

11/74

UNIVERSITÉ D'ALGER

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT ÉLECTRICITÉ

PROJET DE FIN D'ÉTUDES

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
 الهندسية
 ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
 BIBLIOTHÈQUE

MESURE DIGITALE DE LA VITESSE DE ROTATION D'UN ROTOR

SUJET PROPOSE PAR:
 V. ILIASOV.

ETUDIE PAR :
 B. MERZOUG

ANNEE UNIVERSITAIRE 1 973-74.

A mon ami Harzok en souvenir de années
passées ensemble, de Herzoug



Je tiens à remercier tous ceux qui ont participé à ma formation d'ingénieur, et particulièrement mon promoteur le Docteur ILIASOV.

B. MERZUG.

Plan d'étude.

- o I - Introduction.
 - Modes de mesure précise
 - o - Données initiales.
 - II- Schéma bloc de la mesure de la vitesse
 - o Description du fonctionnement. X
 - III- Capteurs d'impulsions
 - Choix du capteur.
 - IV Bloc de commande
 - Calcul et choix des éléments du bloc de commande
 - IV 1- Commutateur de commande
 - IV 2- Bascule de commande
 - IV 3- Circuit logique "E T" - amplificateur
 - IV 4- Générateur d'étalonnage
 - o IV 5- Diviseur de fréquence
 - IV 6- Monostable
- o V - BLOC DE COMPTAGE
 - o V 1- Principe
 - o v 2- inverseur
 - o v 3- Décade des milles
 - o v 4- Décodeur
 - o v 5- Dispositif de mémoire
 - VI - Indicateur lumineux
 - * VII - Bloc d'alimentation
 - VII 1- principe
 - VII 2- Schéma
 - VII 3- Calcul des éléments

I - Introduction:

Il est souvent utile de connaître avec précision de la vitesse de rotation d'une machine tournante.

Par exemple dans une centrale hydraulique où l'alternateur à pôles saillants ou lisses (turboalternateur) est entraîné par une turbine. On sait que la vitesse de rotation (n) est évidemment liée à la fréquence (f) et au nombre de paires de pôles (p) de l'alternateur pour la relation :

$$f = P.n.$$

f : en Hz

n : tours/seconde

Pour pouvoir interconnecter les réseaux de distribution de l'énergie électrique, il faut qu'il y ait concordance des phases et de la fréquence. On voit que la turbine doit entraîner l'alternateur à une vitesse rigoureusement constante dépendant du nombre de paires de pôles (p). $f = 50\text{Hz}$

$P = 1$	$n = 3000$
2	1500
3	1000
4	750
5	
6	
7	
8	375

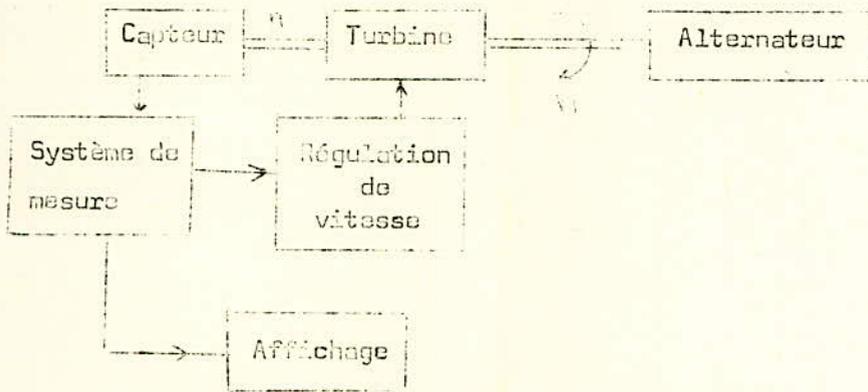
D'où la nécessité d'une mesure précise de la vitesse de rotation.

Les conditions de couplages en parallèle de alternateurs sont :

- égalité des f.e.m
- opposition des phases
- égalités des fréquences.

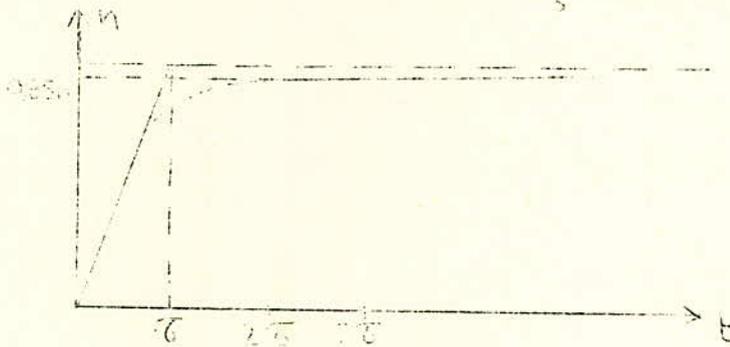
d'autre part la précision de la régulation des vitesses des alternateurs couplés en parallèle est de 4 et à 5 % de la vitesse nominale (fréquence nominale).

Ceci constitue la condition de la mesure et régulation précise de la vitesse de rotation.



b. Données initiales :

Constante de temps de la turbine $\tau = 2$ seconds



- Limites de la vitesse de rotation :

$$N_{min} = 300 \text{ t/mn}$$

$$N_{max} = 3000 \text{ t/mn}$$

- Le temps de la mesure $t_m = 1 \text{ s}$.

- La vitesse sera mesurée à 1 t/mn pres.

c. Généralités sur les mesures.

Mesurer c'est recevoir la manifestation d'un phénomène physique, comparer cette manifestation à une autre choisie comme référence, et afficher le résultat de cette comparaison.

Classification des techniques de mesure :

A- méthodes de mesure continue.

1- Les mesures directes : une mesure est directe lorsque le signal émis par le capteur est de même nature que le phénomène étudié.

En distingue 2 catégories :

- Les mesures directes simples : mesure de grandeurs principales telles que température, courant électrique, ou de grandeurs secondaires telles que pression, pH etc... pour lesquelles le signal émis est de même nature que la grandeur mesurée.

- Les mesures directes comparatoires : l'information formée par le capteur est comparée à l'unité principale de mesure, et c'est le résultat qui est affiché. C'est le cas de la mesure d'une longueur avec un mètre matérialisé. C'est aussi le cas des mesures à l'aide d'une balance: pression, masse, courant électrique...

2- Les mesures homologues : Le signal émis par le capteur est de nature différente de celle de la grandeur mesurée.

on distingue 2 catégories :

- Les mesures homologues simples: on y trouve la mesure des températures à l'aide thermocouple et d'un galoumètre, la mesure de déplacement à l'aide de jauge de contrainte, etc...

Les mesures homologues comparatives: cette catégorie réunit les mesures homologues dont le signal émis par le capteur est comparé à un signal étalon et dont l'affichage indique le rapport des 2 signaux.

3 - Les mesures de substitution :

Ce type de mesure comprend les mesures faites à partir d'un signal de même nature que la grandeur mesurée, mais auquel on substitue un signal homologue de nature différente dont la transmission est plus aisée.

On distingue aussi 2 catégories :

- Les mesures par substitution simple :

On trouve ici les capteurs de déplacement transforment la mesure d'une longueur en signal électrique; il y a aussi les mesures effectuées avec des relais électro-pneumatiques ou électro-mécaniques...

- Les mesures par substitution comparative : on utilise toujours la technique des comparaisons. Le signal émis par le capteur est comparé à un signal étalon, et le rapport des deux affiché.

- L'ensemble des éléments nécessaires pour effectuer une mesure constitue une chaîne de mesure, celle-ci est essentiellement une chaîne ouverte. Cependant, il existe des appareils de mesure qui réalisent, dans leur propre structure une chaîne fermée, comme par exemple un potentiomètre à équilibrage automatique.

B- Méthode de mesure digitale.

B - Méthodes de mesure digitale

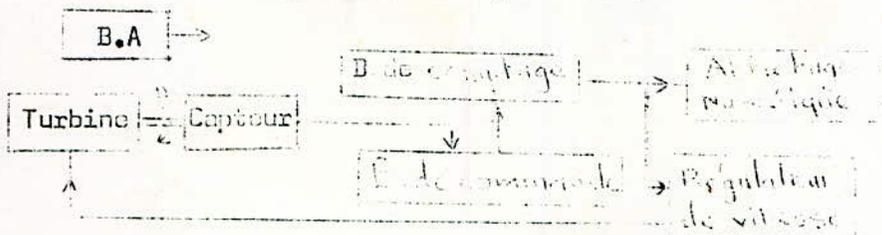
1) 2) Méthodes de mesure :

- 1 - La mesure du nombre d'impulsions du capteur pendant une durée fixée t_m .
- 2 - La mesure du nombre d'impulsions d'un générateur d'étalonnage pendant la durée d'un ou quelques tours du rotor.

2) La méthode qui sera adoptée est la première. C'est à dire que l'on mesurera la fréquence des impulsions que délivrera le capteur pendant un temps de mesure t_m que l'on prendra égal à une seconde/

3) Principaux blocs du système de mesure.

- Capteur d'impulsions
- Bloc d'alimentation
- Bloc de commande
- Bloc de comptage des impulsions
- Bloc d'affichage numérique



Description du fonctionnement :

Bloc de commande :

Les impulsions du capteur dont le nombre proportionnel à la vitesse de rotation sont appliquées à l'entrée du formateur d'impulsions qui délivre des impulsions rectangulaires dont le temps de montée et de descente sont très courts, compris par exemple entre 2 et 5 μ s. Ces impulsions sont envoyées à l'entrée de la porte logique "E T" de mesure.

Le générateur d'étalonnage comporte un oscillateur à quartz, fournissant des impulsions rectangulaires, à une fréquence très stable ^{2 KHz} qui sont transmises à un diviseur de fréquence de rapport K c'est à dire que celui-ci fournit à la bascule de commande (trigger) une impulsion par t_m . Les impulsions du générateur d'étalonnage sont aussi envoyées à l'entrée de la porte logique "E T" de contrôle du compteur.

A chaque impulsion la bascule de commande passe de 0 à 1 ou de 1 à 0. Quand le trigger est à l'état 0 les portes "ET" sont fermées et il n'y a pas de signal à la sortie. Maintenant, si le trigger est à l'état 1 et que le bouton poussoir de contrôle est ouvert, c'est la porte "ET" de mesure qui passe à l'état 1 alors que la porte "ET" de contrôle est à l'état 0, et si le bouton poussoir est actionné *les* états des portes sont inversés ceci grâce au commutateur de commande.

Lorsque la porte de mesure est à l'état 1, les impulsions du capteur sont transmises à l'entrée du compteur des unités et ceci pendant t_m , c'est à dire durant l'intervalle de temps où le trigger est à l'état 1.

Quand la bascule de commande passe de l'état 1 à 0, les impulsions du capteur ne sont plus transmises à l'entrée du compteur; à ce moment, à travers l'amplificateur est appliquée une impulsion à l'entrée de l'amplificateur de remise à zéro des mémoires et à l'univibrateur (monostable ou encore multivibrateur déclenché) de transfert des informations dans les mémoires qui transmet avec un retard cette impulsion à l'entrée de l'amplificateur des signaux de transfert, et à l'entrée de l'univibrateur de remise à zéro du compteur également. Ainsi le résultat du comptage est transféré aux mémoires à travers le bloc logique et ensuite à l'afficheur. L'impulsion retardée issue du monostable de remise à zéro du compteur est appliquée à l'amplificateur de R. à Z.

