes les entrées et sorties de tous les circuits impulsionnels. On aura un autre panneau de format plus petit où seront placés les interrupteurs de commande ainsi que les visualisation du simulateur.



### 51- Composition du panneau.

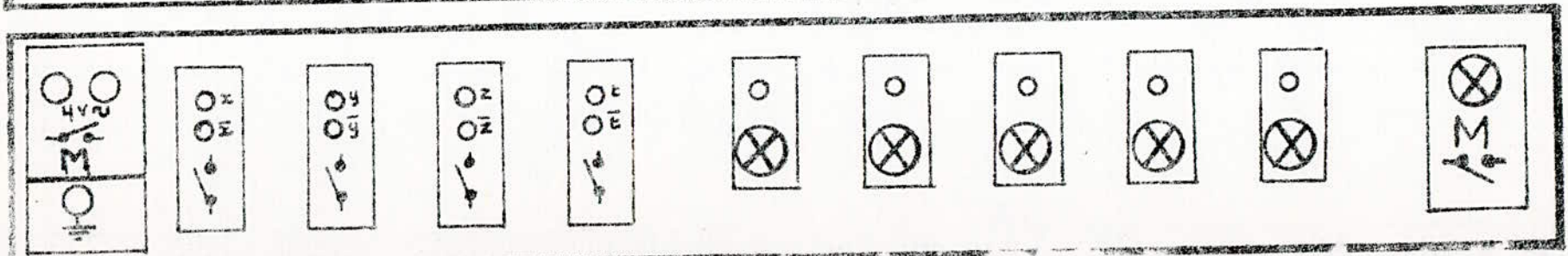
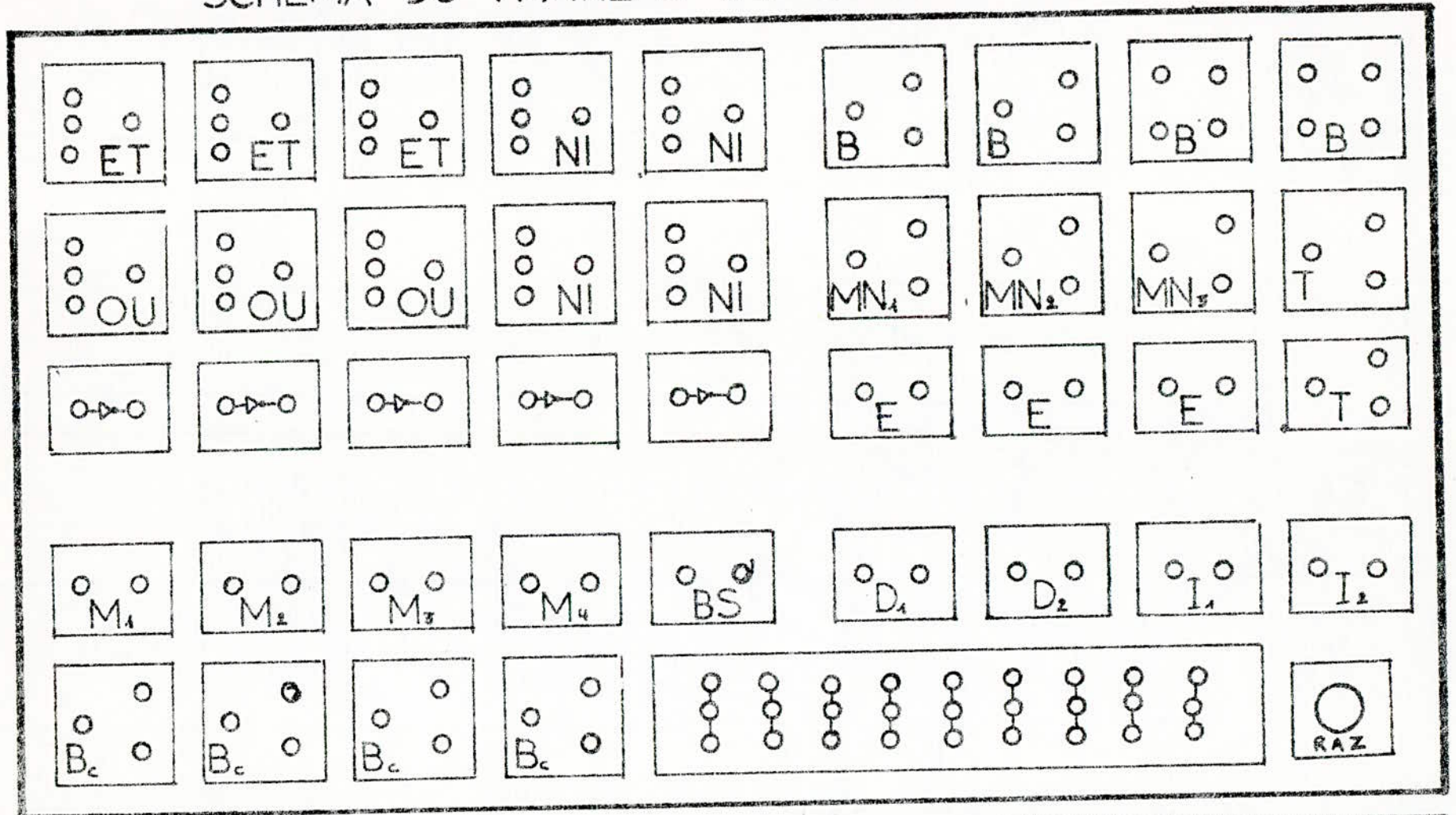
Le panneau sera composé des différentes entrées et sorties de tous les circuits.

Le schéma de ce panneau est le suivant :

.../...



# SCHEMA DU PANNEAU DU SIMULATEUR





- I = circuits logique.
- II = BASCULES qui constituent le compteur.  
= BASCULES qui constituent le diviseur de fréquence.
- III = Multivibrateur.
- IV = Monostables.
- V = Ecrêteurs.
- VI = Booststrap.
- VII = Deux dérivateurs + deux intégrateurs.  
= points communs.

Le panneau de commande est constitué de :

- 5 lampes de visualisations avec leurs entrées.
- 1 Interrupteur de mise en marche avec sa lampe témoin.
- Une source alternative de 4 v.
- Une borne de masse.
- 4 variables  $x$ ,  $y$ ,  $z$  et  $t$  et leurs compléments  $\bar{x}$ ,  $\bar{y}$ ,  $\bar{z}$ , et  $\bar{t}$  associés à 4 interrupteurs qui permettent de placer la tension soit en  $x$  ou  $\bar{x}$ , ...

52 - Montage des générateurs et formateurs d'impulsions:

Le montage des circuits impulsionsnels sera effectué par étape, on montera d'abord les générateurs et formateurs d'impulsions. Dans cette première étape on montera aussi les circuits logiques qui comprennent les circuits impulsionsnels "ET", "OU", "NI" et les inverseurs.

...../.....

### 53 Montage des bascules.

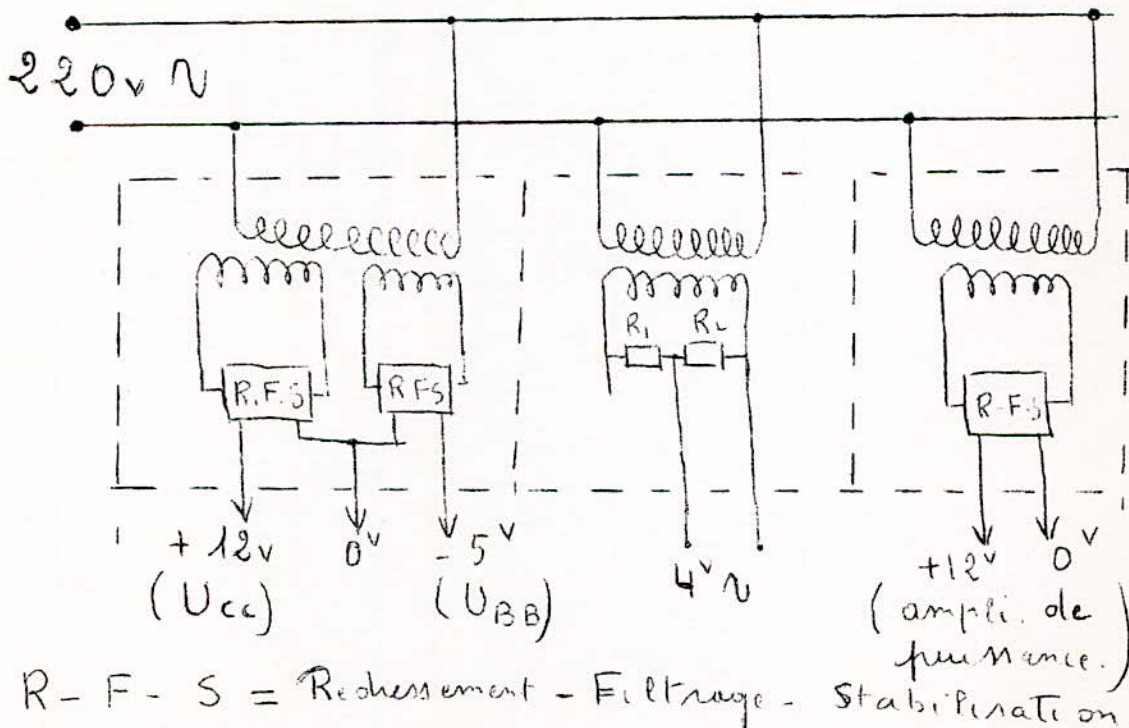
Dans cette seconde étape on montera les bascule qui sont en nombre de 8 : 4 Bascules formeront le compteur binaire et les 4 autres constitueront le diviseur de fréquence.

On signalera que, sur le panneau, le compteur aura une entrée principale, pour chaque bascule on aura ses sorties principales et complémentées, et d'autre part deux bascules auront chacune une entrée réservée pour le cablage des réactions (l'introduction des réactions dans les bascules  $B_0$  constituera la décade ou diviseur de fréquence par 10).

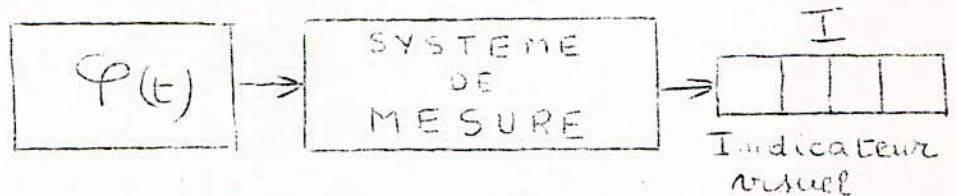
### 54 Montage du bloc d'alimentation:

Ce bloc qui devra alimenter tous les circuits impulsionsnels, les amplificateurs de puissance, polariser les transistors, et fournir une source alternative de 4 v, doit avoir des bobines de transformation de tension distinctes pour éviter les phénomènes d'interaction entre les bobines qui risqueraient de perturber la tension stabilisée.

On aura le montage suivant:



Il est souvent nécessaire de connaître la valeur numérique d'une grandeur physique  $\varphi(t)$  qui varie dans le temps. Cette grandeur  $\varphi(t)$  peut être une pression, une température, une vitesse etc... Le dispositif impulsionnel que l'on étudiera nous affichera cette valeur numérique de  $\varphi(t)$  dans un cadran ou indicateur visuel. Ce dispositif que l'on mettra au point permettra de suivre à chaque instant la variation de  $\varphi(t)$  sur l'indicateur visuel:



Les principaux blocs du système de mesure sont :

- capteur
- bloc d'amplification
- bloc de comptage des impulsions
- bloc de décodage.

On aura aussi un bloc d'alimentation qui assurera l'alimentation en tension continue de tous les blocs cités.

Pour mesurer cette grandeur physique  $\varphi(t)$  on adoptera la méthode de mesure digitale; c'est à dire que l'on comptera le nombre d'impulsion du capteur pendant une durée fixée  $t_m$  ( temps de mesure). On élaborera cette synthèse, en se basant sur l'étude réelle de deux exemples de mesure digitale.

d'une part la mesure d'une pression et d'autre part la mesure d'une température d'un combustible.

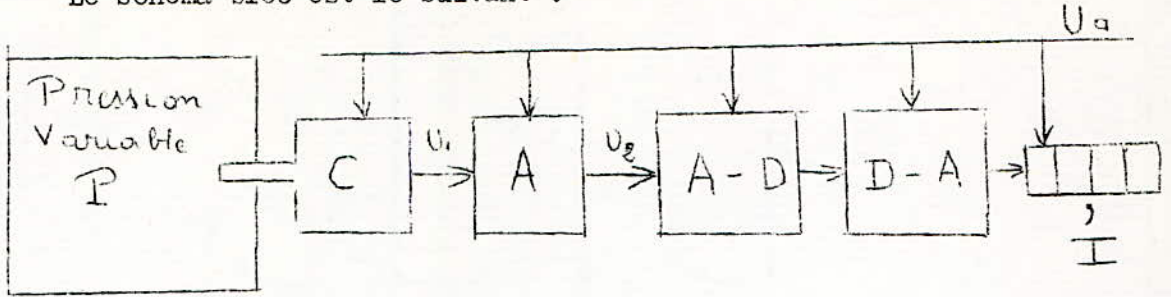
#### 6-1 - Mesure digitale de pression d'un combustible dans le système d'un moteur à réaction:

611 - Schéma général de la méthode de mesure - description des blocs données .

.../...



Le schéma bloc est le suivant :



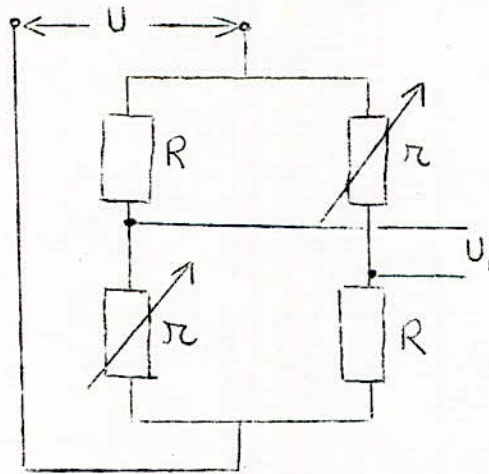
Description de chaque bloc :

- P = Enceinte contenant le combustible, dont la pression est variable dans le temps et dont on veut connaître sa valeur numérique.
- C = Capteur de pression.

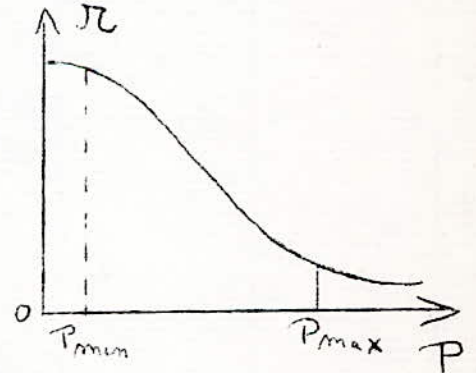
Le rôle de ce capteur est de délivrer une tension  $U_1$  proportionnelle à la pression  $P$  du combustible. Le capteur aura pour but d'assurer cette correspondance entre  $P$  et  $U_1$

$$P \rightarrow U_1 = f(P)$$

Cette correspondance peut être réalisée avec le schéma électrique suivant dans lequel on trouve des tensorésistance ( $r = f(P)$ ) :



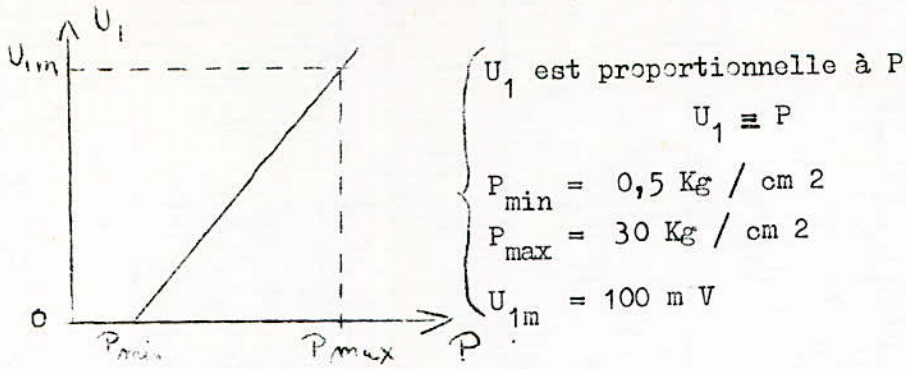
caractéristique d'une tensorésistance



.../...