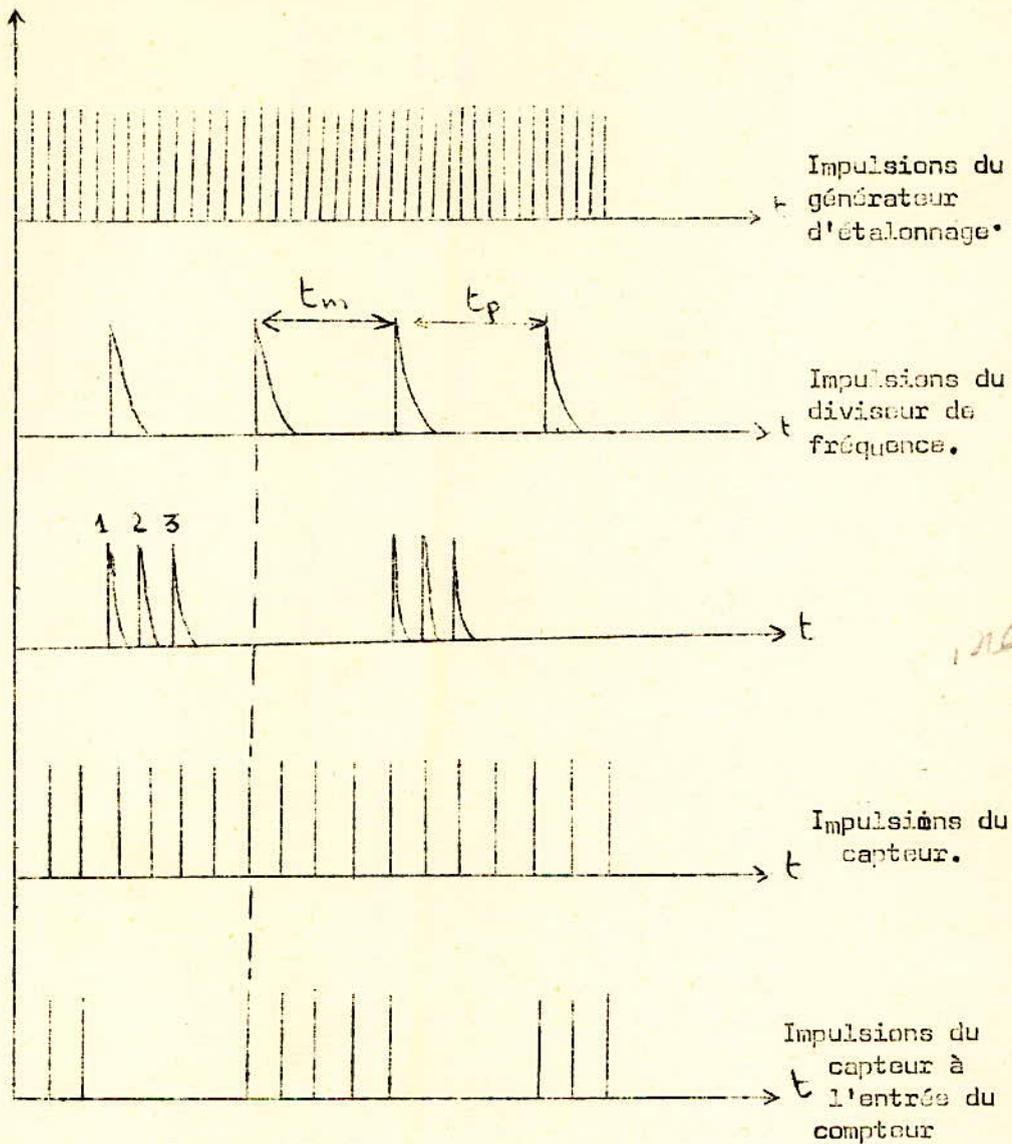
Bloc de comptage :

pour le comptage des impulsions du capteur pendant la durée de la mesure.

Les impulsions du capteur sont transmises à travers un amplificateur à l'entrée du compteur. La remise à zéro du compteur est obtenue par l'impulsion 3.

Au compteur digital est connectée un déchiffreur dont les signaux de sortie sont appliqués à l'entrée du bloc logique qui est destiné au choix de l'allumage des lampes d'affichage. Les signaux de sortie de ce bloc logique sont appliqués à l'entrée du bloc de mémoires qui est remis à zéro par l'impulsion 1.

Bloc d'affichage : il doit indiquer la valeur de la vitesse de rotation qui est comprise entre 300 et 3000 t/mn. Le résultat de la mesure est affiché pendant la durée t_m .



Les impulsions 1, 2 et 3 sont appliquées aux quatre décades.

Impulsion 1: impulsion de R.A.Z des mémoires.

" 2: Transfert du résultat de mesure du compteur aux mémoires.

" 3: impulsion de R.A.Z du compteur.

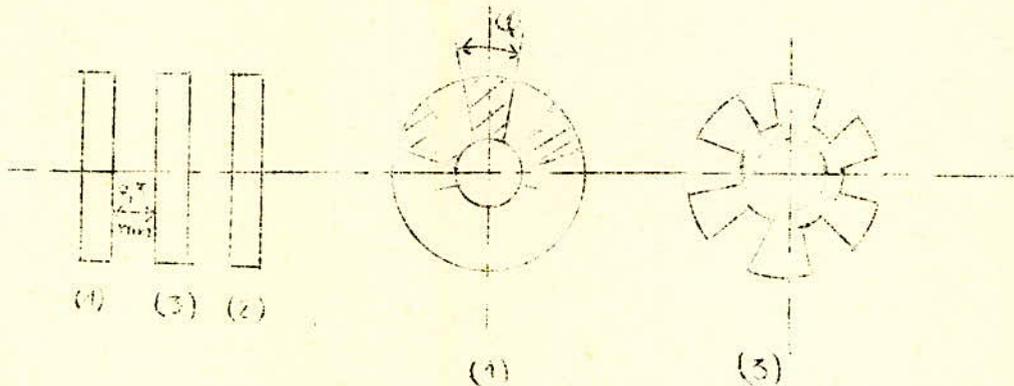
III- Capteur d'impulsions:

Il y a différentes sortes de capteurs pour la mesure des vitesses

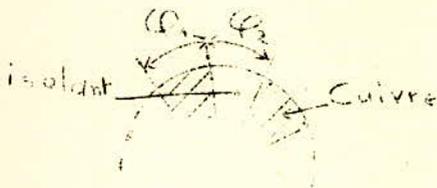
- les capteurs à cellule photoélectrique
- les capteurs à effet électromagnétique.
- les capteurs à effet électrostatique.

Dans notre cas nous choisissons un capteur à effet électrostatique parce que le temps de la mesure est grand.

Description de l'élément capteur:



Ce capteur est constitué de 3 disques montés sur un même arbre. Les disques (1) et (2) sont fixes et appelés statoriques, le disque (3) est mobile et solidaire de l'arbre, appelé rotorique.



Lorsque l'arbre tourne il y a variation des capacités entre les dents du rotor et les plaques statoriques de telle sorte que lorsque C_{13} est maximum, C_{23} est minimum et vice versa.

(1) et (2) sont décalés d'un angle de 6°

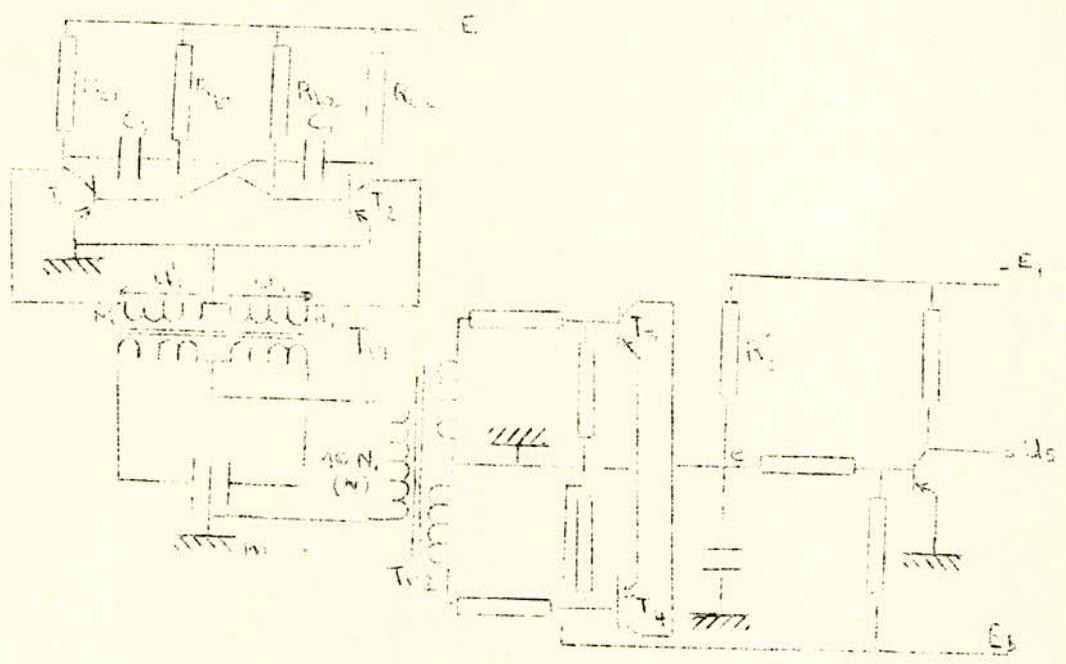


$$\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi \Rightarrow \frac{360}{2\varphi} = \frac{360}{12} = 30$$

$$= 6^\circ$$

sur un disque statorique nous avons 30 plaquettes de cuivre et 30 plaquettes d'isolant (ébonite).

Principe de fonctionnement:



Le générateur d'impulsions à une fréquence 30 fois supérieure à la fréquence maximum à mesurer.

(1) $f_g \geq 30 f_{\text{max}}$.

Or la fréquence à mesurer est fonction de la vitesse maximum dans notre cas elle est de 3000 t/mn. Cependant le capteur nous délivre 60 impulsions par tour.

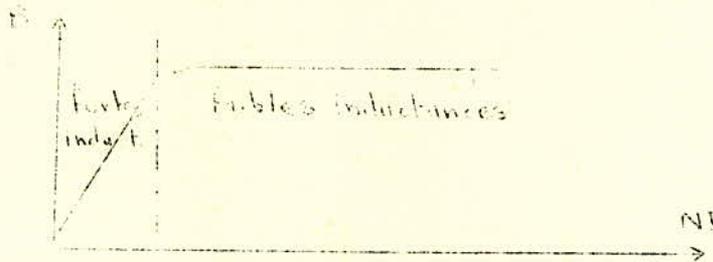
Donc la fréquence maximum du capteur est 60 fois le nombre de tours par seconde soit : $f_{c \text{ max}} = 60 \times \frac{3000}{60} = 3000 \text{ HZ}$

$f_{c \text{ max}} = 3 \text{ KHZ.}$

(1) \Rightarrow $f_g = 100 \text{ KHZ.}$

= 5 KHz

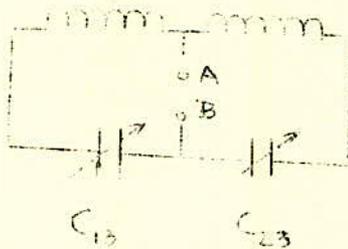
On branche à la sortie du générateur d'impulsions un transformateur à points milieu au primaire et au secondaire, ce transformateur est linéaire, c'est à dire que l'on travaille dans la partie de non saturation de sa courbe $B = f(NI)$



L'enroulement secondaire est couplé en part sur les capacités C_{13} et C_{23} du capteur. C_{13} capacité entre les disques 1 et 3.