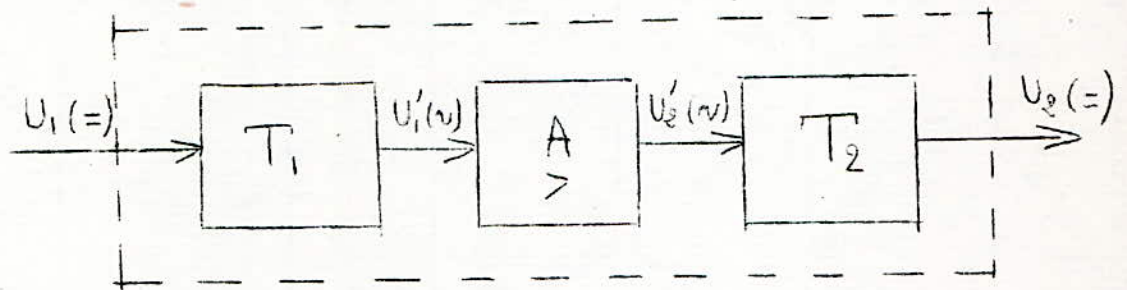


d'autre part on a la fonction  $U_1 = f(P)$



- A = Amplificateur de tension

Cette amplification sera réalisée à partir d'un signal alternatif, en effet l'amplification se réalise aisément et aura le gain voulu. Pour cela, le bloc amplificateur sera constitué de deux transformateurs de tensions et d'un amplificateur.



$T_1$  = transformateur de tensions continues ( $U_1$ ) en tension alternatives ( $U'_1$ )

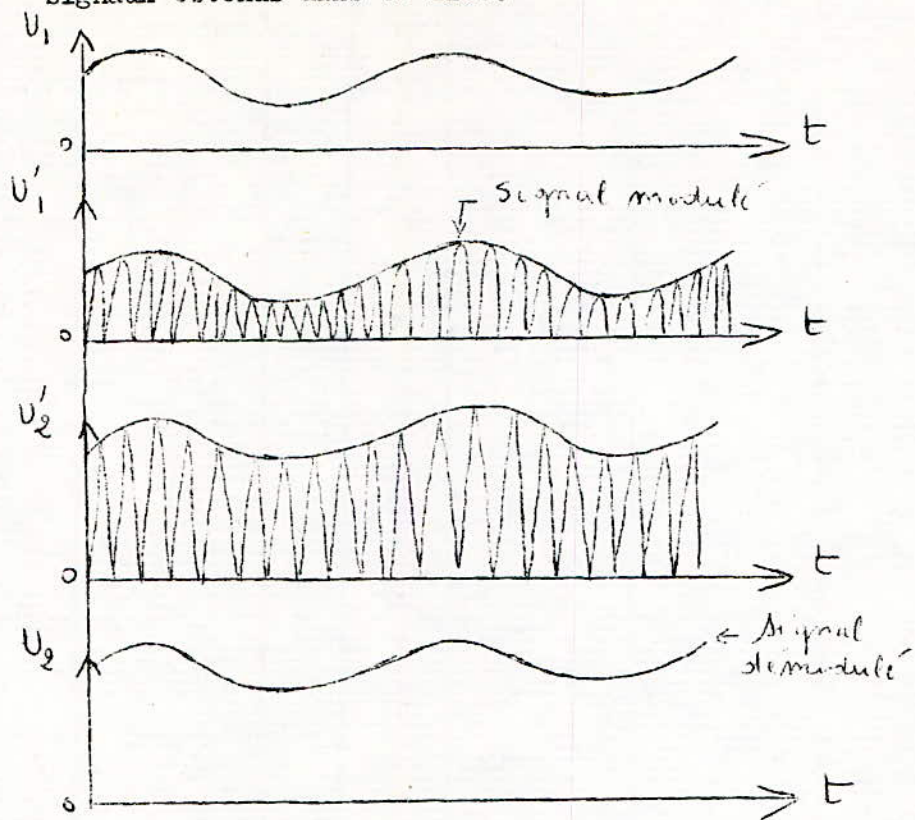
A = amplificateur de tensions alternatives dont le gain est de 100

$$\left( \frac{U_{2m}}{U_{1m}} = \frac{10}{0,1} = 100 \right)$$

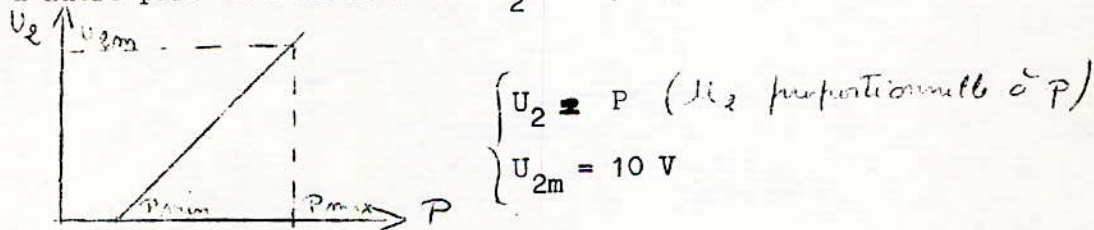
$T_2$  = transformateur de tension alternatives ( $U'_2$ ) en tensions continues ( $U_2$ ).

.../...

signaux obtenus dans ce bloc:



d'autre part on a la fonction  $U_2 = f(P)$



- bloc A - D = analogue - code :

Ce bloc assurera d'une part la mise en forme des impulsions à compter et d'autre part de faire le comptage de ces impulsions pendant une durée  $t_m$ .

.../...

- bloc D - A = code analogue:

Il aura pour but de déchiffrer la valeur binaire donnée par le compteur.

- I = indicateur visuel.

Il affichera la valeur numérique de la pression et la précision sera donnée au centième, on aura une virgule fixe.

à syst. de catal.

612 - schémas bloc du système digital .

Les blocs que l'on étudiera en détail sont :

- a) le bloc A - D = analogue code.
- b) le bloc D - A = code analogue + affichage.



a) le bloc A - D

Il est constitué de deux blocs:

- L'un pour la mise en forme des impulsions à compter.
- l'autre pour compter ces impulsions.

α) mise en forme des impulsions à compter :

Après amplification on recueille la tension  $U_2(t)$  que l'on comparera avec une tension donnée par un générateur de dents de scie  $S_{GDS}$  .

D'autre part on a un générateur d'étalonnage GE qui nous fournit des impulsions à fréquence constante  $f_G = 3 \text{ KH}_z$  . Ces impulsions sont appliquées d'une part à une porte "et" et d'autre part à un diviseur de fréquence  $D_f$  dont le coefficient de division de fréquence est de  $K_d = 6 \text{ 000}$ .

Le diviseur de fréquence est formé de décades (diviseur par 10)

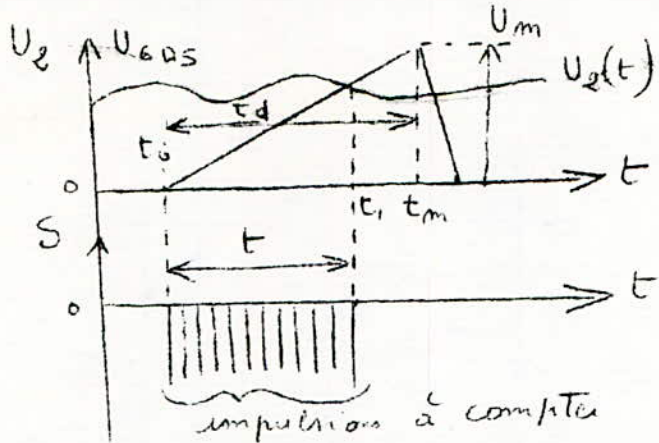
On retrouve à sa sortie  $S_D$  des signaux symétriques de durée  $t_d = 1 \text{ s}$  ; d'amplitude 12 v.

Ce signal  $S_D$  sera appliqué au générateur de dents de scie qui nous fournira des signaux en dents de scie.

La sortie complémentée, du diviseur de fréquence  $D_f$  ;  $\overline{S_D}$  sera appliquée à un circuit dérivateur qui ne doit fournir que les impulsions négatives qui seront appliquées en  $K_B$  à la bascule B ce qui l'enclenche (bascule passe de l'état 0 à 1) . Le déclenchement de cette bascule sera effectué à partir des impulsions reçues en  $J_B$  qui est la sortie du comparateur K :  $S_K$ .

Cette sortie nous fournit une impulsions négative dès que  $U_2(t) = S_{GDS}(t)$  . La sortie de la bascule B ;  $S_B$  , attaquera la porte "et" qui est celle même, attaquée par la générateur d'étalonnage.





Le générateur de dents de scie fournit une tension linéaire :

$$U_{GDS} = K t \quad \text{avec } K = \frac{U_m}{t_d} \quad (U_m = 12 \text{ v})$$

$$(t_d = 1 \text{ s})$$

$$t = \frac{U_{GDS}}{K} = \frac{U_{GDS}}{U_m} \cdot t_d$$

pour :  $t = t_1 \implies U_{GDS} = U_2(t)$

On prendra l'origine des temps en  $t_0$ , d'où :

$$t = \frac{t_d}{U_m} \cdot U_2(t) \implies t = m U_2(t) \quad \text{avec}$$

$$m = \frac{t_d}{U_m} = \text{constante}$$

L'intervalle de temps  $\Delta t = t = t_1 - t_0$  ( dans lequel sont comprises les impulsions N ) (à compter) est proportionnel à la tension  $U_2(t)$ , donc à la pression P du combustible.

$$\boxed{t = U_2(t)}$$

d'autre part le temps de mesure que l'on prendra est  $t_m = t_d = 1 \text{ s}$  ( $t_d =$  durée de l'impulsion en  $S_D$ ).

La fréquence des impulsions pour cette durée est :

$$f_G = \frac{N}{1 \text{ s}} = N \quad (\text{nombre des impulsions})$$

pour une durée  $t < t_d = 1 \text{ s}$  on aura :

$$f_{G_t} = \frac{N}{1 \text{ s}} \cdot t$$

d'autre ;  $t \cdot \frac{1}{U_m} = m = \text{constante}$

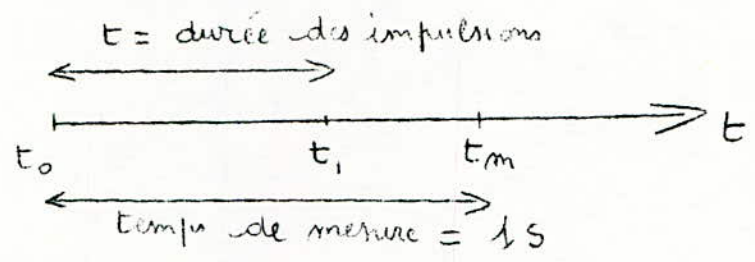
$$t = m U_2(t)$$

$$f_{Gt} = \frac{N}{1 s} \cdot m U_2 (t)$$

$$f_{Gt} \approx U_2 (t)$$

la fréquence des impulsions comprise dans l'intervalle  $\Delta t = t$  est proportionnelle à la tension  $U_2 (t)$  donc à  $p (t)$ .

A la sortie B de ce bloc qui nous permet de mettre en forme les impulsions à compter pendant une durée bien déterminée  $t_m = t_d = 1 s$ , on retrouve des impulsions dont la durée et le nombre sont proportionnels à la pression P du combustible.



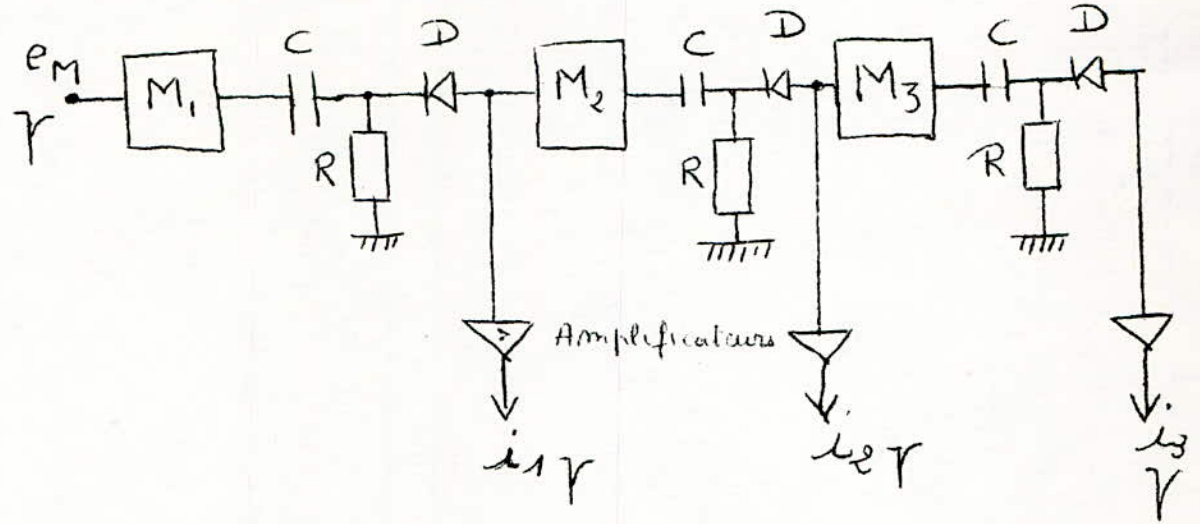
Ce bloc qui doit nous générer les impulsions à compter pendant la durée  $t_m = 1 S$ , doit aussi nous fournir des impulsions qui permettront de réaliser la remise à zéro (R A Z) du compteur, de transférer l'information du déchiffreur aux mémoires, et enfin de Remettre à zéro ces mémoires.

La sortie de diviseur de fréquence  $S_D$  sera appliquée à un circuit dérivateur avec une diode qui nous délivrera que l'impulsion négative :  $e_M$  qui indique la fin du temps de mesure.

Cette impulsion  $e_M$  déclenchera le monostable  $M_1$  qui nous fournira l'impulsion  $i_1$  : qui sera appliquée aux mémoires pour les R A Z. L'impulsion  $i_1$  déclenchera le monostable  $M_2$  qui nous fournira l'impulsion  $i_2$  /: cette dernière sera appliquée au bloc "et" pour le transfert des informations.

.../...