C_{23} : capacité entre les disques 2 et 3.

On sait que $C = \frac{\epsilon S}{z}$ où ϵ est la permittivité du milieu diélectrique, S la surface des armatures en regard, et z la distance séparant les armatures. Il est clair que lorsque C_{13} est maximum, C_{23} est à son minimum (du fait du décalage des armatures statoriques).

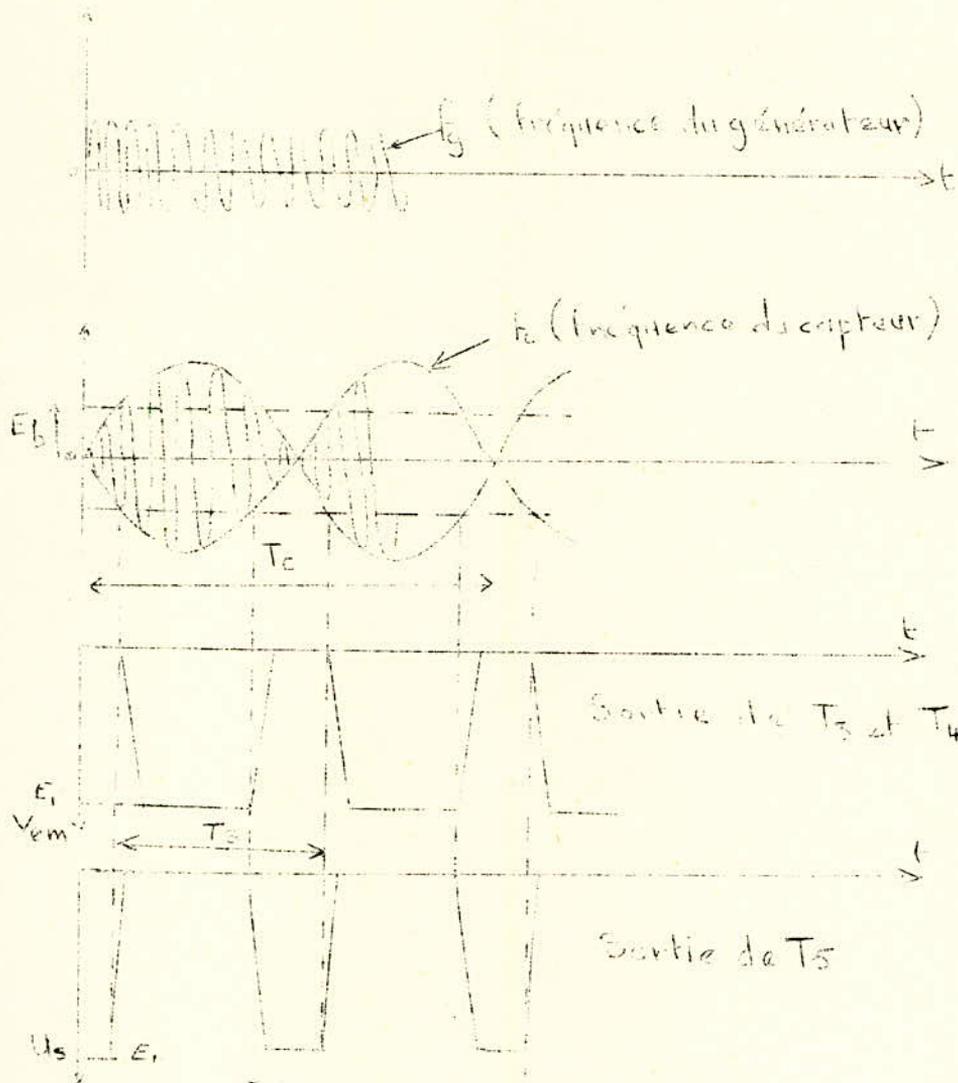


Entre A et B est branché un deuxième transformateur dont le secondaire est à point milieu pour attaquer les transistors T_3 et T_4 .

Lorsque $C_{13} = C_{23}$ le point est en équilibre, il n'y a pas de signal de sortie en A-B.

Lorsque $C_{13} \neq C_{23}$, le pont n'est plus en équilibre et un courant de sortie traverse le primaire du transformateur qui est placé dans la branche médiane du pont.

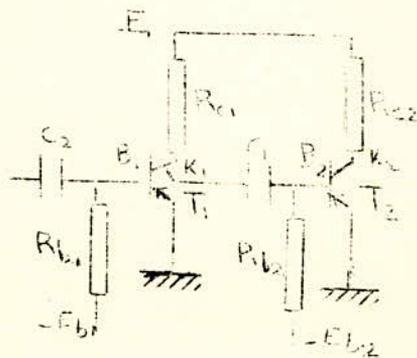
Le capteur module en amplitude le signal de sortie multivibrateur à la fréquence $f = 60 n$ où n est le nombre de t/S (vitesse)



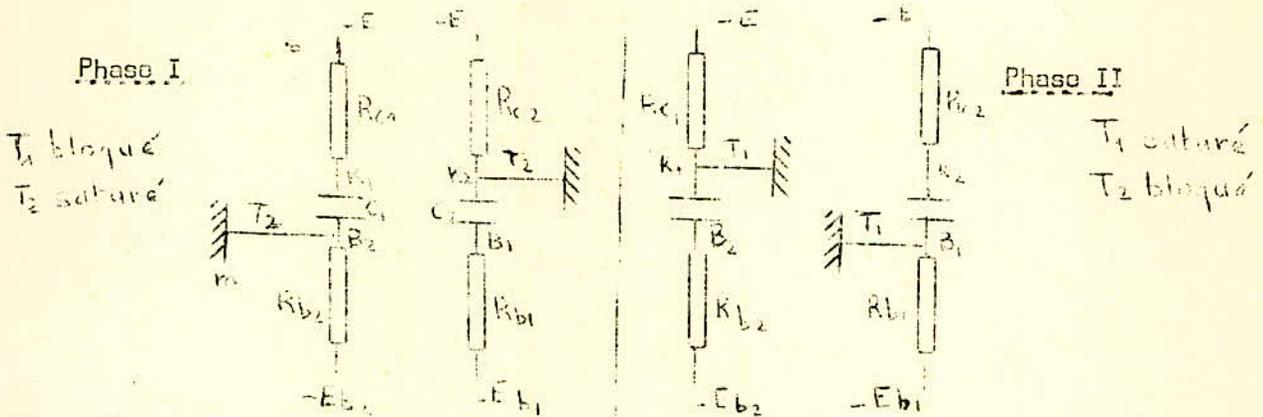
T_3 et T_4 du type PNP sont bloqués parce que la base est au potentiel $+E$ dès que l'amplitude du signal à la fréquence f_g atteint E_b . L'un des 2 transistors est saturé et l'autre bloqué, le montage est symétrique. Nous avons des impulsions d'amplitude E_1 qui lorsqu'elles sont appliquées à l'entrée de T_5 le saturent.

Etude du générateur d'impulsions:

C'est un multivibrateur libre d'Abraham et Bloch



Lorsque T_1 est saturé, T_2 est bloqué et inversement. on peut représenter ce montage par les circuits suivants :



Phase I :

Détermination des potentiels aux points K_1 et B_1 respectivement collecteur et base du transistor T_1 .

Calcul de $V_{K_1}(t)$ nous avons $V_S - V_m = R_{c1} i(t) + V_{K_1}(t)$

v_{K_1} tension aux bornes de C_1

on $i(t) = C_1 \frac{dV(t)}{dt}$

$$V_S - V_m = -E$$

$$-E = R_{c1} C_1 \frac{dV(t)}{dt} + V_{K_1}(t)$$

Pour trouver $v(t)$ utilisons la transformée de Laplace

$f(t)$: fonction de t appelée "original"

$F(p)$: transformée de la place de $f(t)$ appelée "image" de $f(t)$.

$$f(t) \quad] \quad F(p)$$

$$F(p) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt$$

$$-E \quad] \quad -\frac{E}{p}$$

$$\frac{dV(t)}{dt} \quad] \quad p V_{K_1}(p) - V_{K_1}(t=0)$$

$$V_{K_1}(t) \quad] \quad V_{K_1}(p)$$

$$- \frac{E}{P} = R_{c1} C_1 [p V_{k1}(p) - V_{k1}(t=0)] + V_{k1}(p)$$

On a $V_{k1}(t=0) = 0$ posons $\bar{U}_1 = R_{c1} C_1$

$$- \frac{E}{P} = \bar{U}_1 p V_{k1}(p) + V_{k1}(p)$$

$$- \frac{E}{P} = \bar{U}_1 V_{k1}(p) [p + \frac{1}{\bar{U}_1}]$$

$$V_{k1}(p) = - \frac{E}{\bar{U}_1} \frac{1}{(p + \frac{1}{\bar{U}_1}) P}$$

$$V_{k1}(p) = - E [\frac{1}{P} - \frac{1}{P + \frac{1}{\bar{U}_1}}]$$

On obtient $v(t)$ grâce au dictionnaire d'images.

$$\boxed{V_{k1}(t) = - E (1 - e^{-\frac{t}{\bar{U}_1}})}$$

Calcul de $v_{b1}(t)$: Nous avons comme précédemment :

$$V_{s1} - V_m = R_{b1} i(t) + V_{b1}(t)$$

$$\rightarrow E_{b1} = R_{b1} i(t) + V_{b1}(t)$$

$$\rightarrow E_{b1} = R_{b1} C_2 \frac{dV_{b1}(t)}{dt} + V_{b1}(t)$$

$$V_{b1}(t=0) = \frac{E}{P} V_{k2}$$

$$- \frac{E}{R_{b1}} \left[\frac{1}{P} - \frac{1}{P + \frac{1}{R_{b1} C_2}} \right] = - \frac{E}{P} \frac{V_{k2}}{R_{b1}}$$

$$\left[\frac{dV_{b1}(t)}{dt} \right] p V_{b1}(p) - V_{b1}(t=0) = p V_{b1}(p) + V_{k2}$$

$$V_{b1}(t) \left[\frac{1}{P} - \frac{1}{P + \frac{1}{R_{b1} C_2}} \right] = V_{b1}(p)$$