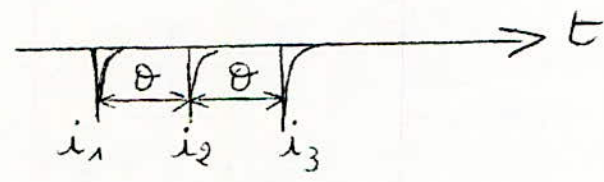
L'impulsion  $i_2$  déclenchera le 3ème monostable  $M_3$  qui délivrera l'impulsion  $i_3$ ; qui est appliquée en compteur pour sa R A Z.



$$t_d \gg \theta \gg \frac{1}{f_g} \Rightarrow 1 \text{ s} \gg \theta \gg \frac{1}{3 \cdot 10^3} = 0,33 \text{ m S}$$

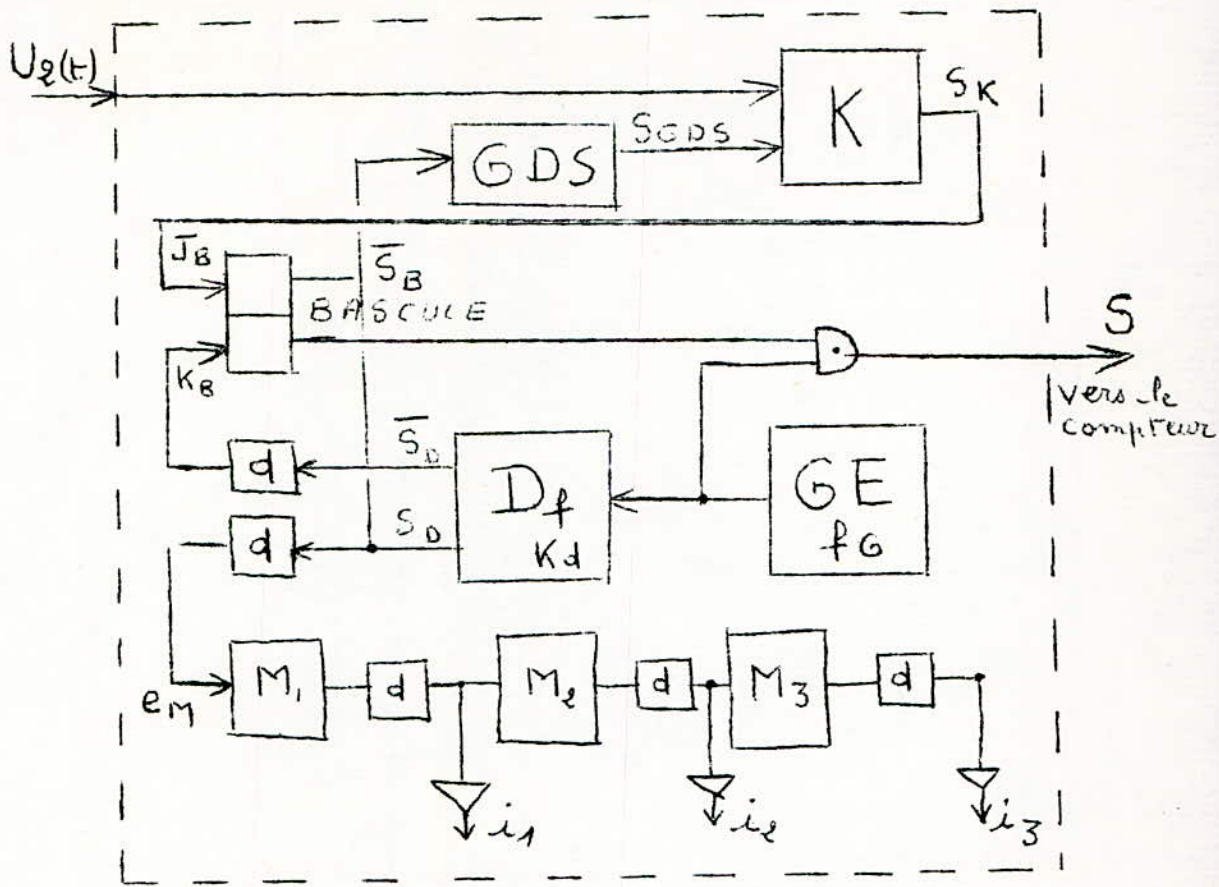
On choisit :  $\theta = 10 \text{ m S}$

Le schéma électrique des monostables, ainsi que les calculs des éléments de ces circuits ont été déjà établis.



.../...

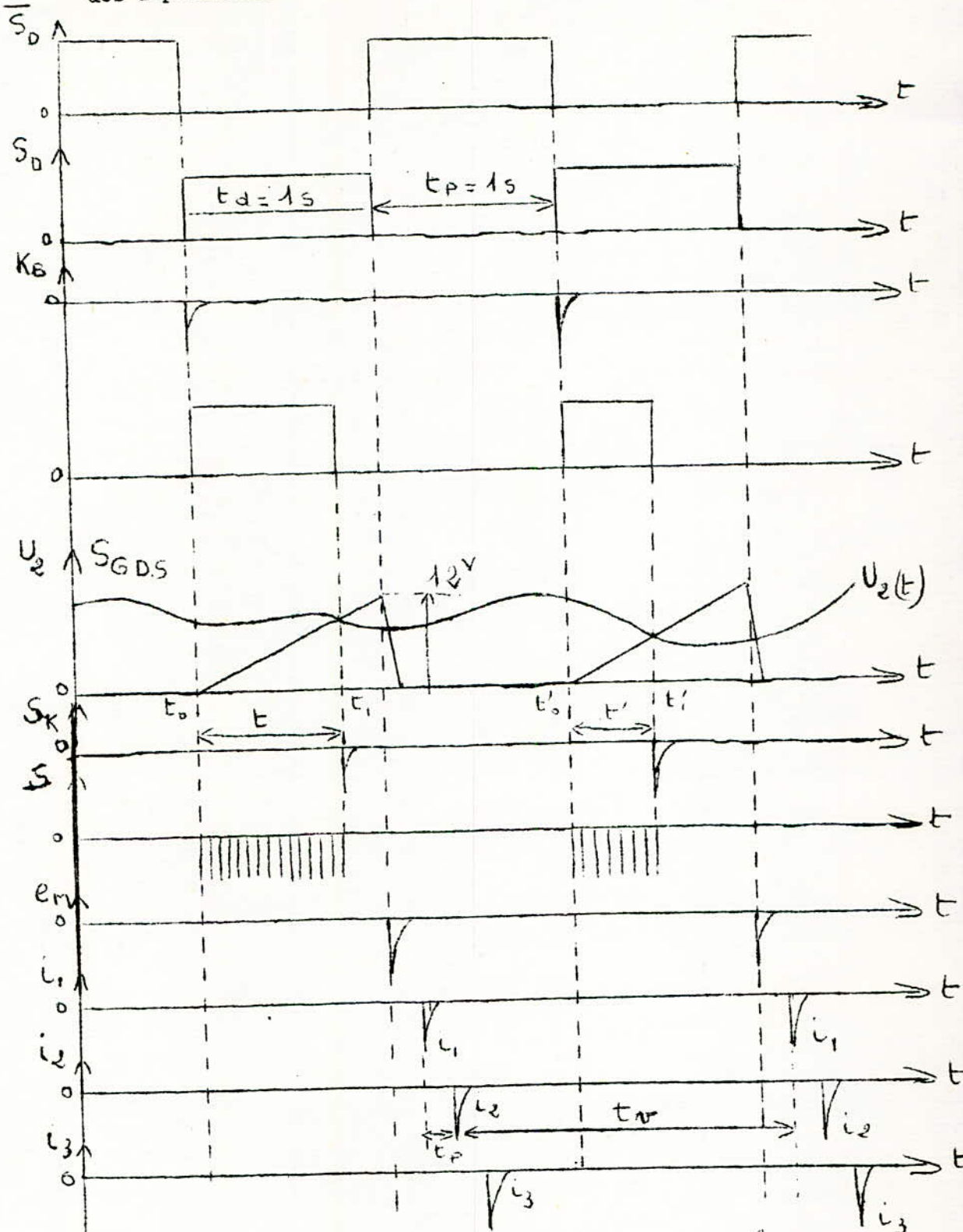
- Bloc de mise en forme des impulsions à compter:



- GE = générateur d'étalonnage,  $f_G \Rightarrow 3 \text{ KH}_z$ .
- $D_f$  = diviseur de fréquence,  $K_d = 6000$
- d = différenciateur.
- GDS = générateur de dents de scie.
- K = comparateur.
- M = Monostable.



- Différents signaux correspondants au blocs de mise en forme des impulsions.



$t_r = \text{durée de réalisation} = 2 \cdot 10^{-2} \approx 2s$   
 $t_p = \text{durée de pause} = 0 = 10ms$

### B ) le compteur:

Il nous permet de compter les impulsions comprises dans la durée fixe  $t_m = 1 \text{ S}$ . Pour cela, on utilisera un compteur qui sera formé de 4 décades. (diviseur de fréquence par 10) on aura 4 décades.

- Une décade des centièmes (0,01) qui doit compter de 0 à 9.

(0,01  $\dot{=}$  0,09)

- Une décade des dixièmes (0,1) qui doit compter de 0 à 9

(0,1  $\dot{=}$  0,9)

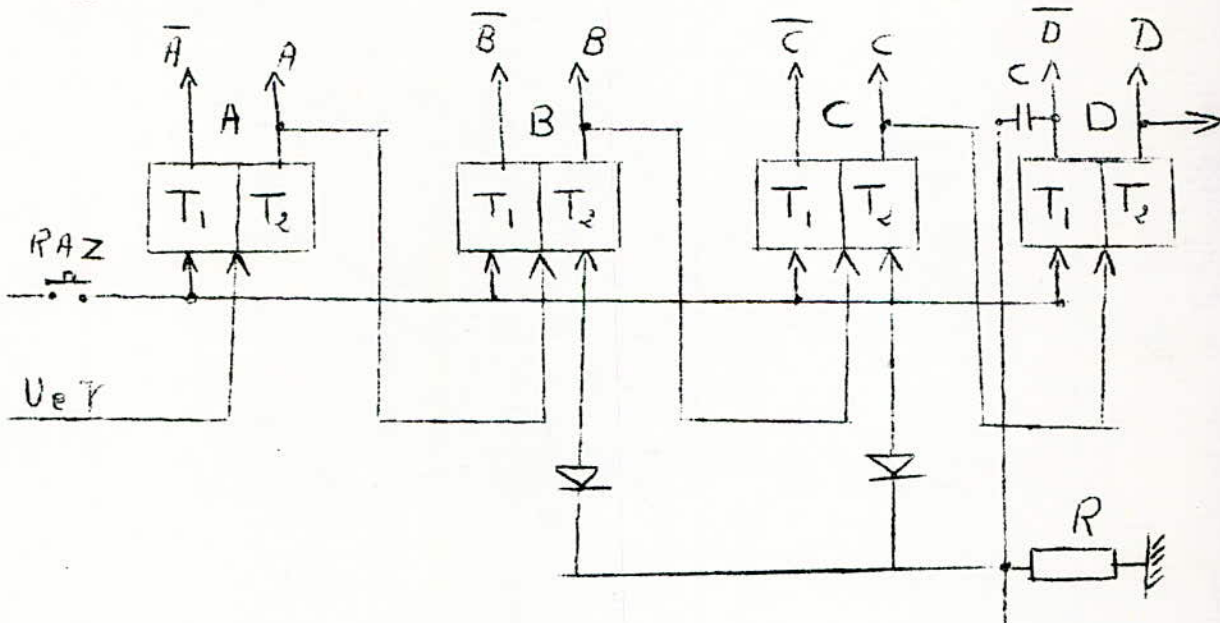
- Une décade des Unités qui doit compter de 0 à 9

- Une décade des dizaines qui doit compter de 0 à 2

car la pression maximale est de 30 Kg /cm<sup>2</sup> on affichera 29,99 Kg/cm<sup>2</sup>.

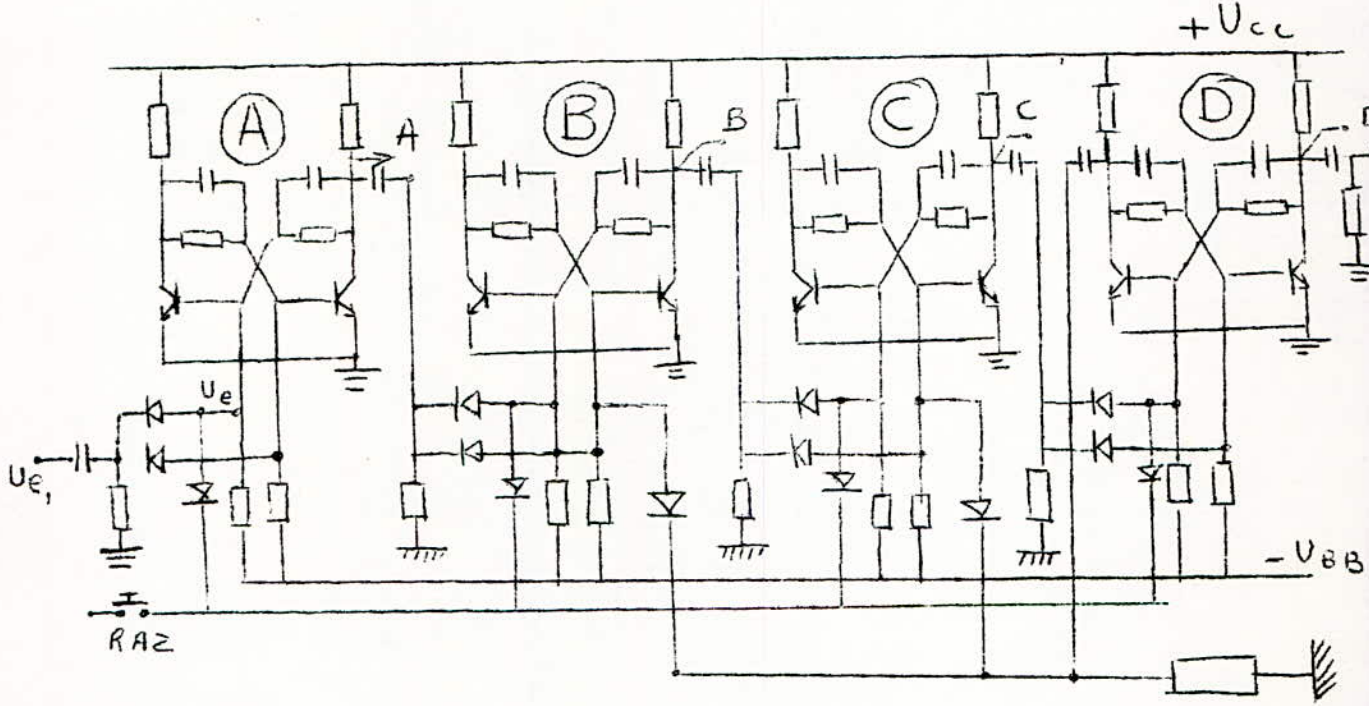
Les décades des centièmes, dixièmes et unités comprendront chacune quatre bascules donc auront 8 sorties. Alors que la décade des dizaines n'aura que deux bascules donc 4 sorties.

On prendra une décade à réactions SIMULTANÉES dont le schéma est le suivant:



.../...

Dans cette décade la réaction simultannée est présentée par des circuits différentiels entre le collecteur de  $T_1$  de la bascule D et les bases des transistors  $T_2$  des bascules B et C. Le schéma électrique est le suivant d'une décade à réaction simultannée.

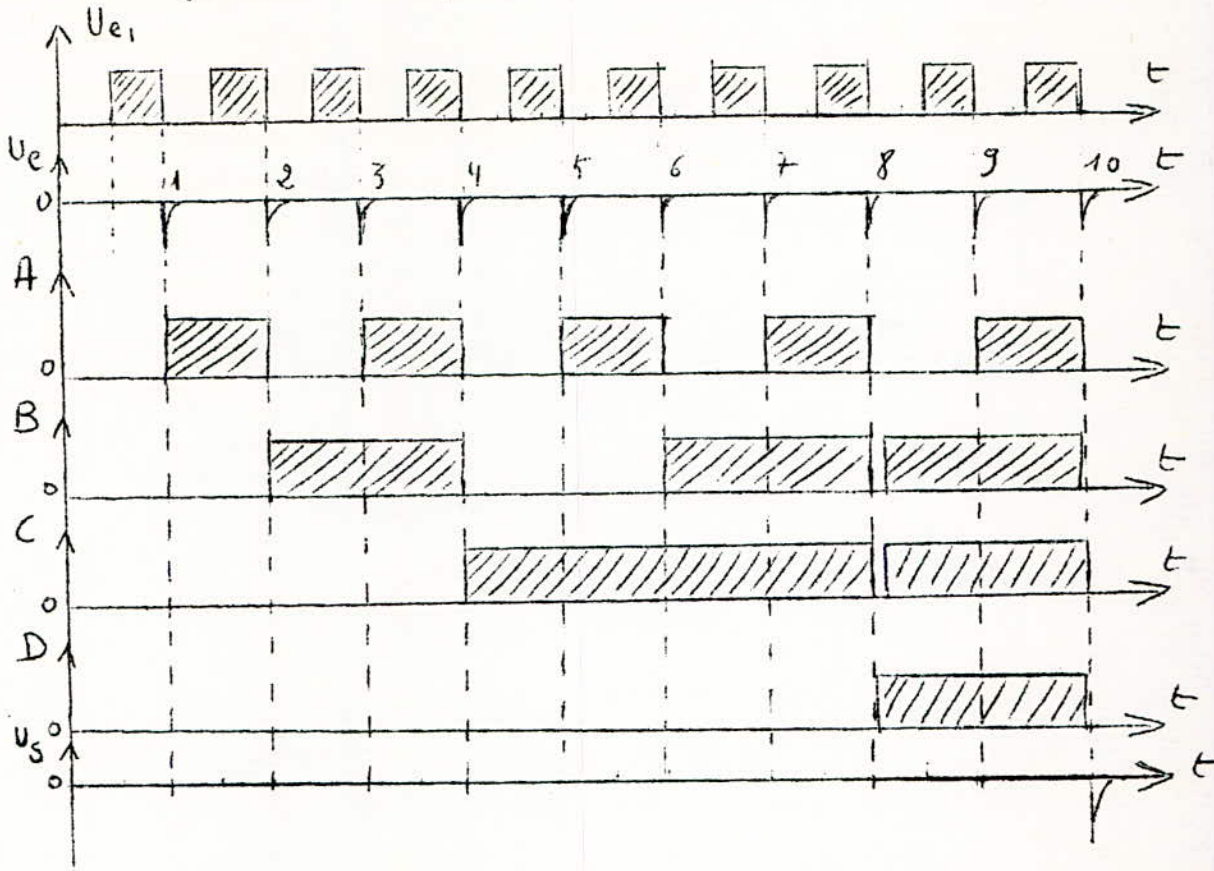


Cette décade ou encore diviseur par 10 est un circuit qui produit une impulsion de sortie unique pour dix impulsion appliquées à l'entrée.

.../...



Signaux électrique correspondants :



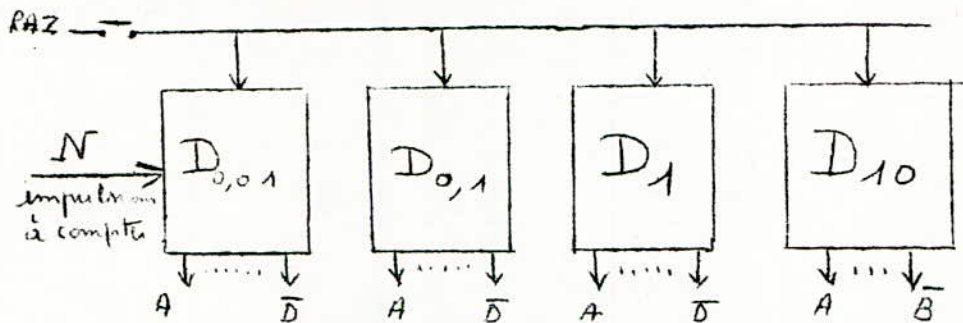
Etat des bascules avant et après l'application des impulsions.

niveau  $+U_{cc}$  1  
 niveau  $0v$  0

Numéros des impulsions	Etat avant appl. de l'impulsion	Etat après appl. de l'impulsion	Nombre décimal ( $\equiv$ )
	D C B A	D C B A	
1	0 0 0 0	0 0 0 1	1
2	0 0 0 1	0 0 1 0	2
3	0 0 1 0	0 0 1 1	3
4	0 0 1 1	0 1 0 0	4
5	0 1 0 0	0 1 0 1	5
6	0 1 0 1	0 1 1 0	6
7	0 1 1 0	0 1 1 1	7
8	0 1 1 1	1 1 1 0	14
9	1 1 1 0	1 1 1 1	15
10	1 1 1 1	0 0 0 0	0



on a d'écrit le principe d'une décade (diviseur de fréquence par 10).  
 Le compteur que l'on utilisera sera formé de 4 décades de ce type;  
 on aura le schéma suivant :



- D 0,01 = décade des centièmes, elle aura 8 sorties.
- D 0,1 = décade des dixièmes, 8 sorties
- D 1 = décade des unités - 8 sorties
- D 10 = décade des dizaines, qui sera formé de 2 bascules car elle doit compter de 0 à 2. elle aura 4 sorties.

Chaque décade nous donne à sa sortie un nombre binaire qu'il faudra déchiffrer et afficher sur l'indicateur visuel.

b) Déchiffrage et Affichage.

On aura dans ce bloc:

- Le bloc logique constitué des circuits "et" et "ou", et qui permettra d'exprimer une quantité binaire en son équivalent décimal.
- le bloc "et" de transfert des informations du bloc logique au registre.
- le registre ou mémoire qui gardera l'information pendant une durée  $t_v =$  durée de visualisation.

\* Bloc logique

Le tableau suivant donne les états des segments qui affichent les chiffres de 0 à 9.

.../...

Affichage	SEGMENTS						
	a	b	c	d	e	f	g
0	1	1	1	1	1	1	0
1	0	1	1	0	0	0	0
2	1	1	0	1	1	0	1
3	1	1	1	1	0	0	1
4	0	1	1	0	0	1	1
5	1	0	1	1	0	1	1
6	1	0	1	1	1	1	1
7	1	1	1	0	0	0	0
8	1	1	1	1	1	1	1
9	1	1	1	1	0	1	1

- Pour les décades des centièmes , dixièmes , et unités qui doivent afficher les nombres de 0 à 9.

Il faudra déterminer les équations logiques de chaque segments. On peut écrire que les segments prennent la valeur 1 pour les valeurs correspondants des chiffres affichés.

$$a = R ( 0, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 9 )$$

$$b = R ( 0, 1, 2, 3, 4, 7, 8, 9 )$$

$$c = R ( 0, 1, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 )$$

$$d = R ( 0, 2, 5, 6, 8, 9 )$$

$$e = R ( 0, 2, 6, 8 )$$

$$f = R ( 0, 4, 5, 6, 8, 9 )$$

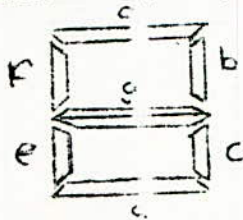
$$g = R ( 2, 3, 4, 5, 6, 8, 9 )$$

Les décades du compteur nous donnent des chiffres en binaire.

A chaque application d'une impulsion va correspondre un état de la décade donc un nombre binaire d'où un nombre décimal.

Nombre des impulsions	C B A	Décimal
0	0 0 0	0
1	0 0 0	1
2	0 0 1	2
3	0 0 1	3
4	0 1 0	4
5	0 1 0	5
6	0 1 1	6
7	0 1 1	7
8	1 1 1	14
9	1 1 1	15
10	0 0 0	0

On réalisera un affichage à 7 segments. Chaque décade affichera son nombre décimal compris entre 0 et 9 (sauf pour la décade des dizaines qui n'affichera que 0, 1 et 2).



On pourra afficher les dix chiffres compris entre 0 et 9 avec une combinaison de ces 7 segments.

Le segment peut avoir deux états : illuminé ou éteint :

On attribuera la valeur 1 à l'état illuminé et la valeur 0 à l'état éteint du segment.

- Tableau de KARNAUGH avec les chiffres décimaux correspondant aux différents cases:

	00	01	11	10
00	0	1	3	2
01	4	5	7	6
11	12	13	15	14
10	8	9	11	10

D'autre part on a la correspondance entre le chiffre affiché et le nombre décimal donné en binaire par le compteur.

Affichage	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Binaire donné par le compteur	0	1	2	3	4	5	6	7	14	15

On établit l'équation logique pour chaque segment:

SEGMENT "a" :

	00	01	11	10
00	1	0	1	1
01	0	1	1	1
11			1	1
10				

$$a = B + \bar{A} \cdot \bar{C} + A \cdot C$$

SEGMENT "b" :

	00	01	11	10
00	1	1	1	1
01	1	0	1	0
11			1	1
10				

$$b = D + \bar{C} + \bar{A} \cdot \bar{B} + A \cdot B$$



SEGMENT "c"

	00	01	11	10
00	1	1	1	0
01	1	1	1	1
11			1	1
10				

$$c = A + \bar{B} + C$$

SEGMENT "d"

1	0	1	1
0	1	0	1
		1	1

$$d = D + \bar{A} \cdot \bar{C} + \bar{A} \cdot B + B \bar{C} + A \bar{B} \bar{C}$$

SEGMENT "e"

1	0	0	1
0	0	0	1
		0	1

$$e = \bar{A} \cdot \bar{C} + \bar{A} \cdot B$$

SEGMENT "f"

1	0	0	0
1	1	0	1
		1	1

$$f = D + \bar{A} \cdot \bar{B} + \bar{A} C + \bar{B} C$$

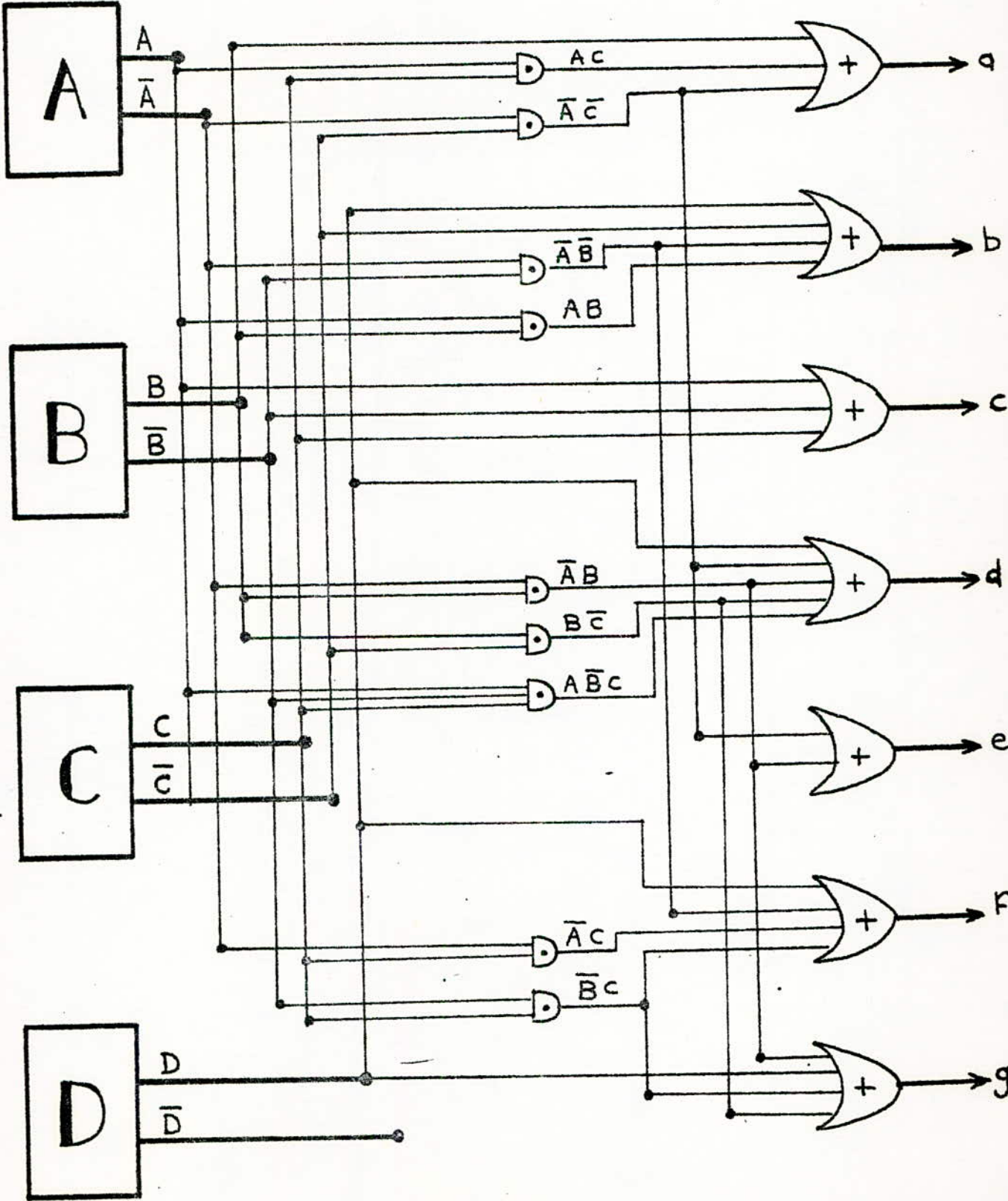
.../...

SEGMENT "g"

0	0	1	1
1	1	0	1
		1	1

$$g = D + B\bar{A} + B\bar{C} + \bar{B}C$$

CIRCUIT LOGIQUE DU DECODEUR DES DÉCADES  
DES CENTIEMES ÷ DIZAINES ÷ UNITES



- déchiffrement à la sortie de la décade des dizaines:  
 la décade des dizaines ne comptera que jusqu'à 2.  
 d'où les segments s'allumeront pour :

- a = R ( 0,2 )
- b = R ( 0,1,2 )
- c = R ( 0,1, )
- d = R ( 0,2 )
- e = R ( 0,2 ) = d = a
- f = R ( 0 )
- g = R ( 2 )

	A	0	1
B	0	0	1
	1	2	3

	0	1
0	1	0
1	1	

a

1	1
1	

b

1	1
0	

c

1	0
0	

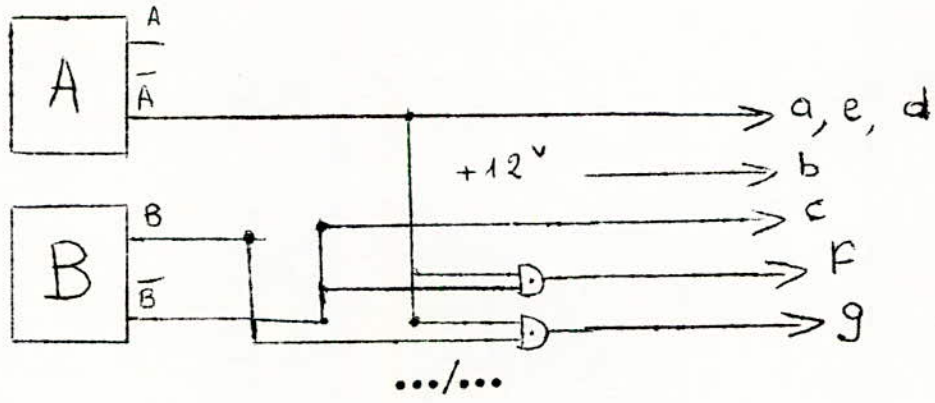
f

0	0
1	

g

- a = d = e =  $\bar{A}$
- b = 1
- c =  $\bar{B}$
- f =  $\bar{A} \cdot \bar{B}$
- g =  $\bar{A} \cdot B$

- Réalisation:





La réalisation pratique de tous ces circuits logiques (E T et ou ) sera faite à l'aide de diodes.