On a ainsi : $-\frac{E}{R_{b1}} \frac{1}{P} = R_{b1} C_2 [p V_{b1}(p) + V_{k2}] + V_{b1}(p)$

en posant $\bar{U}_3 = R_{b1} C_2$ on aura :

$$-\frac{E_{b1}}{p} = \tau_3 V_{b1}(p) \left[p + \frac{1}{\tau_3} \right] + \tau_3 V_{k2}$$

$$V_{b1}(p) = -\frac{E_{b1}}{\tau_3} \left(\frac{1}{p(p+\frac{1}{\tau_3})} \right) - \frac{V_{k2}}{p + \frac{1}{\tau_3}}$$

en décomposant en éléments simples nous aurons :

$$V_{b1}(p) = -\frac{E_{b1}}{\tau_3} \left[\frac{1}{p} - \frac{1}{p+\frac{1}{\tau_3}} \right] - \frac{V_{k2}}{p + \frac{1}{\tau_3}}$$

$$V_{b1}(p) = -\frac{E_{b1}}{p} - (-E_{b1} + V_{k2}) \frac{1}{p + \frac{1}{\tau_3}}$$

et grâce au dictionnaire d'images $V_{b1}(t)$ sera :

$$v_{b1}(t) = -\frac{E_{b1}}{\tau_3} (-E_{b1} + V_{k2}) e^{-\frac{t}{\tau_3}}$$

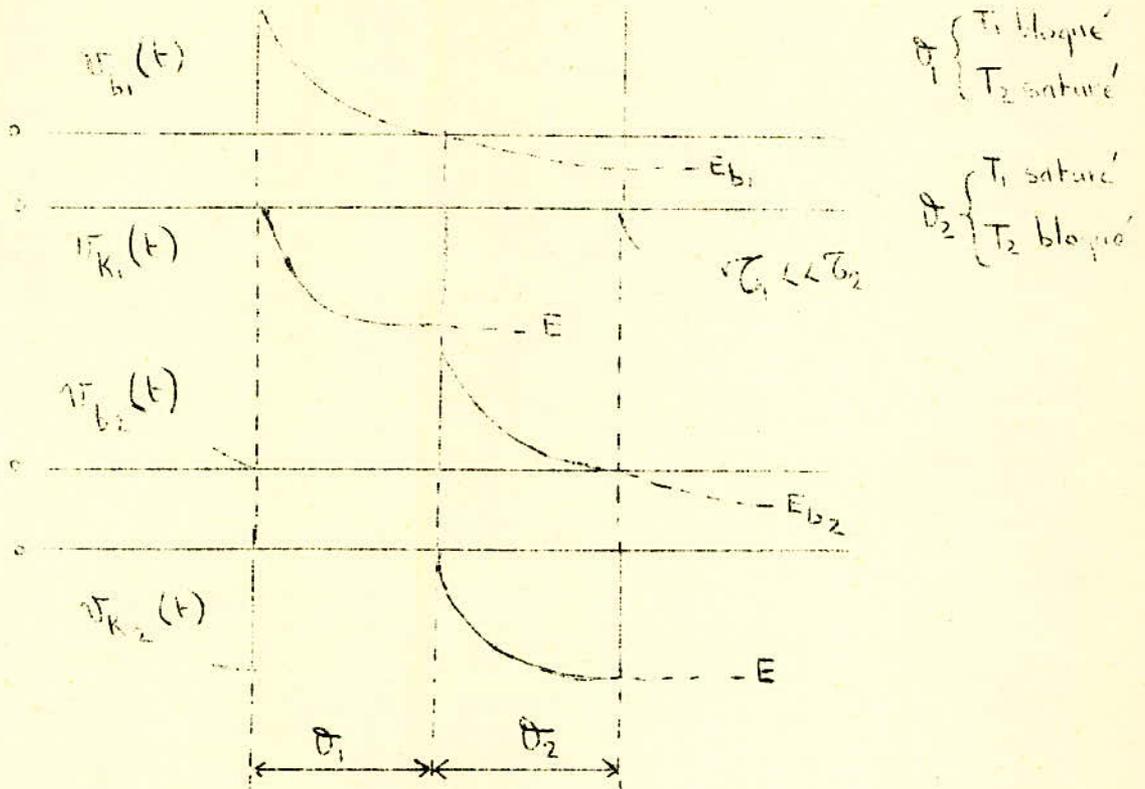
Pour la phase II, c'est à dire lorsque T_2 est à l'état bloqué et T_1 à l'état saturé on obtient d'une manière rigoureusement identique à la précédente,

$V_{k2}(t')$ et $V_{b1}(t')$ où $t' = t - \theta_1$ avec θ_1 durée de la phase I.

Equations des différents potentiels:

$V_{k1}(t) = -E(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}})$	avec $\tau_1 = R_{c1} C_1$
$V_{b1}(t) = -E_{b1} - (-E_{b1} + V_{k2}) e^{-\frac{t}{\tau_3}}$	$\tau_2 = R_{b2} C_2$
$V_{k2}(t) = -E(1 - e^{-\frac{t'}{\tau_4}})$	$\tau_3 = R_{b1} C_2$
$V_{b2}(t) = -E_{b2} - (-E_{b2} + V_{k1}) e^{-\frac{t'}{\tau_2}}$	$\tau_4 = R_{c2} C_2$

.../...



Calcul de la fréquence du multivibrateur :

à l'instant $t = \theta_1$ on a $V_{b1}(t) = 0$

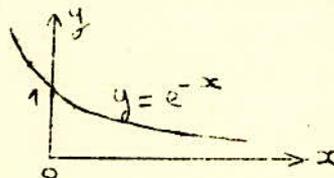
$$-E_{b1} - (-E_{b1} + V_{k2}) e^{-\frac{\theta_1}{\tau_3}} = 0$$

$$-E_{b1} - (-E_{b1} - E(1 - e^{-\frac{\theta_1}{\tau_4}})) e^{-\frac{\theta_1}{\tau_3}} = 0 \quad (1)$$

à l'instant $t = \theta_2$: $-E_{b2} - (-E_{b2} - E(1 - e^{-\frac{\theta_2}{\tau_1}})) e^{-\frac{\theta_2}{\tau_2}} = 0 \quad (2)$

En choisissant les constantes de temps 1 et 4 très brèves

$$\left. \begin{array}{l} \theta_1 \gg \tau_1 \\ \theta_2 \gg \tau_4 \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{array}{l} e^{-\frac{\theta_1}{\tau_1}} \rightarrow 0 \\ e^{-\frac{\theta_2}{\tau_4}} \rightarrow 0 \end{array}$$



Tirons θ_1 et θ_2 des expressions (1) et (2) en tenant compte des considérations précédentes :

$$-E_{b1} - (-E_{b1} - E) e^{-\frac{\theta_1}{\tau_3}} = 0$$

$$-E_{b2} - (-E_{b2} - E) e^{-\frac{\theta_2}{\tau_2}} = 0$$

$$\frac{-\theta}{\tau_3} = \frac{E_{b1}}{E_{b1} + E}$$

$$\theta_1 = \tau_3 \operatorname{Log} \frac{E_{b1} + E}{E_{b1}}$$

$$\theta_2 = \tau_2 \operatorname{Log} \frac{E_{b2} + E}{E_{b2}}$$

La période du signal délivré par le multivibrateur est :

$$T = \theta_1 + \theta_2$$

La fréquence sera alors : $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{\theta_1 + \theta_2}$

Dans le cas où $\tau_2 = \tau_3 = \tau$ et $E_{b1} = E_{b2} = E_b$ c'est à dire que l'on a un signal carré :

$$\theta_1 = \theta_2 = \theta = \tau \operatorname{Log} \frac{E_b + E}{E_b} \quad (\tau = R_b \cdot C)$$

La période sera $T = 2\theta = 2\tau \operatorname{Log} \frac{E_b + E}{E_b}$

et la fréquence : $f = \frac{1}{2\tau \operatorname{Log} \frac{E_b + E}{E_b}}$

Dans le cas particulier où $E_b = E$. (multivibrateur symétrique)

la période est donnée par : $\frac{T}{2} = 0,69 \tau$

Dans le multivibrateur les transistors utilisés évidemment des transistors de commutation.

Les transistors sont montés en émetteur commun.

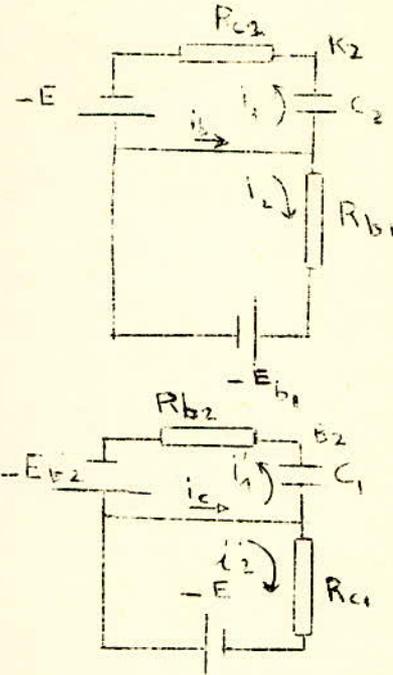
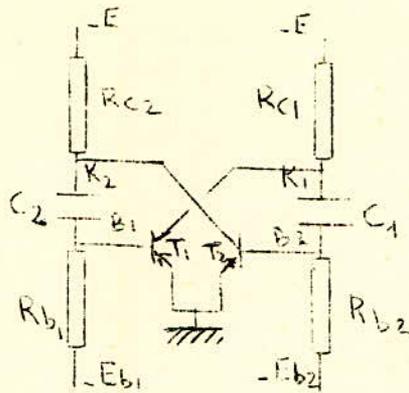
On a $h_{21e} = \beta$ qui est le coeff. d'amplification en courant.

$$\beta = \frac{i_c}{i_b} \quad \text{pour qu'il y ait saturation il faut réaliser}$$

La condition

$$i_b > \frac{i_c}{\beta}$$

Détermination des courants i_b et i_c :



$$i_b = i_1 + i_2 \quad -i_1 = -\frac{E - V_{k2}}{R_{c2}} \quad i_1 = \frac{E + V_{k2}}{R_{c2}}$$

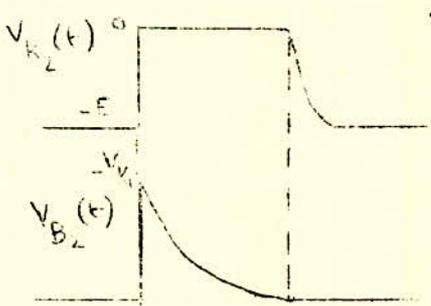
$$i_b = \frac{E_{b1}}{R_{b1}} + \frac{E + V_{k2}}{R_{c2}} \quad i_2 = \frac{E_{b1}}{R_{b1}}$$

$$i_c = i_1' + i_2' = i_1' = -\frac{E_{b2} - V_{b2}}{R_{b2}} \quad i_1' = \frac{E_{b2} + V_{b2}}{R_{b2}}$$

$$i_c = \frac{E}{R_{c1}} + \frac{E_{b2} + V_{b2}}{R_{b2}}$$

La condition de saturation donne :

$$\frac{1}{\beta} < \frac{\frac{E_{b1}}{R_{b1}} + \frac{E + V_{k2} \min}{R_{c2}}}{\frac{E}{R_{c1}} + \frac{E_{b2} + V_{b2} \max}{R_{b2}}}$$



on avait $V_{k1}(t) = -E(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$
 apres un certain temps
 $V_{k1}(t) = -E.$

On aura alors :

$$\frac{1}{\beta} < \frac{\left(\frac{E_{b1}}{R_{b1}} + \frac{E}{R_{c2}}\right)}{\frac{E}{R_{c1}} + \frac{E_{b2} + E}{R_{b2}}}$$

Si $E_{b1} = E_{b2} = E_b$, on écrit:

$$\frac{1}{\beta} < \frac{\frac{E_b}{R_{b1}} + \frac{E}{R_{c2}}}{\frac{E}{R_{c1}} + \frac{E_b + E}{R_{b2}}}$$

et si $R_{b1} = R_{b2} = R_b$.

$$R_{c1} = R_{c2} = R_c$$

$$\frac{1}{\beta} < \frac{\frac{E_b}{R_b} + \frac{E}{R_c}}{\frac{E}{R_c} + \frac{E_b + E}{R_b}}$$

$$\beta > \frac{\frac{E + E_b + E R_c}{R_c R_b}}{\frac{E}{R_c} + \frac{E_b + E}{R_b}}$$

$$\frac{E}{R_c} + \frac{E_b}{R_b}$$

$$\beta > \frac{\frac{E}{E_b} \left[\frac{1}{R_c} + 1 + \frac{E_b}{E} \right]}{\frac{R_b}{E}}$$

$$\frac{E}{E_b} \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_b}$$

La condition de saturation

sera vérifiée si :

$$\beta > \frac{\frac{E}{E_b} \left[\frac{1}{R_c} + 1 + \frac{E_b}{E} \right]}{\frac{1}{R_b}}$$

$$\beta > \frac{E}{E_b} \left[\frac{R_b}{R_c} + 1 + \frac{E_b}{E} \right]$$

$$\beta > \frac{E}{E_b} \left(1 + \frac{R_b}{R_c} \right) + 1$$

en général $R_b \gg R_c \Rightarrow$

$$\beta > \frac{E}{E_b} \cdot \frac{R_b}{R_c}$$

.../...

Calcul des différents éléments du capteur:

1) Choix des transistors pour multivibrateur.

Le multivibrateur étant symétrique, on choisit des transistors identiques $T_1 = T_2 = T$. On doit tenir compte de la condition $U_{CB} \geq 2E$ pour éviter le claquage de la jonction collecteur-base (c-B) en effet avec la capacité C_1 ou C_2 on aura $2E$ aux bornes de la jonction C - B.

Comme le générateur d'impulsions a une fréquence de 100 KHZ, la fréquence de coupure f des transistors doit être supérieure à 100 KHZ. Les transistors du type ADZ 12 ont des caractéristiques qui répondent aux conditions.

T = ADZ 12	$U_{CB \text{ max}}$	E_{ad}	$I_{C \text{ max}}$	Puissance nominale	β_{min}	$I_{co \text{ max}}$	F
	80 V	30V	15mA	80mW	30	15 μ A	100 KHZ

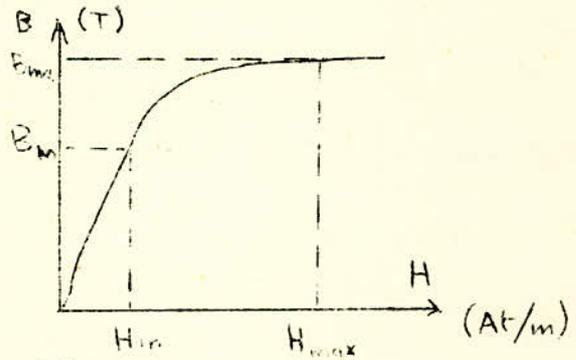
On prend $U_{CB} = 50 \text{ V}$ ce qui définit la tension d'alimentation à prendre $E = \frac{U_{CB}}{2} = 25 \text{ V}$

2) Détermination du transformateur Tf_1 . (fig page 10) *

La théorie des transformateurs donne la relation :

$$U_1 = 4,44 f B_m S K_a N_1$$

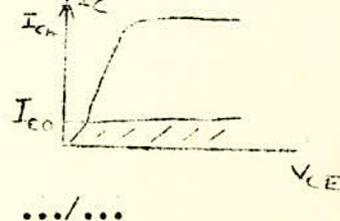
- où U_1 : tension aux bornes
- f : la fréquence
- B_m : induction dans le noyau
- s : Section du noyau
- K_a : coefficient d'empilement des tôles
- N_1 : nombre de spires.



On a : $|U_1| = |E - R_c I_{co}| I_{Co} \ll I_{C \text{ max}}$, alors $(I_{co} = 0)$.

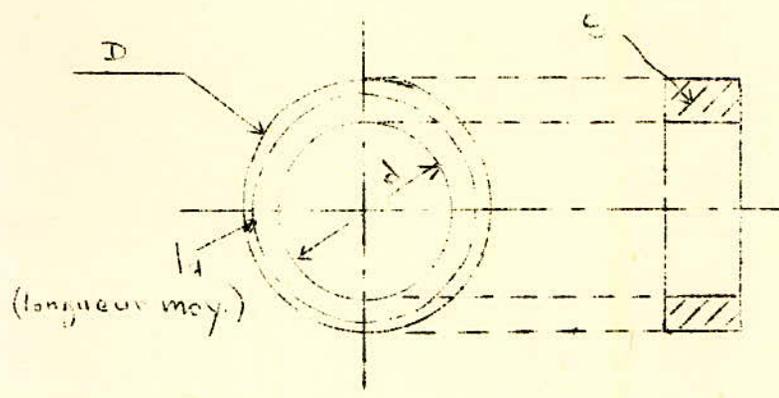
$$|U_1| \approx |E|$$

$$\Rightarrow E = 4,44 f B_m S K_a N_1. (1)$$



.../...

Le circuit magnétique du transformateur est un tore magnétique à Pennallay DDHXC (russe) dont les caractéristiques sont :



- $d = 10 \text{ mm}$
- $D = 12 \text{ mm}$
- $S = 0,025 \text{ cm}^2 = 0,025 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$
- $l_a = 3,5 \text{ cm} = 3,5 \cdot 10^{-2} \text{ m}$
- $B_m = 0,3 \text{ T}$
- $H_m = 3 \cdot 10^{-4} \text{ At/m}$
- $K_c = 0,9 \text{ à } 0,95$
- $B_{\text{max}} = 0,7 \text{ T}$
- $H_{\text{max}} = 6,2 \cdot 10^{-4} \text{ At/m}$

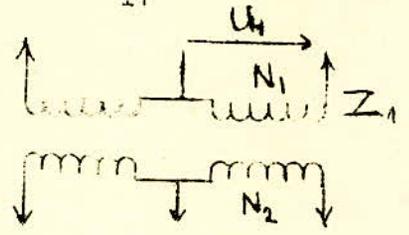
Nombre de spires (N_1)

la relation (1) $\Rightarrow 25 = 4,44 \cdot 10^5 \cdot 0,3 \cdot 0,025 \cdot 10^{-4} \cdot 0,95 \cdot N_1$

$$\text{d'où } N_1 = \frac{25}{1,11 \cdot 0,3 \cdot 0,95} = \frac{25}{0,316}$$

$N_1 = 79 \text{ spires.}$

La charge du multivibrateur est constituée par le primaire du transformateur. T_{R1} à point milieu.



demi primaire:
 impédance Z_1
 nombre de spires N_1

$$Z_1 = \sqrt{R_1^2 + X_1^2}$$

r_1 : résistance

X_1 : réactance

r_1 est négligeable . d'où

$$Z_1 \approx X_1$$

on a : $V_1 = x_1 I_1$. Le théorème d'Ampère donne $I_1 = \frac{H_m l_a}{N_1}$

$$V_1 = x_1 \frac{H_m l_a}{N_1}$$

On tire x_1 : $x_1 = \frac{U_1 N_1}{H_m l_a} \Rightarrow x_1 = \frac{25 \times 79}{3 \cdot 10^{-4} \cdot 3,5}$

$$x_1 = 1,88 \text{ M.A.}$$

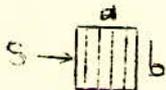
$$I_1 \approx \frac{U_1}{x_1} \approx \frac{25}{1,88} \approx 13 \text{ mA} < I_{co \text{ max}}$$

En prenant du fil de cuivre émaillé de diamètre $d_1 = 0,1 \text{ mm}$ on pourra enrouler sur le tore de diamètre intérieur $d = 10 \text{ mm}$.

$$\pi \frac{d}{d_1} = \pi \frac{10}{0,1} \approx 314 \text{ Spires en une seule couche.}$$

En choisissant un rapport de transformation égal à l'unité, on doit enrouler $4 N_1$ sur le tore magnétique soit $4 \times 79 = 316$ spires.

- Longueur du fil pour le transformateur T_{ra} :



$$S = ab = 0,025 \text{ cm}^2$$

$$B = 0,1 \text{ cm}$$

$$a = \frac{S}{b} = 0,25 \text{ cm}$$

$$l = 316 \times 2 (0,1 + 0,25)$$

$$l \approx 23 \text{ m.}$$

soit S_1 : la surface libre du tore.

$$S_1 = \pi \frac{d^2}{4} \approx 80 \text{ mm}^2$$

$$S_c = \pi \frac{d^2}{4} \times \frac{1}{0,4} \times 316 \approx 6,3 \text{ mm}^2$$

$$S_1 = 80 \text{ mm}^2 > S_c = 6,3 \text{ mm}^2$$

On peut loger les 316 spires dans la fenêtre du tore magnétique

B) Détermination du multivibrateur :

On peut écrire que $R_{c1} = R_{c2} = R_c$ (astable symétrique).

$$R_c = \frac{dE}{I_c}$$

$$0,9 < a < 0,95$$

.../...

Car aux bornes du transistor saturé on a 0,05 à 0,1 E pour Ics.

le transistor donne I_{cm} = 15 mA or $200 I_{co} \ll I_c < I_{cm}$ $I_c = 10 \text{ mA}$
 $\Rightarrow R_c \approx 2,4 \text{ k}\Omega$

On a établi en théorie : $\beta > \frac{R_c}{R_{co}}$ (pour E = E_b) R_{co} : Résistance au collecteur.