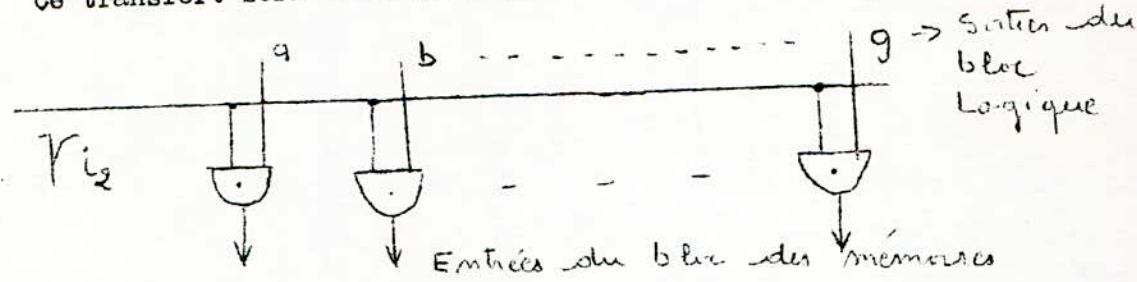
On aura pour les décades des centièmes, des dixièmes et unités 8 sorties qui seront connectées à une . à diode qui formera le bloc logique,

la décade des dizaines aura 4 sorties qui seront connectées à une matrice à diode plus réduite que les 3 autres .

Le bloc logique aura 7 sorties qui commanderont l'allumage des segments.

\* Transferts des informations aux mémoires.

Ce transfert sera effectué à partir de l'impulsion  $i_2$  .



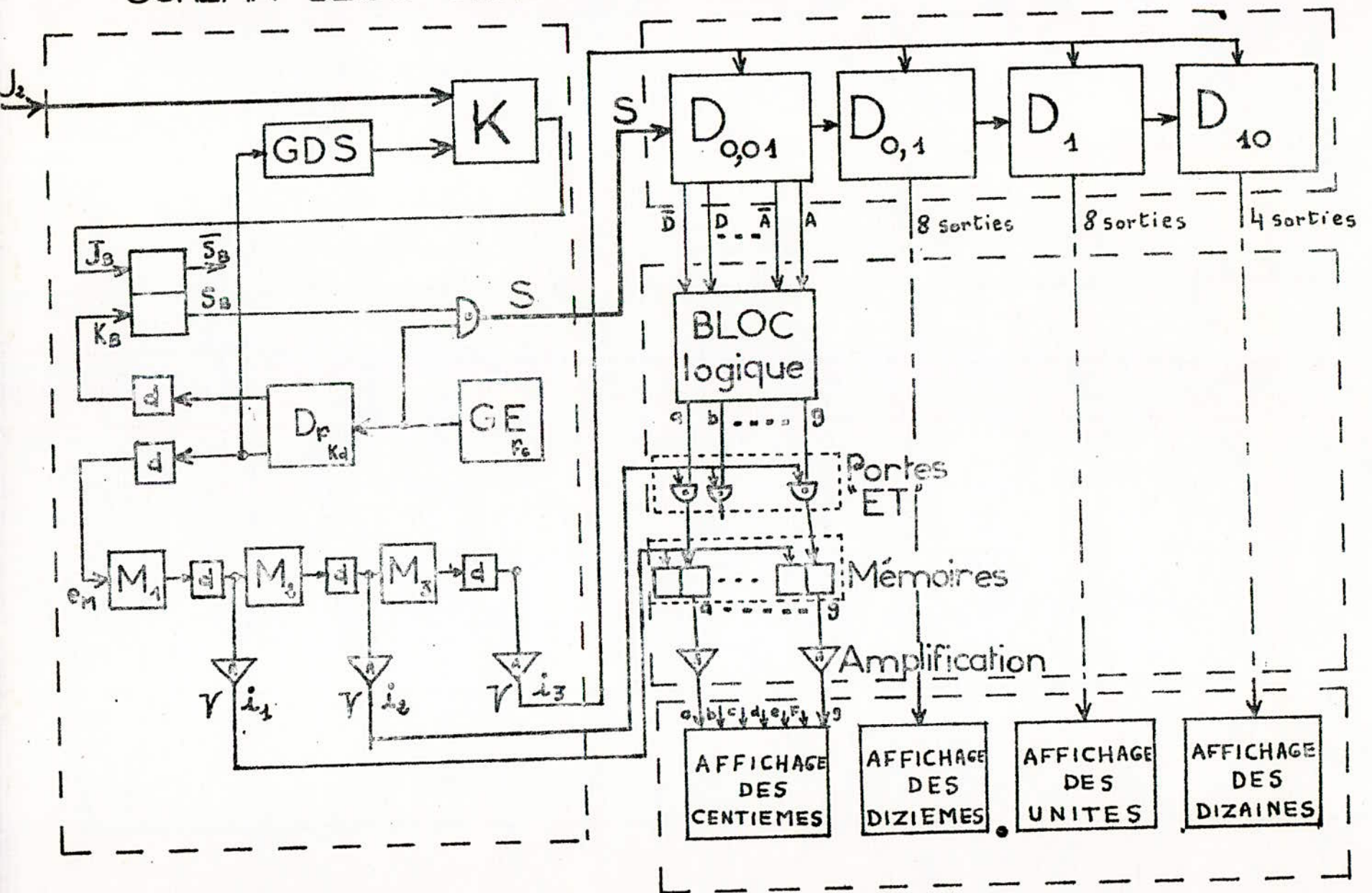
Les portes "et" sont réalisées à partir de diodes.

\* Mémoires :

Ce sont des bascules placées après les portes "et" de transfert et permettent d'afficher un nombre pendant un temps  $t_v$  qui est la durée de visualisation.

Le R A Z de ces mémoires est effectuée à partir de l'impulsion  $i_2$  .

# SCHEMA BLOC GENERAL DE LA MESURE DIGITALE



6- 2 Mesure digitale de la température d'un combustible.

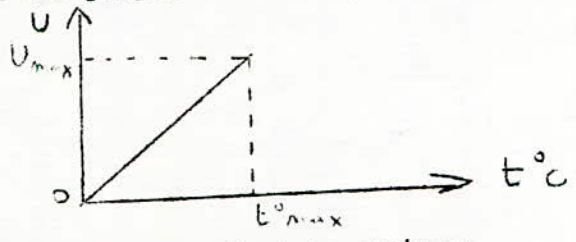
Donné initiales:

- Température maximale du combustible :  $600^{\circ}C$
- Temps de visualisation :  $t_v = 2\text{ s.}$

Le méthode de mesure consistera en la mesure du nombre d'impulsions fournies par un capteur ( $t_m = 1\text{ s.}$ ).  
 ( $t_m$  : temps de la mesure).

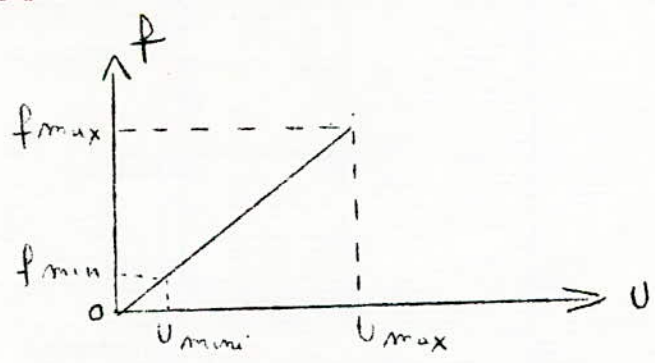
621 - DESCRIPTION DE LA MESURE

Le capteur, qui est dans notre cas un thermocouple recueille une tension qui est proportionnelle à la température du combustible.



Courbe de transfert du capteur.

Cette tension est appliquée ( par l'intermédiaire d'un amplificateur) à l'entrée d'un convertisseur linéaire tension - fréquence.



$f_{max} = 6\text{ KHz}$

Courbe de transfert du convertisseur.

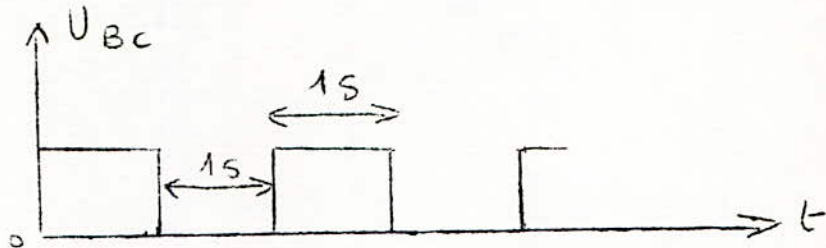
.../...



À la sortie de ce dernier bloc, on a un signal dont la fréquence est proportionnelle à la température du combustible.

Ces impulsions constituent la première entrée de la porte de mesure (porte "ET").

La deuxième entrée de cette porte est constituée par les impulsions rectangulaires recueillies à la sortie de la bascule de commande ( $t_p = t_d = 1 \text{ s}$ ) ; bascule qui est commandée par un multivibrateur (decommande) fournissant un signal très stable en fréquence ( $f = 1 \text{ Hz}$ ).



tension à la sortie de la bascule de commande.

Lorsque la porte de mesure se trouve dans l'état 1, les impulsions issues du capteur sont transmises à l'entrée du compteur qui constitue le bloc digital.

Le résultat du comptage est appliquée au bloc logique qui sélectionne l'allumage des lampes de l'afficheur.

#### Bloc de commande

Il faudra prévoir la remise à zéro des mémoires; le transfert des informations aux mémoires et la remise à zéro du compteur.

- La première fonction sera assurée par l'impulsion ( $i_1$ ) qui apparaît à la sortie du circuit dérivateur placé après la bascule de commande (passage de l'état 1 à 0).

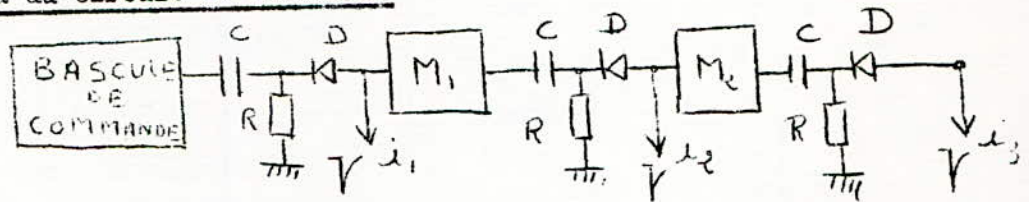
.../...



- Cette impulsion attaquera aussi un pramièr monostable qui délivrera une deuxième impulsion ( $i_2$ ) qui aura pour rôle le transfert des informations aux mémoires et par suite à l'afficheur.
- Enfin cette deuxième impulsion attaquera le second monostalbe qui fournira l'impulsion( $i_3$ ) qui remettra le compteur à zéro.

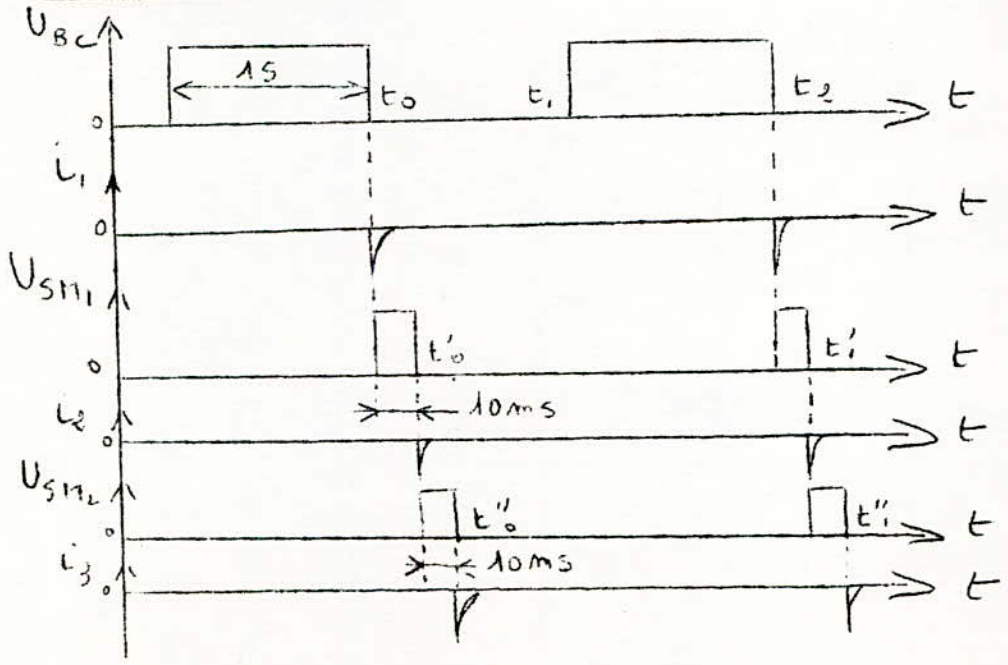
Les mémoires qui permettent de transmettre les informations issues des sorties du bloc logique à l'afficheur sont de simples bascules pourvus d'une attaque<sub>2</sub> supplémentaire pour la RAZ de ces mémoires.

Schéma du circuit de commande.



Bien entendu les temps séparant l'apparition des impulsions  $i_1$  et  $i_2$  d'une part et  $i_2$  et  $i_3$  d'autre part doivent être très inférieurs au temps de visualisation ( $t_v = 1 \text{ s}$ ).  
On prendra donc ce temps égal à une dizaine de milliseconde.

Signaux de commande;



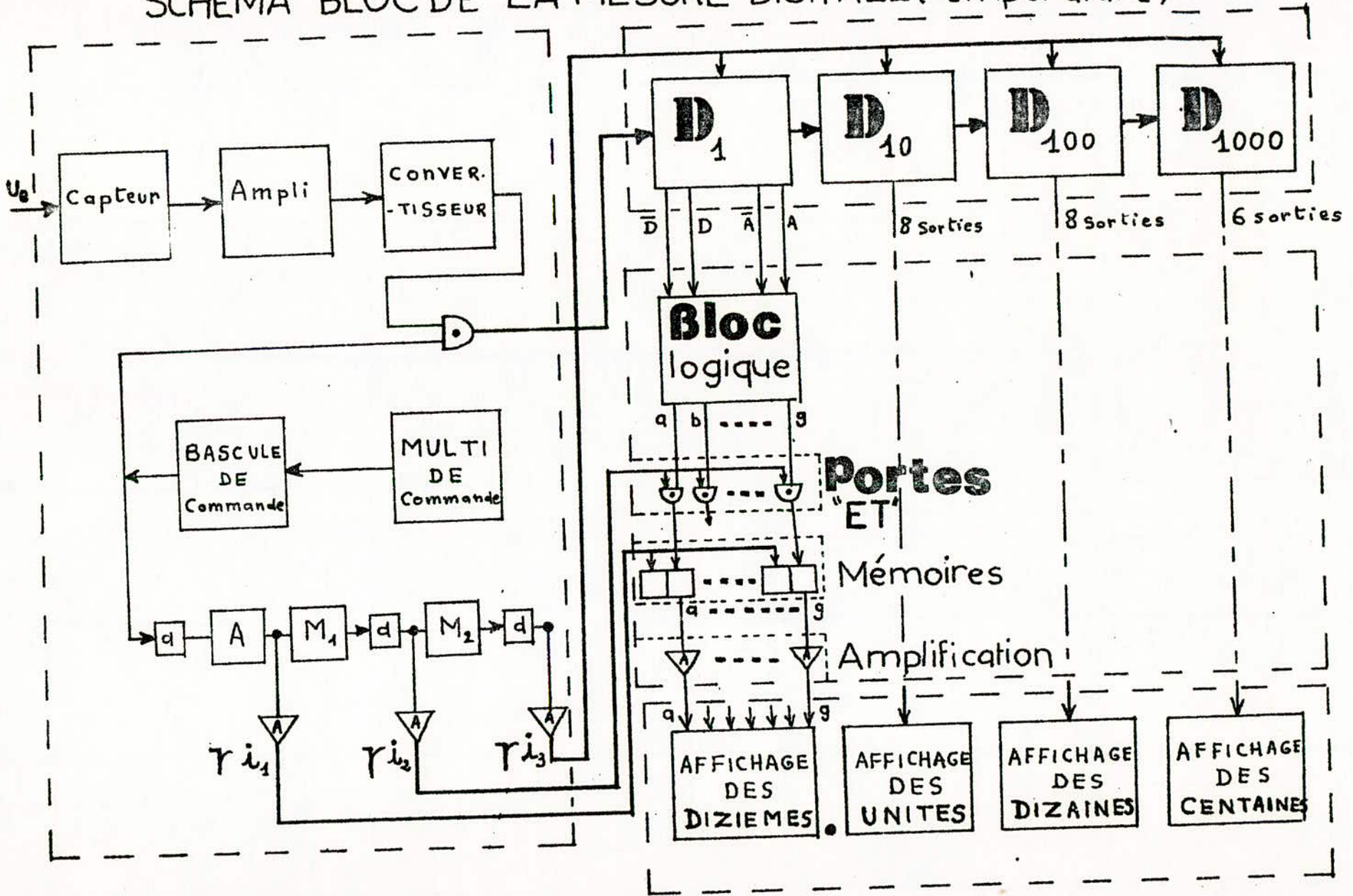
$t'_{01} \rightarrow t_2$  = temps de visualisation.  
 $t_1 \rightarrow t_2$  = temps de mesure. et  $t_0 \rightarrow t'_0$  = temps de pause

La tension  $U_{CB}$  étant la tension recueillie à la sortie de la  
 bascule de commande.