R_{ch} : Résistance de la charge. $R_{ch} \approx |x|$

R_{cb} / 1. du collecteur

$$R_{co} = \frac{R_c R_{ch}}{R_c + R_{ch}}$$

$$R_{ch} \gg R_c \Rightarrow R_{co} \approx R_c$$

On écrit : $\beta_{min} = \frac{R_c}{R_{co}}$ avec n = coeff. de saturation (1,2 à 1,5)
 $n = \frac{I_{bn}}{I_{cn}}$ I_{bn} : courant normal de base
 $\frac{I_{bn}}{I_{cn}} = \frac{I_{cn}}{B}$

Soient n = 1,2

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_{min} = 30 \\ R_{co} = 2,4 \text{ k}\Omega \end{array} \right. \Rightarrow R_b = \frac{30 \times 2,4}{1,2}$$

$$R_b = 59,5 \text{ k}\Omega$$

La période du signal du multivibrateur est $\theta_1 + \theta_2 =$ (symétrie)

$$2\theta = \frac{1}{f} = \frac{1}{10^5} = 10^{-5} \text{ s.} = 0,5 \cdot 10^{-5} \text{ s}$$

$$\text{On sait que } \theta = \tau L_n \left\{ 1 + \frac{(E \cdot R_{co} / R_c) - I_{co} R_{co}}{E + I_{co} R_b} \right\}$$

Avec $\tau = C R_b$ (constante de temps de décharge de la capacité)

$$\text{dans notre cas } R_{co} \approx R_c \Rightarrow \theta = \tau L_n \left\{ 1 + \frac{E - I_{co} R_c}{E + I_{co} R_b} \right\} \quad I_{co} = 15 \text{ mA}$$

En remplaçant les différents termes par leur valeur on aura :

$$5 \cdot 10^{-6} = \tau \cdot 2,3 \log \left\{ 1 + \frac{25 - 15 \cdot 10^{-6} \cdot 2,4 \cdot 10^3}{25 + 15 \cdot 10^{-6} \cdot 59,5 \cdot 10^3} \right\}$$

$$5 \cdot 10^{-6} = \tau \cdot 0,675$$

$$\Rightarrow \tau = 7,4 \cdot 10^{-6} \text{ s d'où } C = \frac{\tau}{R_b} \Rightarrow C = 124 \text{ pF}$$

Il faut vérifier maintenant que la constante de temps τ de charge des condensateurs est brève devant la durée θ de l'impulsion.

$$\theta = R_c \cdot C$$

$$\theta' = 0,296 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$\theta = 5 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$\theta > \theta'$$

$$\frac{\theta}{\theta'} \approx 17 \text{ (ce qui est bon)}$$

4) système production d'impulsions:

4.1 Choix des transistors T₃ et T₄:

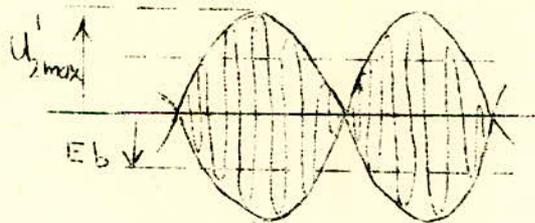
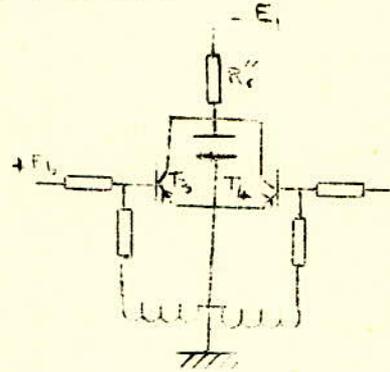
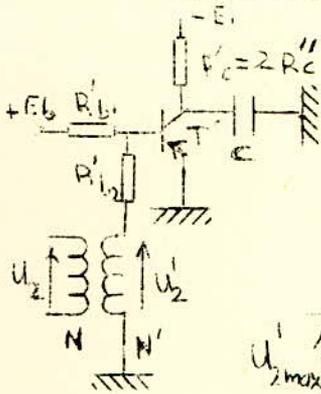
La fréquence de modulation du capteur est $f_c = 3 \text{ KHZ}$.

Les transistors doivent avoir une fréquence de coupure

$$f' < 100 \text{ KHZ.}$$

on choisit le type ADZII $T_3 = T_4 = \text{ADZII.}$

V_{EBmax}	V_{cbmax}	I_{cmax}	$P_c \text{ max}$	β	F_c
30 V	50 V	15 mA	80mW	30	80KHZ



Conditions de fonctionnement : $E_b \leq \frac{U'_{2max}}{2} \quad (1)$

$$U'_{2max} \leq U_{EBmax} \quad (2)$$

$$(U'_{2max} + E_1) \leq U_{CBmax} \quad (3)$$

$$(2) \Rightarrow U'_{2max} = 20V.$$

$$(1) \Rightarrow E_b = 10V.$$

$$(3) \Rightarrow E_1 \leq 30V ; E_1 = 10V.$$

$$E_b = E_1 = 10V$$

Calcul des résistances de polarisation:

$$R_c' = a \frac{E_1}{I_{cs}}$$

$$I_{cmax} = 15mA > I_{cs} = 10 \text{ mA. } 0,9 < a < 0,95$$

.../...

$$R'_c = 1 \text{ K} \Rightarrow [R''_c = 0,5 \text{ K}]$$

a) Si $E \gg H'_2$, T' bloqué

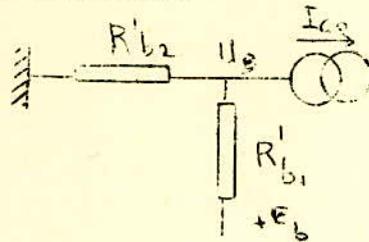
$$I_b \approx -I_{co}$$

$R_{ob} \gg R'_{b1}$ alors pour $U'_2 = 0$

$R_{cb} \gg R'_{b2}$

$$\text{d'où: } U_b = \frac{E_b R'_{b2}}{R'_2 + R'_{b1}} - I_{co} \frac{R'_{b1} R'_{b2}}{R'_{b1} + R'_{b2}}$$

$$U_b = \frac{R'_{b2}}{R'_{b1} + R'_{b2}} [E_b - I_{co} R'_{b1}]$$



la condition de blocage de T' donne:

$$U_b \geq 0 \quad \text{c.a.d.} \quad E_b - I_{co} R'_{b1} \geq 0$$

$$R'_{b1} \leq \frac{E_b}{I_{co}}$$

$$R'_{b1 \text{ max}} = \frac{E_{b \text{ min}}}{I_{co \text{ max}}}$$

Les erreurs relatives sur R'_{b1} et E sont δR et δE .

$$\delta R = \frac{\delta R}{R} = 0,1 ; \quad \delta E = \frac{\delta E}{E} = 0,1.$$

$$R'_{b1 \text{ max}} = R'_{b1} (1 + \delta R)$$

$$E_{\text{min}} = E_b (1 - \delta E)$$

$$\Rightarrow R'_{b1} = \frac{E_b (1 - \delta E)}{I_{co \text{ max}} (1 + \delta R)} \approx \frac{E_b}{I_{co \text{ max}}} (1 - \delta E) (1 - \delta R).$$

$$R'_{b1} \approx \frac{E_b}{I_{co \text{ max}}} (1 - \delta E - \delta R)$$

$$E_b = 10 \text{ V.}$$

$$I_{co} = 25 \text{ mA}$$

soit alors :

$$R'_{b1} = \frac{10}{25 \cdot 10^{-6}} \times 0,8$$

$$R'_{b1} = 320 \text{ K}$$

.../...

Longueur du fil nécessaire au T_{r2} :

En prenant le même fil que pour le transformateur T_{r1} .

on doit enrouler sur le tore $N = N + 2N' = 790 + (2 \times 536)!$

$$N = 1862 \text{ sp.}$$

en une 1ère couche on peut enrouler :	$\pi \cdot \frac{d}{d_1} = \pi \cdot \frac{10}{0,1} = 314 \text{ sp.}$
" 2ème "	$\pi \cdot \frac{d-2d_1}{d_1} = \pi \cdot \frac{9,8}{0,1} = 308 \text{ sp.}$
" 3ème "	$\pi \cdot \frac{d-4d_1}{d_1} = \pi \cdot \frac{9,6}{0,1} = 302 \text{ sp.}$
" 4ème "	$\pi \cdot \frac{d-6d_1}{d_1} = \pi \cdot \frac{9,4}{0,1} = 295 \text{ sp.}$
" 5ème "	$\pi \cdot \frac{d-8d_1}{d_1} = \pi \cdot \frac{9,2}{0,1} = 289 \text{ sp.}$
" 6ème "	$\pi \cdot \frac{d-10d_1}{d_1} = \pi \cdot \frac{9}{0,1} = 282 \text{ sp.}$
" 7ème "	$\pi \cdot \frac{d-12d_1}{d_1} = \pi \cdot \frac{8,8}{0,1} = 276 \text{ sp.}$

2066 SP. en 7 couches

Les enroulements du T_{r2} s'effectueront donc sur 7 couches.

longueur de fil :

$$l_i = n_i \times 2 (a_i + b_i)$$

$$l_1 = 314 \times 2 (0,25 + 0,1) = 220 \text{ cm.}$$

$$l_2 = 308 \times 2 (0,27 + 0,12) = 240 \text{ cm.}$$

$$l_3 = 302 \times 2 (0,29 + 0,14) = 260 \text{ cm.}$$

$$l_4 = 295 \times 2 (0,31 + 0,16) = 278 \text{ cm.}$$

$$l_5 = 289 \times 2 (0,33 + 0,18) = 295 \text{ cm.}$$

$$l_6 = 282 \times 2 (0,35 + 0,2) = 311 \text{ cm.}$$

$$l_7 = 276 \times 2 (0,37 + 0,22) = 311 \text{ cm.}$$

(sur la 7ème couche il n'y aura que 72 sp.)

$$N = 1862$$

$$l = 1689 \text{ cm.}$$

on prendra 1,7 m.

.../...

$$S_c = \frac{\pi d_c^2}{4 \cdot 0,4} \cdot N = \frac{\pi \cdot 0,1^2}{0,16} \cdot 1862 \approx 37 \text{ mm}^2$$

S_c : surface occupée par le fil
 S_1 : surface de la fenêtre du tore.

$s_1 = 80 > S_c = 37 \text{ mm}^2$; il est possible d'enrouler les 1862 spires sur le tore magnétique.

b) Si $U'_2 = U'_{2\text{max}} > E_b \Rightarrow R_{eb} \ll R'_{b1}$

$$R_{eb} \ll R'_{b2}$$

SCONDITION DE SATURATION

$$I_b = I_{bs} \cdot n \quad n : \text{coeff. de saturation } (n = 2)$$

Or $I_b = \frac{U'_2}{R'_{b2} + R_{eb}} \cdot \frac{E_b}{R'_{b1} + R_{eb}}$

alors $I_{bs} \cdot n \approx \frac{U'_{2\text{max}} \cdot R'_{b1} - E'_b \cdot R'_{b2}}{R'_{b1} \cdot R'_{b2}} \cdot \frac{I_{cs}}{\beta}$

d'où : $R'_{b2} \approx \frac{U'_{2\text{max}} \cdot R'_{b1}}{\frac{I_{cs}}{\beta} \cdot n \cdot R'_{b1} + E_b}$

$R'_{b2} \approx \frac{U'_{2\text{max}} \cdot \beta}{I_{cs} \cdot n}$

$$R'_{b2} \approx \frac{20 \times 30}{10 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}$$

$R'_{b2} \approx 30 \text{ K}$

Calcul de la capacité c :

La constante de temps de charge τ_d de la capacité doit être très petite devant la durée de l'impulsion t_d :

$$\tau_{ch} = CR''_c$$

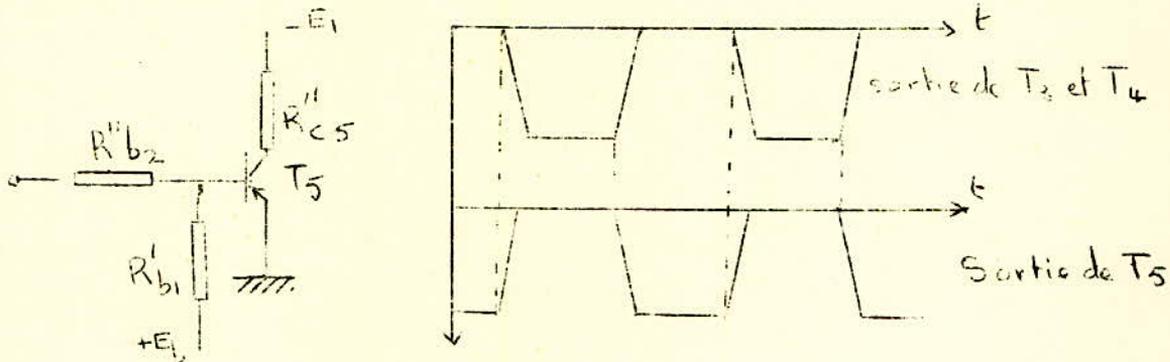
$$t_d = \frac{1}{2f_c} \approx \frac{1}{2 \times 3 \cdot 10^3} = 166 \mu s. \text{ (2 impulsions par période).}$$

$$\tau_{ch} \ll t_d. \quad \tau_{ch} \approx 0,1 t_d$$

$$C \approx \frac{0,1 t_d}{R''_c} = \frac{0,1 \times 166 \cdot 10^{-6}}{500}$$

$$C \approx 33 \text{ nF}$$

5) Etape formateur d'impulsions



Pour avoir des temps de montée faibles on choisit un transistor à haute fréquence de coupure f_c soit $T_5 = BC212$.

U_{CEmax}	U_{CBmax}	I_{cmx}	I_{comax}	I_{bmax}	f_c	β_{min}
20 V	25 V	50mA	10mA	15mA	2.MHZ	35

Polarisation: soit $E_1 = +10V$; $E_B < E_1$; $E_B = 5V$; $I_{cs} < I_{cmx}$; $I_{cs} = 10 \text{ mA}$.

$$R''_{c5} = \frac{a E_1}{I_{cs}} \approx 1K \Omega$$

$$R''_{b1} = (1 - 0,1 - 0,1) \frac{E_B}{I_{comax}} = 0,8 \cdot 5 \cdot 10^6 = 400 K \Omega$$

$$R_{b2}^* \approx \frac{E_1 \beta}{I_{cs} \cdot n} \neq \frac{R''_{cs} \beta}{n} = \frac{1 \times 35}{2} = 17,5 \text{ K}\Omega$$

temps de montée : $i_c = \beta I_{bm} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_\beta}})$; $\tau_b = 2 \frac{\beta+1}{\omega} \times 10^6 \neq 3 \mu\text{s}$

si $i_c = I_{cs} \Rightarrow I_{cs} = \beta I_{bm} (1 - e^{-\frac{t_m}{\tau_\beta}})$ $I_{bm} = \frac{I_{cs} \cdot n}{\beta}$

$$\Rightarrow I_{cs} = I_{cs} n (1 - e^{-\frac{t_m}{\tau_\beta}})$$

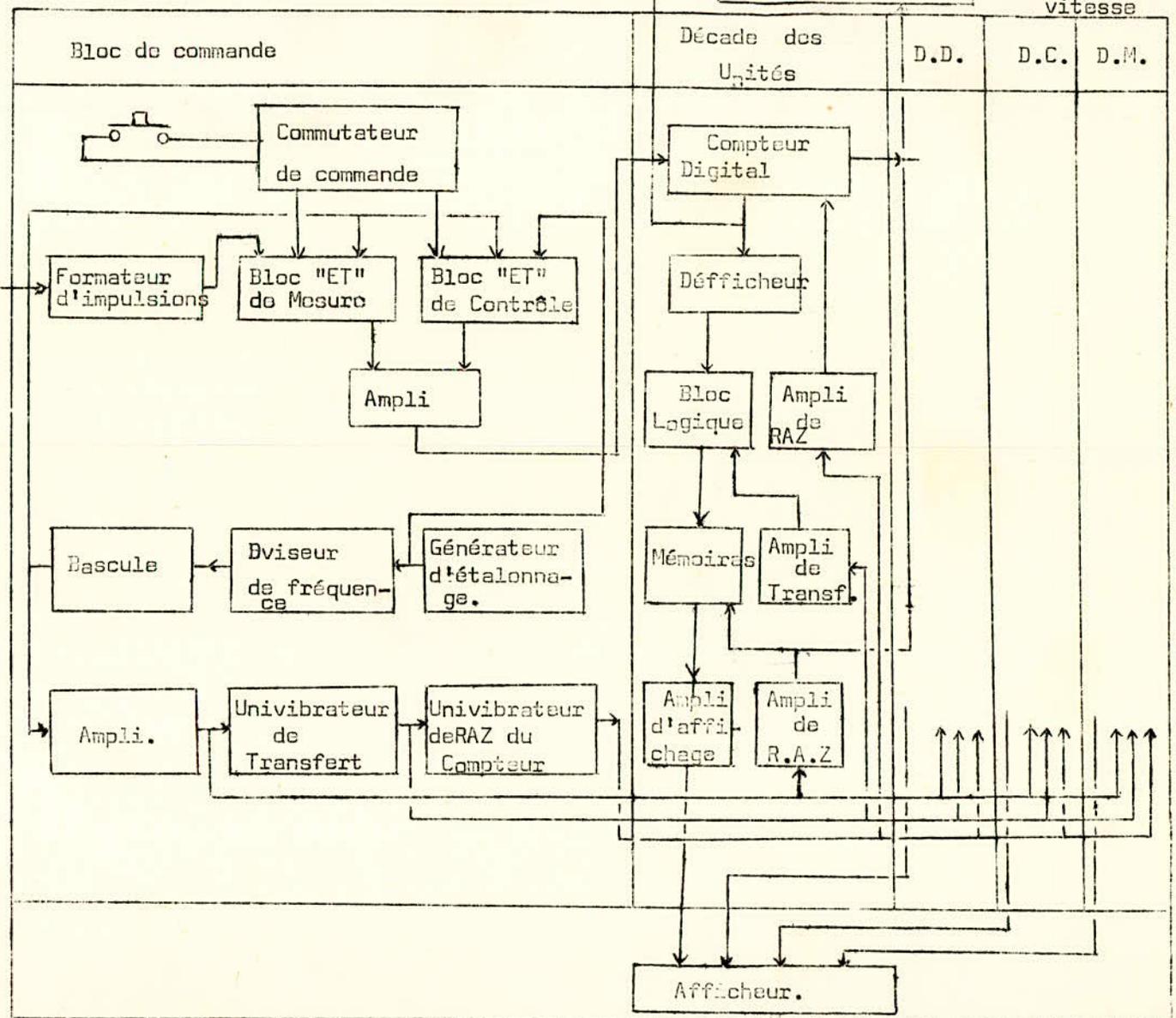
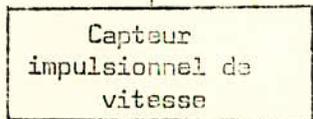
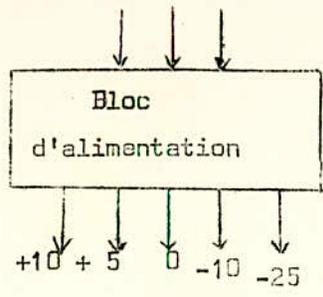
$$\frac{1}{n} = 1 - e^{-\frac{t_m}{\tau_\beta}} \Rightarrow$$

$$t_m = \tau_\beta \text{Ln} \frac{1}{1 - \frac{1}{n}}$$

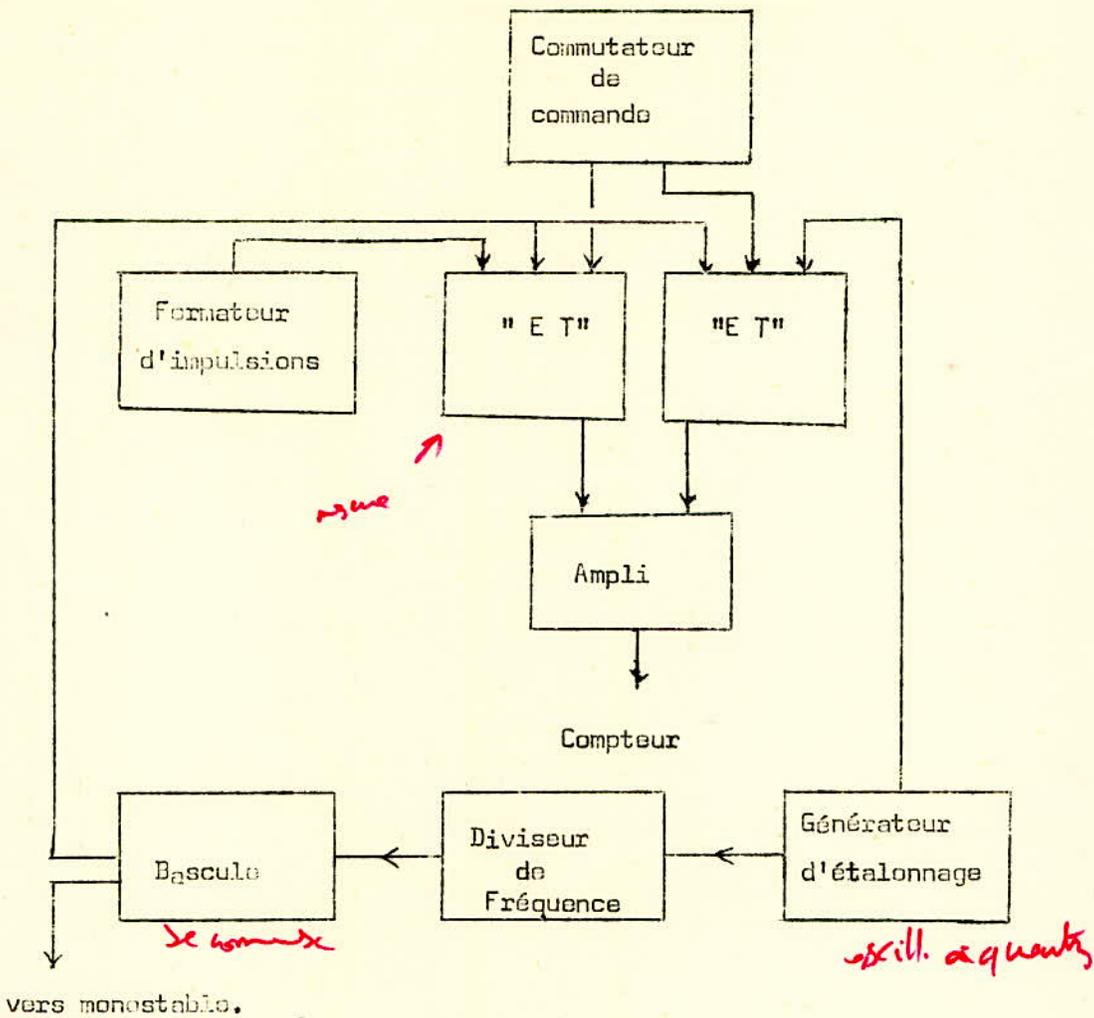
$$\Rightarrow t_m = 3 \text{Ln} \left(\frac{1}{1 - \frac{1}{2}} \right) = 3 \text{Ln} 2$$

$$t_m \neq 2,1 \mu\text{s}$$

Ceci est bon puisque : $t_m \ll t_{d \text{ min}}$ (t_d : durée de l'impulsion)
 $t_d = 166 \mu\text{s}$.