• La tension  $U_{SM1}$  étant la tension recueillie à la sortie du  
 monostable  $M_1$ .

• La tension  $U_{SM2}$  étant la tension recueillie à la sortie du  
 monostable  $M_2$ .

# SCHEMA BLOC DE LA MESURE DIGITALE (Température)





622 - BLOC DIGITAL

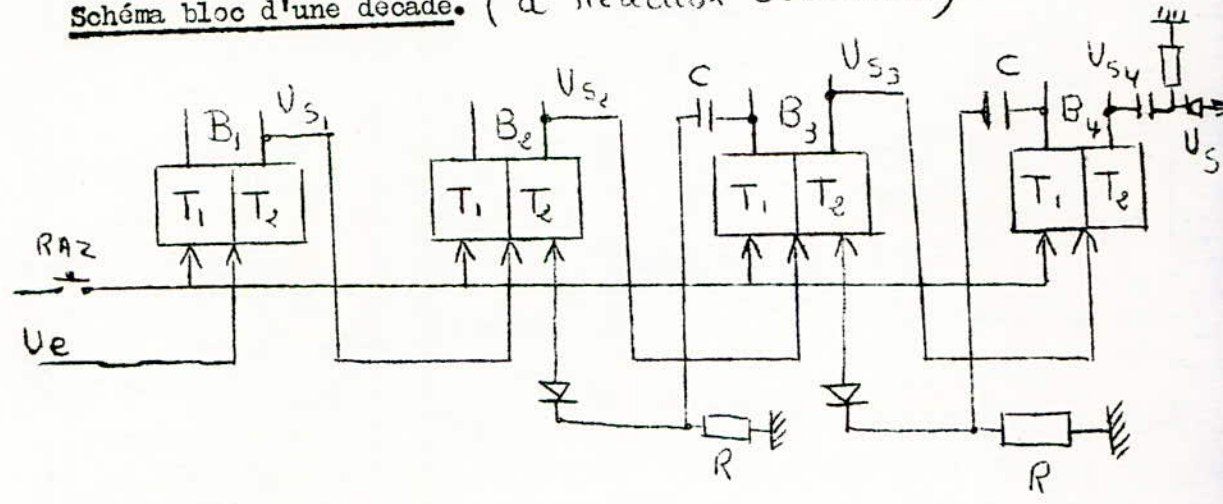
Le but de ce bloc est de compter les impulsions issues du capteur, La fréquence maximale de ces impulsions étant de  $6\text{KH}_z$ .

Pour celâ nous utiliserons quatre décades en série.

622 - 1 - Principe du fonctionnement du compteur en décade à réaction distinctes

Une décade est un circuit qui produit une impulsions de sortie pour dix impulsions appliquées à l'entrée.

Schéma bloc d'une décade. (à réaction distinctes)

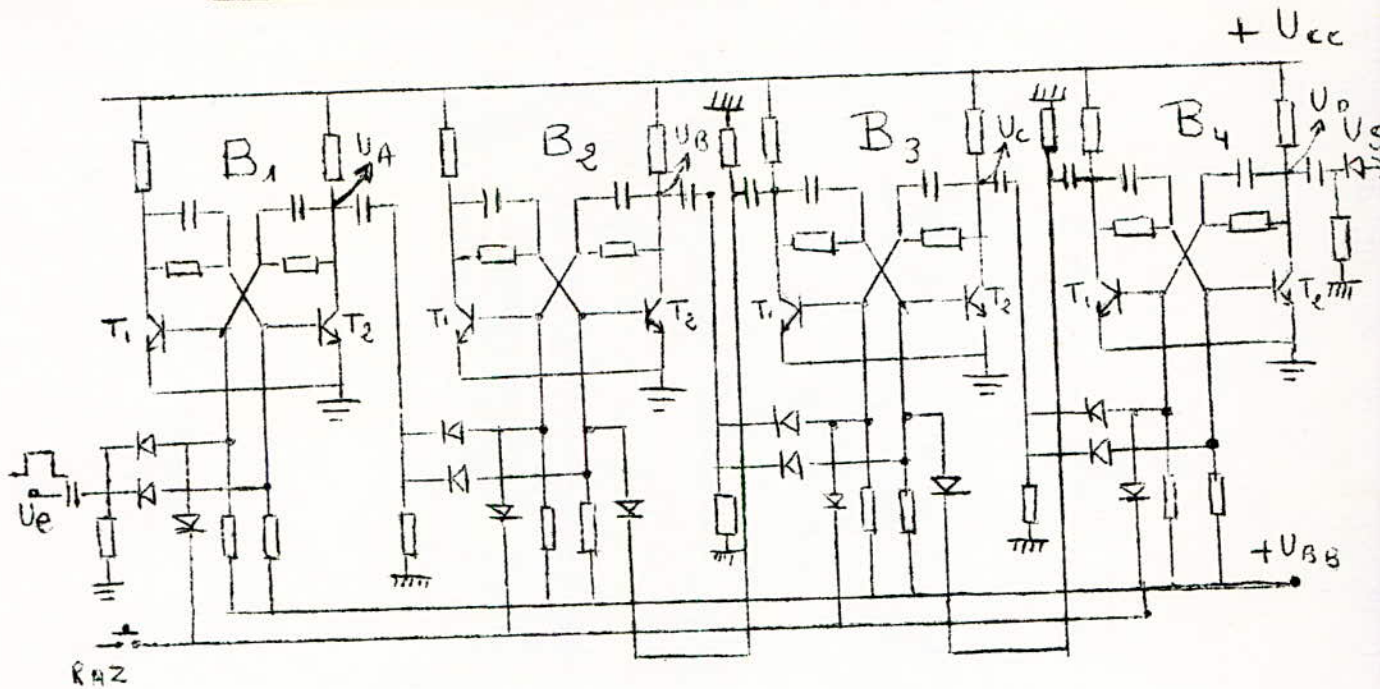


Comme le montre le schéma ci-dessus, une décade est constituée par quatre bascules bistables en cascade par des circuits de réaction qui ont pour rôle d'ajouter des impulsions supplémentaires afin que les quatres bascules reprennent leur état initial après seulement dix impulsions appliquées à l'entrée.

.../...

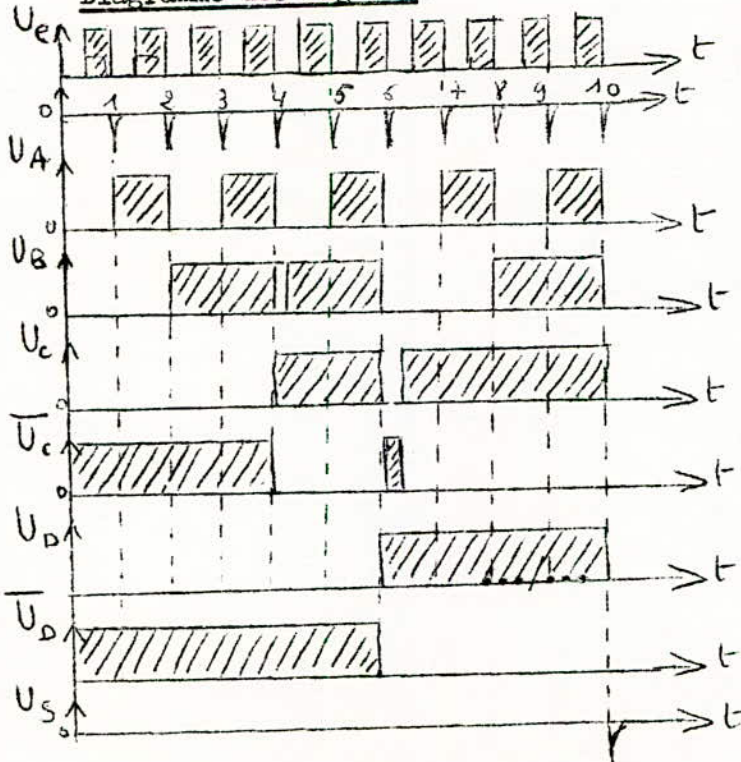


622-2 Schéma électrique et description du fonctionnement d'une décade  
 Schéma électrique d'une décade à réactions distinctes:



Nous remarquons les réactions d'une part entre les bascule B<sub>4</sub> et B<sub>3</sub> et d'autre part entre les bascule B<sub>3</sub> et B<sub>2</sub>

Diagramme des signaux.



N° de l'impulsion	A	B	C	D
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	1	1	0
5	1	1	1	0
6	0	0	1	1
7	1	0	1	1
8	0	1	1	1
9	1	1	1	1
0	0	0	0	0



La tension  $U_D$  passe de l'état 1 à l'état 0, le circuit de réaction fait alors en sorte qu'une impulsion négative apparaisse sur la base de  $T_{23}$ ,  $B_3$  passe donc à l'état 1 après l'application de cette impulsion.

Après la 6° impulsion le compteur affiche 00 11 qui correspond à la valeur décimale 6.

Ensuite le comptage est effectué normalement sous l'action des réactions:

après la 7° impulsion	1 011	7
après la 8° impulsion	0 111	8
après la 9° impulsion	1 111	9

A la dixième impulsion, toutes les bascules reviennent à leur état initial et le compteur affiche 0000 et une impulsion apparaît alors à la sortie S ( car  $U_D$  passe de 1 à 0 ).

622-3 Compteur

Ayant à compter jusqu'à 6000 (fréquence maximale des impulsions fournies par le capteur) ; le compteur comportera quatre décades:

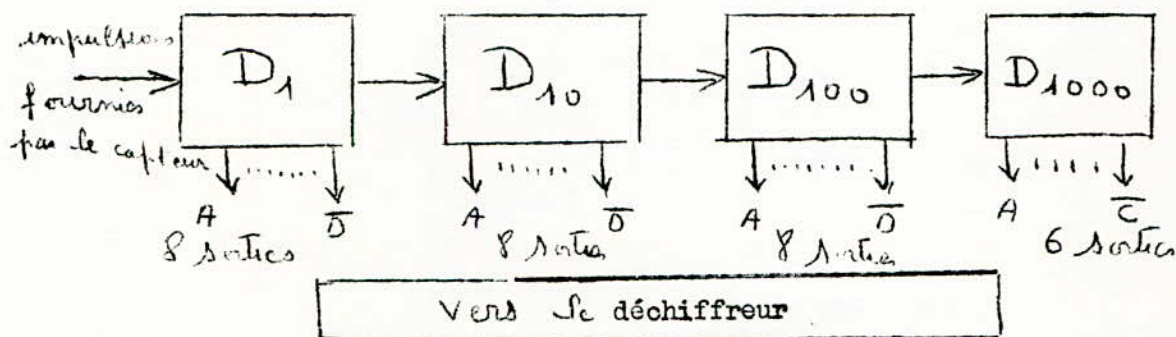
- \* Décades des unités :  $d_1$
- \* " " dizaines :  $d_{10}$
- \* " " centaines :  $d_{100}$
- \* " " mille :  $d_{1000}$

Les trois premières décades doivent compter jusqu'à 9 et la quatrième jusqu'à 5 seulement.



622-31 Décades des Unités ( $d_1$ ), des dizaines ( $d_{10}$ ), des centaines ( $d_{100}$ )

Comme il a été dit précédemment, ces 3 décades devant compter de 0 à 9, elles seront donc identiques entre elles et seront montées en cascade.



La sortie de ces 3 décades ira d'une part alimenter la décade suivante et d'autre part vers le décodeur (déchiffreur).

Comme chaque décade à 8 sorties; on aura donc 24 sorties pour ces 3 décades.

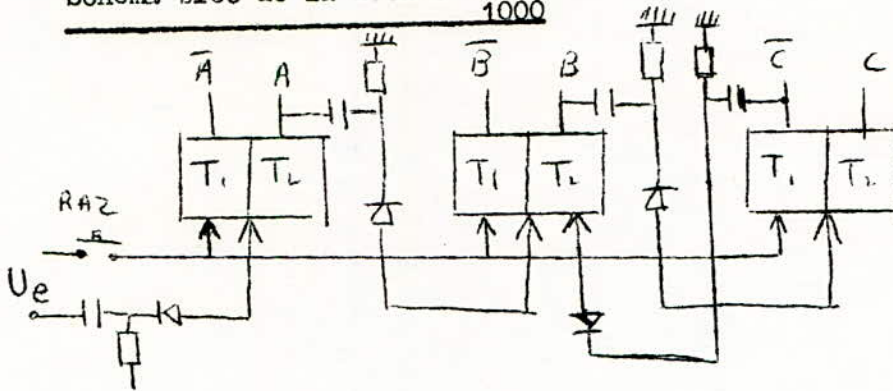
622-32 Décade des mille ( $d_{1000}$ )

Cette décade devra donc compter jusqu'à <sup>5</sup> seulement.

Elle sera placée après la décade  $d_{100}$ .

.../...



Schéma bloc de la décade d<sub>1000</sub>

Par l'intermédiaire de l'impulsion  $i_3$ , toutes les bascules sont à l'état zéro.

\*A la première impulsion provenant de  $d_{100}$ , la bascule  $B_1$  passe de 0 à 1 ; on a donc l'état

.	A	B	C
	1	0	0

\*La 2<sup>o</sup> impulsion aura pour effet de saturer la bascule  $B_1$ .

Mais  $B_2$  changera aussi d'état grâce à l'impulsion négative recueillie après le circuit dérivateur placé entre la sortie de  $B_1$  l'entrée de  $B_2$ , on a donc le nombre binaire 010.

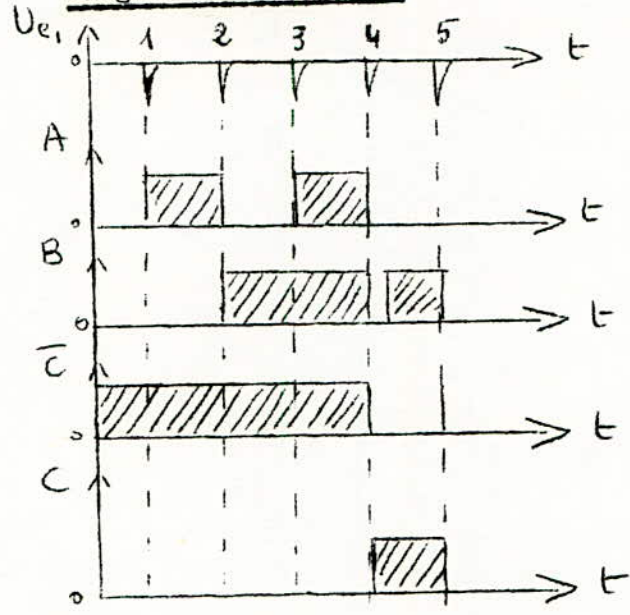
\*L'application d'une 3<sup>o</sup> impulsion bloquera  $B_1$  et  $B_2$ , état correspondant au binaire 110.

\*A la quatrième impulsion,  $B_1$  passera de 1 à 0 ;  $B_2$  changera d'abord d'état : 1 à 0 ; ceci aura pour effet de faire basculer  $B_3$  la sortie C de cette dernière bascule passera donc de 0 à 1,  $\bar{C}$  passera de 1 à 0 ; ce changement d'état de  $\bar{C}$  fera de nouveau changer l'état de  $B_2$  (0 à 1) grâce au circuit de réaction. Le nombre binaire 011 est alors affiché.

.../...

- \* l'apparition d'une 5<sup>e</sup> impulsion fera en sorte de bloquer B<sub>1</sub> 111
- \* Une nouvelle impulsion remettra alors à zéro toutes les sorties de d<sub>1000</sub>.

Diagramme de signaux.



N° impulsion	A	B	C
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	1	1
5	1	1	1

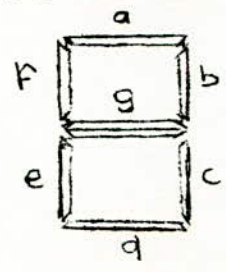
On a donc 6 sorties pour d<sub>1000</sub>

623 - BLOC LOGIQUE

C'est par l'intermédiaire de ce bloc que les nombres binaires recueillis à la sortie de chaque décade sont transformés en quantité décimale.

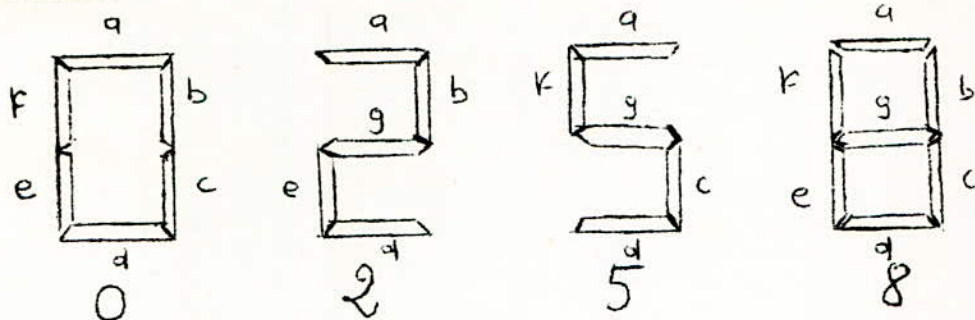
L'affichage utilisé est l'affichage classique; a savoir l'affichage à 7 segments.

Il suffira alors de déterminer l'équation logique de chaque segment par la méthode de KARNAUGH en attribuant par exemple la valeur, 1 à l'état illuminé et la valeur 0 à l'état éteint du segment.



Avec un tel digit, on pourra écrire les 10 chiffres de 0 à 9 avec une combinaison des 7 segments.

exemples :



623-1 - Décade des chiffres décimaux, des unités et des dizaines  
( $d_1, d_{10}, d_{100}$ ).

On rappelle que ces décades doivent compter de 0 à 9.

Reprenons le tableau donnant l'équivalent binaire des nombres décimaux de 0 à 9.

	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	1	0
5	0	1	1	1
6	1	1	0	0
7	1	1	0	1
8	1	1	1	0
9	1	1	1	1

Groupons le résultat ci-dessus dans un tableau de KARNAUGH.

	00	01	11	10
00	0	1	3	2
01			5	4
11	6	7	9	8
10				

D'autre part, on peut dire que le segment " a " prend la valeur 1 si l'on a 0 ou 2 ou 3... ou 9.

a = R ( 0,2, 3,5, 6,7,8,9 )  
 de même: b = R ( 0,1,2,3,4,7,8,9 )  
 c = R ( 0,1,3, 4,5,6,7,8,9 )  
 d = R ( 0,2,3,5,6,8,9 )  
 e = R ( 0,2,6,8 )  
 f = R ( 0,4,5,6,8,9 )  
 g = R ( 2,3,4,5,6,8,9 )

... + bleu



Dressons alors le tableau de KARNAUGH de chaque segment.

	00	01	11	10
00	1	0	1	1
01			1	0
11	1	1	1	1
10				

$$a = D + AD + \bar{A}\bar{C}$$

1	1	1	1
		0	1
0	1	1	1

$$b = DA + \bar{C} + B\bar{A}$$

1	1	1	0
		1	1
1	1	1	1

$$c = C + A + \bar{B}$$

1	0	1	1
		1	0
1	0	1	1

$$d = AB + \bar{A}\bar{C} + D\bar{A}$$

1	0	0	1
		0	0
1	0	0	1

$$e = \bar{A}\bar{C} + \dots + D\bar{A}$$

1	0	0	0
		1	1
1	0	1	1

$$f = BC + \bar{A}B$$

0	0	1	1
		1	1
1	0	1	1

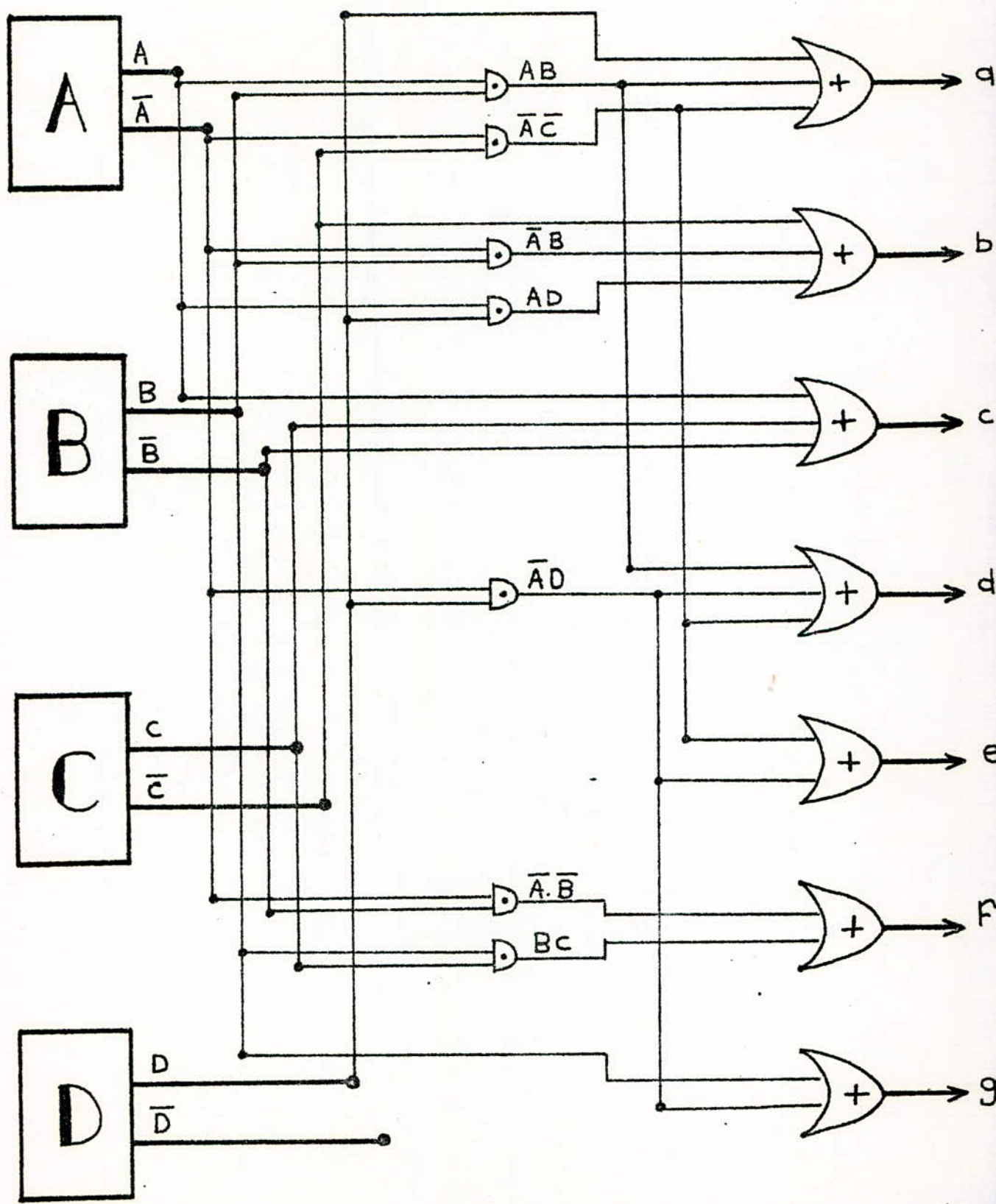
$$g = B + \bar{A}D$$

Circuit logique du décodeur pour les chiffres décimaux dizaines et les unités

On rappelle que ces 3 décades sont identiques entre elles et sont constituées de 4 bascules reliées en cascade à réaction distinctes. Ayant 2 sorties pour chaque bascule, chacune de ces décades aura donc au total 8 sorties ( A,  $\bar{A}$  ; B,  $\bar{B}$  ; C,  $\bar{C}$  , D,  $\bar{D}$  )

Des sorties iront alimenter les segments d'après leurs équations logiques.

CIRCUIT LOGIQUE :



623 - 2 Décades des centaines

Le digit représentant le nombre des centaines ne doit prendre que 6 valeurs ( 0, 1, 2, 3, 4, 5 ).

Pour déterminer l'équation de chaque segment nous allons procéder de la même manière que précédemment sans oublier que cette fois-ci nous n'avons que 6 sorties ( A,  $\bar{A}$ ; B,  $\bar{B}$ ; C,  $\bar{C}$  )

- a = R ( 0, 2, 3, 5 )
- b = R ( 0, 1, 2, 3, 4 )
- c = R ( 0, 1, 3, 4, 5 )
- d = R ( 0, 2, 3, 5 )
- e = R ( 0, 2 )
- f = R ( 0, 4, 5 )
- g = R ( 2, 3, 4, 5 )

Reprenons le tableau donnant l'équivalent binaire des nombres décimaux de 0 à 5 .

	$\bar{C}$	$\bar{B}$	$\bar{A}$				
C	0	1	1	1	0	0	0
	0	0	1	3	2		
	1			5	4		

Dressons alors le tableau de KARNAUGH de chaque segment.

1	0	1	1
		1	0

a =  $\bar{A} \bar{C} + A B$

1	1	1	1
		0	1

b =  $\bar{C} + \bar{A}$

1	0	1	1
	0	1	1

c = B +  $\bar{A}$

.../...



1	0	1	1
		1	0

$$d = AB + \bar{C}\bar{A} = a$$

1	0	0	1
		0	0

$$e = \bar{C}\bar{A}$$

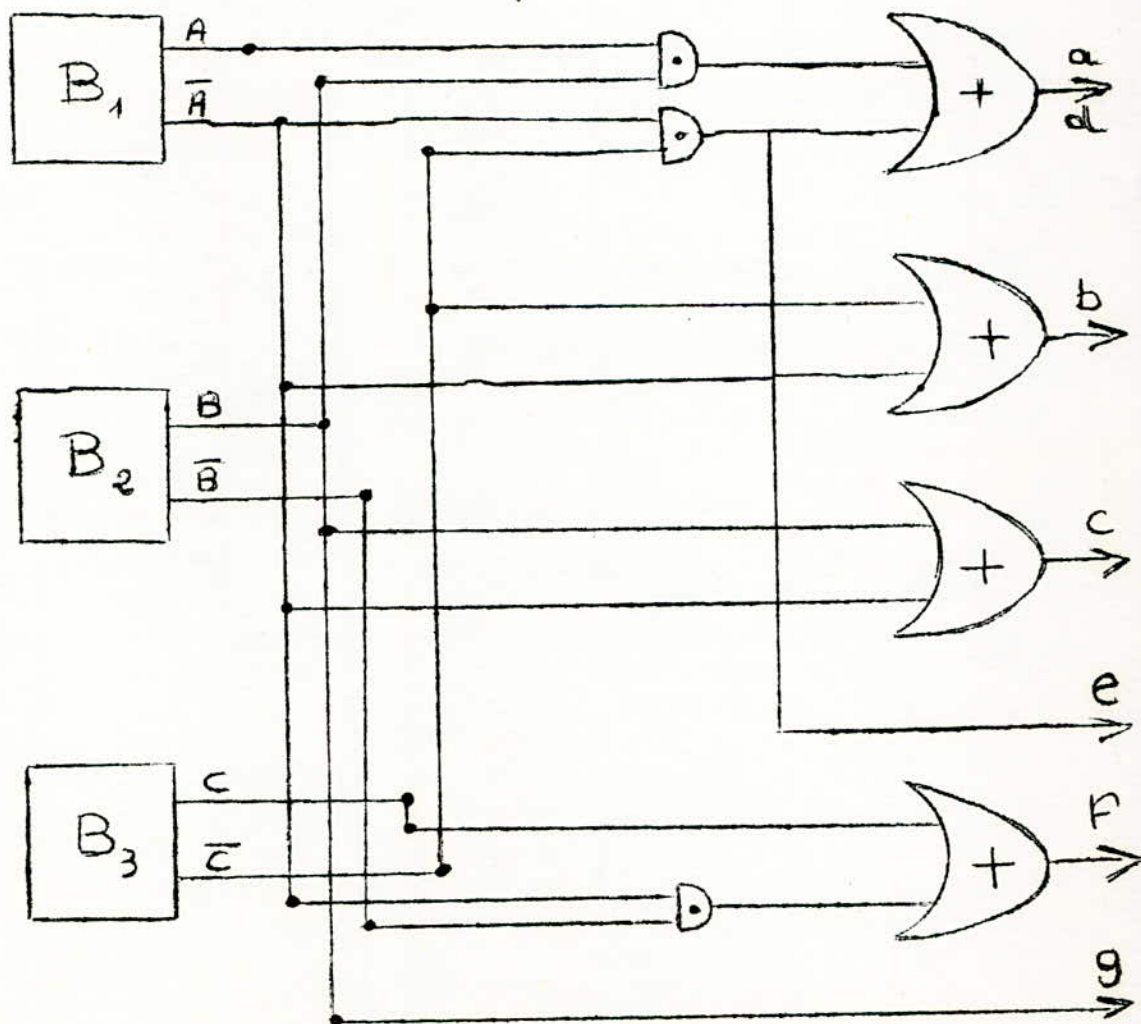
1	0	0	0
		1	1

$$f = C + \bar{A}\bar{B}$$

0	0	1	1
		1	1

$$g = B$$

Realisation du decodeur par la methode des mintermes (1000):

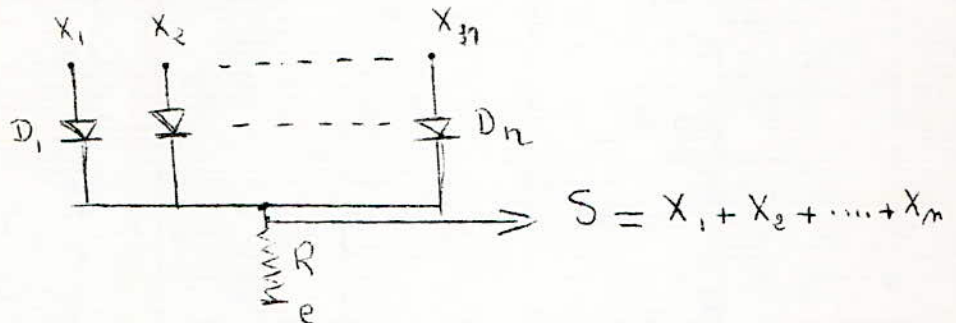


## CIRCUITS ANNEXES

A - Circuits logiques de base.1) Circuits impulsionnels "ou" à diodes:

Un circuit "ou" est un circuit à  $n$  entrées et une sortie qui effectue la somme logique des  $n$  digits binaire ou bits appliqués sur ses entrées

Circuit "ou" pour signaux positifs.



Tout d'abord  $E > e$  (à la limite  $e$  peut s'identifier au potentiel  $o$  de la masse).

La valeur de la résistance de charge commune  $R$  est prise élevée devant la résistance directe des diodes; mais faible devant leur résistance inverse.

Si l'un des bits d'entrée est égal à 1 (ou plusieurs à la fois), un débit relativement important circule dans  $R$ , les diodes sur lesquelles sont appliquées les bits 1 deviennent passantes et, à la chute de tension près dans ces diodes, on recueille à la sortie  $S$  un potentiel de valeur élevée caractérisant un bit 1.

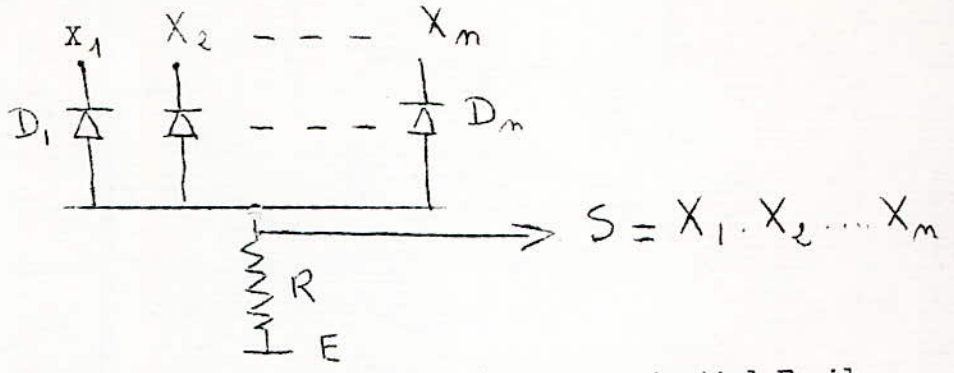
Le signal sur  $S$  représente donc la somme logique :

$$S = X_1 + X_2 + \dots + X_n$$

.../...

2) circuits impulsionnels "ET" à diodes :

Pour passer des circuits "OU" à diodes aux circuits "ET" à diodes, il suffit d'une part d'inverser le sens de montage des diodes, d'autre part de substituer respectivement les niveaux hauts (E) aux niveaux bas (e).



Si les \$n\$ entrées sont portées simultanément au potentiel \$E\$; il est évident qu'aucun courant ne circule dans \$R\$, et que le potentiel recueilli sur la sortie \$S\$ du circuit à la même valeur \$E\$ que celui appliqué à l'extrémité libre de \$R\$; on a bien  $S = 1 = S$

Au contraire si l'un des bits \$X\_k\$ a une valeur nulle, un potentiel bas \$e\$ est appliqué sur l'entrée correspondante et un courant circule dans \$R\$. La diode \$d\_k\$ est polarisée dans le sens direct, les autres diodes sont polarisées inversement; par suite le potentiel \$e\$ appliqué à l'entrée \$k\$ se retrouve sur la sortie \$S\$. On a donc bien  $S = 0 = S$

Calcul de la résistance \$R\$ :

$$R > \frac{E}{I_M}$$

\$I\_M\$ = Courant max dans la diode (= 150mA)

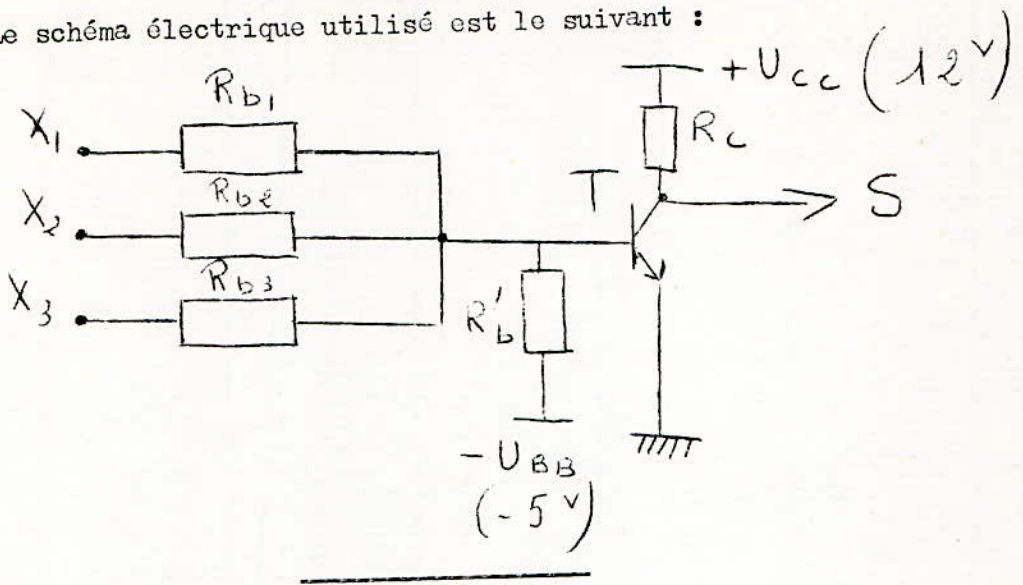
$$R > \frac{12}{150 \cdot 10^{-3}}$$

$$E = 12^V$$

On prendra \$R = 1K \Omega\$

3) Portes N O R à transistors:

Le schéma électrique utilisé est le suivant :



$$S = X_1 + X_2 + X_3$$

On reconnait le même schéma que celui de l'amplificateur .

Les valeurs des éléments sont :

- |   |
|---|
| $R_{b1} = R_{b2} = R_{b3} = 24 \text{ K}\Omega$ |
| $R_c = 1 \text{ K}\Omega$                       |
| $R'_b = 300 \text{ K}\Omega$                    |
| $U_{cc} = 12 \text{ V}$                         |
| $U_{BB} = -5 \text{ V}$                         |

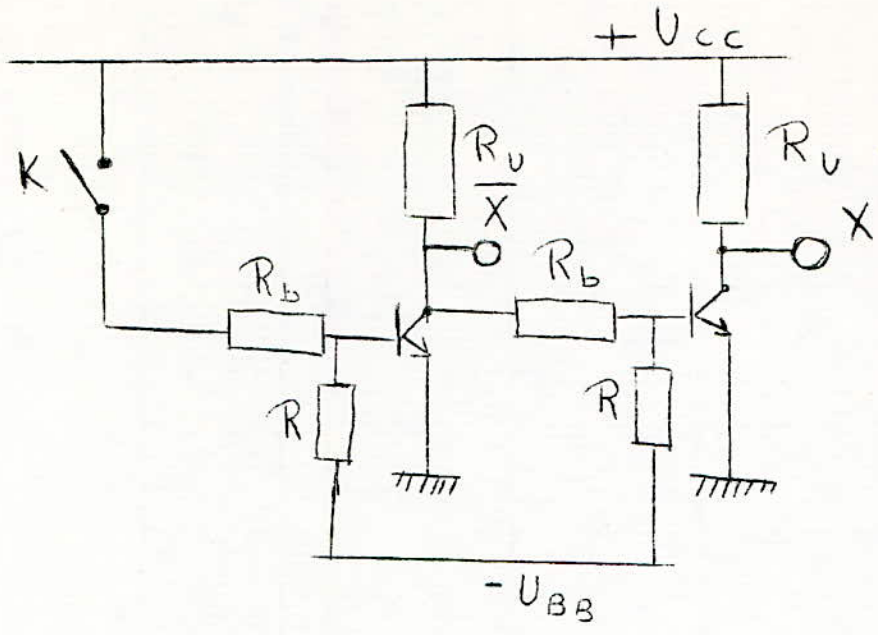
4) Circuits permettent d'obtenir des tensions sur les

variables  $x, y, z,$  et  $t$  ou  $\bar{x}, \bar{y}, \bar{z}$  et  $\bar{t}$

On aura 4 interrupteur qui positionnent la tension sur une variable ou sur son complément

On utilise le circuit suivant:





Tous les éléments des deux amplificateurs montés en cascade ont été calculé:

$$R_u = 1\text{K}\ \Omega$$

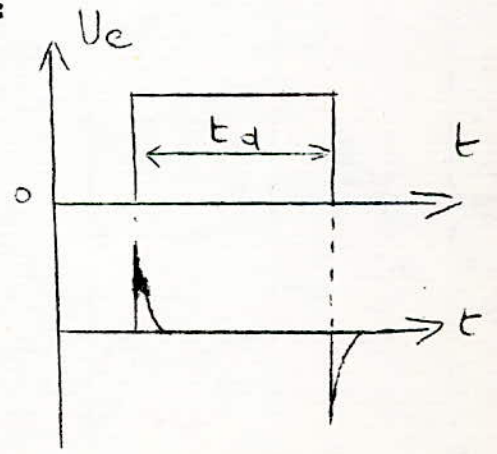
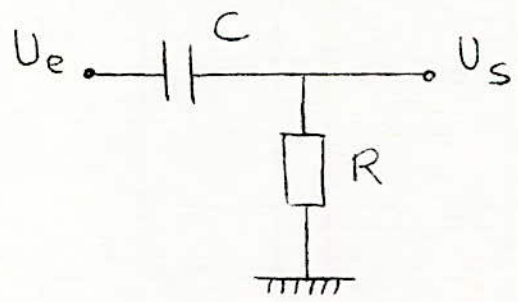
$$R_b = 24\text{K}\ \Omega$$

$$R = 300\text{K}\ \Omega$$

$K_1$  = interrupteur;  $\bar{X}$  et X sorties où sont recueillies les tensions  
 \*  $K_1$  ouvert on a  $+12\text{V}$  en  $\bar{X}$  et  $0\text{V}$  en X  
 En logique positive ceci correspond à  $\bar{X} = 1$  et  $X = 0$   
 \*  $K_1$  fermé on a  $0\text{V}$  en  $\bar{X}$  et  $12\text{V}$  en X  
 ce qui correspond à:  $\bar{X} = 0$  et  $X = 1$ .

\*B) Générateurs passifs d'impulsions:

1) Circuit dérivateur.



a) calcul des éléments R et C pour  $f_e = 50 \text{ Hz}$ .

$f_e = 50 \text{ Hz} \Rightarrow T_e = \frac{1}{f_e} = 0,02 \text{ s}$

$T_e = t_d + t_p = 2 t_d \Rightarrow \boxed{t_d = t_p = 0,01 \text{ s}}$

$t_d$  = durée d'une impulsion d'entrée.

Pour avoir des signaux convenables à la sortie du circuit dérivateur on doit avoir la condition:

$\tau = RC \leq 0,05 t_d$

$\tau$  = Constante de temps du circuit dérivateur.

D'autre part on a la condition sur la résistance R :

$R \ll R_b$  = résistance d'entrée ou de base d'un circuit impulsif à transistors.

$R_b = \frac{\beta \cdot R_u}{N}$  avec  $\beta = 50$   
 $R_u = 1 \text{ K}\Omega$   
 $N = 1 \div 1,5$

$R_b = \frac{50 \cdot 10^3}{1,5} = 33 \text{ K}\Omega$

On choisit :  $\boxed{R = 5 \text{ K}\Omega}$

d'où on déduit la valeur de la capacité C :

$C \leq \frac{0,05 \cdot t_d}{R} = \frac{0,05 \cdot 10^{-2}}{5 \cdot 10^3} = 10^{-7} \text{ F}$

on prendra :  $\boxed{C = 0,1 \mu\text{F}}$   $[C = 0,1 \mu\text{F}]$

b) Calcul des éléments R et C pour une fréquence des impulsions d'entrée de  $f_e = 10 \text{ kHz}$  :

..../...

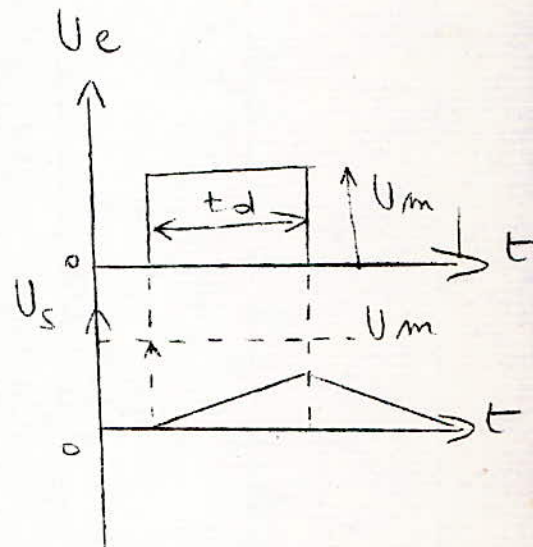
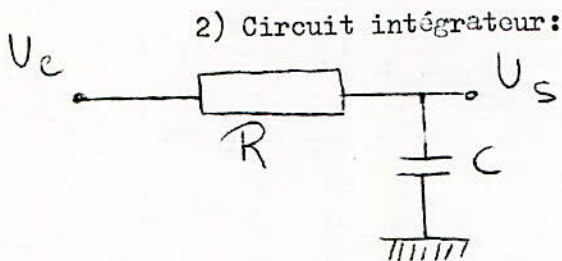
$$f_e = 10 \text{ KHz} \Rightarrow T_e = \frac{1}{f_e} = \frac{1}{10 \cdot 10^3} = 10^{-4} \text{ s}$$

$$T_e = 100 \text{ } \mu\text{s} \Rightarrow t_d = t_p = 50 \text{ } \mu\text{s}$$

On prendra :  $R = 5 \text{ K}\Omega$

$$C = \frac{0,05 \cdot t_d}{R} = \frac{0,05 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^3} = 500 \text{ pF}$$

On prendra :  $C = 470 \text{ pF}$



a) calculs des éléments R et C pour  $f_e = 50 \text{ Hz}$  :

$$f_e = 50 \text{ Hz} \Rightarrow T_e = 0,02 \text{ s} \Rightarrow t_d = 0,01 \text{ s}$$

Pour avoir des signaux en dents de scie convenables on doit avoir:

$$\tau = 5 t_d$$

$$R C = 5 t_d$$

Si on fixe:

$$R = 5 \text{ K}\Omega$$

$$\text{On aura : } C = \frac{5 \cdot t_d}{R} = \frac{5 \cdot 10^{-2}}{5 \cdot 10^3} = 10^{-5} \text{ F}$$

$$\boxed{C = 10 \mu\text{F}}$$

b) Calcul de R et C pour  $f_e = 10 \text{ KH}_z$

$$f_e = 10 \text{ KH}_z \Rightarrow T_e = 100 \mu\text{s} \quad t_d = 50 \mu\text{s}$$

$$\boxed{R = 5 \text{ K}\Omega}$$

$$C = \frac{5 \cdot t_d}{R} = \frac{5 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^3} = 50 \text{ nF}$$

$$\boxed{C = 50 \text{ nF}}$$



## C O N C L U S I O N

Les difficultés rencontrées, nous ont été plus que bénéfiques, puisqu'elles nous ont permis de découvrir les véritables problèmes de l'adaptation d'une étude théorique à une réalisation pratique.

B I B L I O G R A P H I E  
-----○-----

1 - "Impulsions et circuits impulsionnels" D O Y L E

2 - " Electronique des imulsions " Tome III - V A B R E

3 - Cours Polycopié de Monsieur I L L I A S S O V