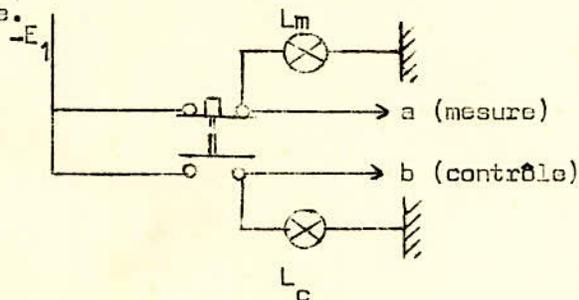


II - Schéma bloc de la mesure de la vitesse : -29-

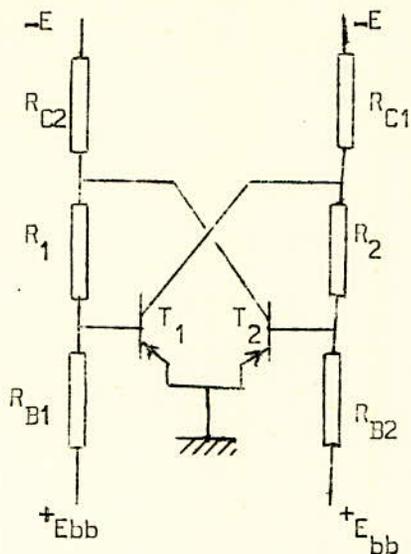


IV.1. Commutateur de commande:

Il permet soit d'effectuer la mesure de la fréquence des impulsions délivrées par les capteurs, soit d'effectuer le contrôle du compteur grâce au générateur d'étalonnage.

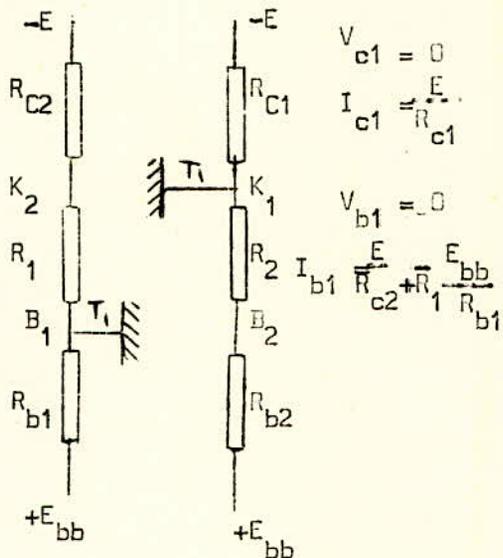


IV.2.1 Principe du flip flop:



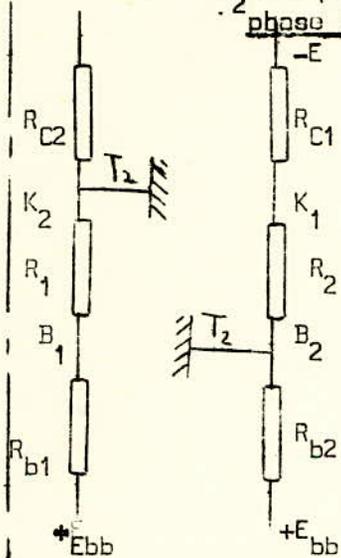
Les transistors T_1 et T_2 sont alternativement saturé et bloqué.

Il y a 2 phases de fonctionnement (I)



$V_{c1} = 0$
 $I_{c1} = \frac{E}{R_{c1}}$
 $V_{b1} = 0$
 $I_{b1} = \frac{E}{R_1} + \frac{E_{bb}}{R_{b1}}$

T_1 saturé
 T_2 bloqué et T_1 : bloqué
 phase (II) T_2 : saturé



$V_{c1} = \frac{R_2}{R_2 + R_{c1}} E$
 $V_{b1} = \frac{R_1}{R_1 + R_{b1}} E_{bb}$
 $I_{c1} = 0$
 $I_{b1} = 0$

IV-2.2 Condition de saturation:

Le bistable est symétrique on écrit $R_1 = R_2 = R$.

la phase (I) détermine la condition de saturation.

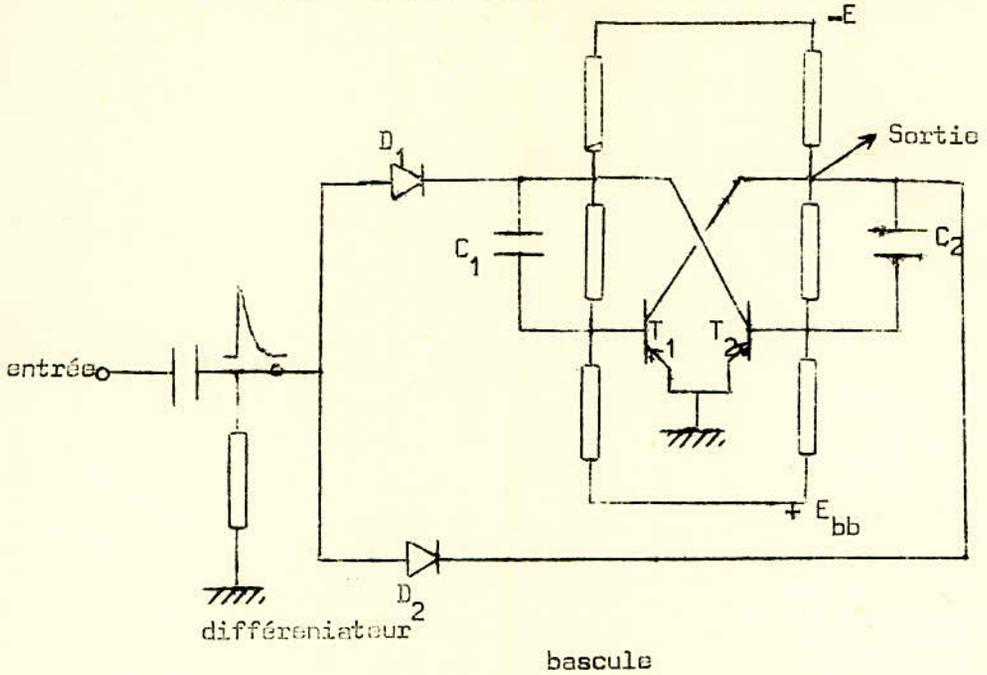
$\beta \geq \frac{I_{cs}}{I_b}$

I_{cs} = courant de collecteur à la saturation
 I_b : courant de base

$\beta \geq \frac{E}{R_{c1}} \frac{R}{E - E_{bb}}$

$\beta \geq \frac{1}{\frac{1}{R_c} - \frac{E_{bb} \cdot R}{E \cdot R_b}}$

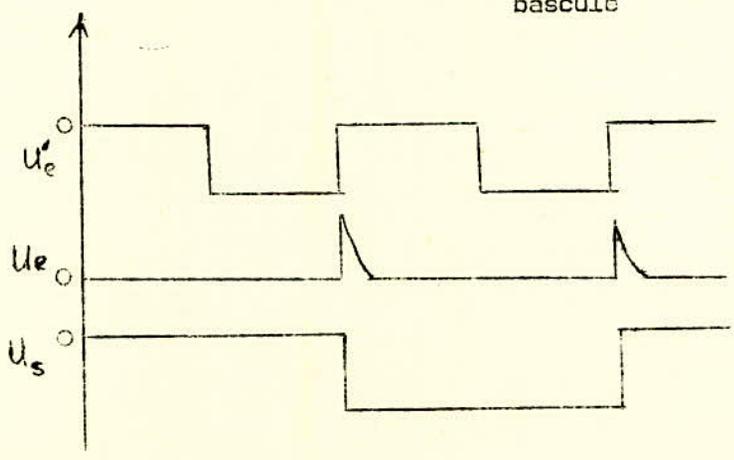
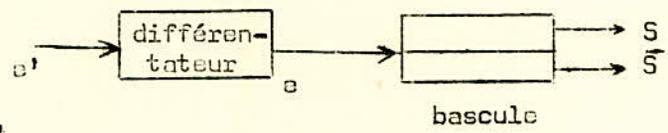
IV.2.3 Bistable piloté par des impulsions positives



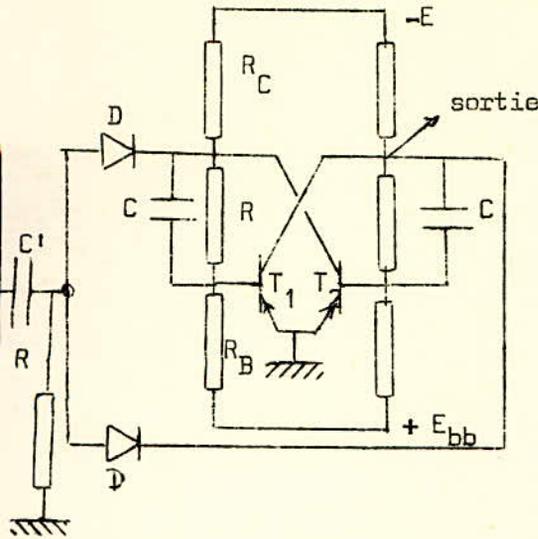
Si T_1 est saturé, C_1 est chargée à $-E$, alors que T_2 est bloqué et C_2 déchargé.

A l'application d'une impulsion positive à l'entrée, D_1 bloquée, D_2 est passante alors T_2 se sature et T_1 se bloque. C_2 se charge à son tour, C_1 se décharge et ainsi de suite...

IV.2.4 forme des signaux:



IV.2.5 Calcul des éléments de la bascule et du différentiateur :



la condition de blocage donne:

$$R_b \leq \frac{(1 - \delta R_b) E_{bb}}{-\delta E_{bb}} \frac{1}{I_{co \max}}$$

(déjà établie page 25)

$$\delta R_b = \delta E_{bb} = 0,1 \text{ (erreur relative)}$$

$$E_{bb} = 5v$$

$$E = 10 V < V_{C_{bmax}} = 25V$$

$$R_b \leq (1 - 0,2) \frac{5}{10} \frac{1}{10^{-6}} = \frac{0,8 \times 5}{10} 10^6$$

$$R_b \leq 0,4 \text{ M}\Omega$$

$$R_b = 350 \text{ K}\Omega$$

A la saturation on a $R_c = \frac{\alpha E}{I_{cs}}$

$$0,9 < \alpha < 0,95$$

$$I_{cs} = 10 \text{ mA} < I_{c \max} = 50 \text{ mA}$$

$$R_c = \frac{0,95 \times 10}{10 \cdot 10^{-3}}$$

$$R_c \approx 1 \text{ K}\Omega$$

La condition de saturation permet de déterminer R

on a

$$\beta \geq \frac{1}{1 + \frac{R_c}{R} - \frac{E_{bb}}{E} \frac{R_c}{R_b}}$$

soit $1 < n < 2$ le coeff. de saturation, on peut écrire :

$$\beta = \frac{n}{1 + \frac{R_c}{R} - \frac{E_{bb}}{E} \frac{R_c}{R_b}}$$

$$\frac{1}{1 + \frac{R_c}{R} - \frac{E_{bb}}{E} \frac{R_c}{R_b}} = \frac{n}{\beta}$$

$$\frac{1}{1 + \frac{R_c}{R}} = \frac{n}{\beta} + \frac{E_{bb}}{E} \frac{R_c}{R_b} = \frac{n E R_b + \beta E_{bb} R_c}{\beta E R_b}$$

$$1 + \frac{r}{R_c} = \frac{\beta ER_b}{nE R_b + \beta E_{bb} R_c}$$

$$\frac{r}{R_c} = \frac{\beta}{n + \frac{\beta E_{bb} R_c}{E R_b}} - 1$$

$$r = R_c \left[\frac{\beta}{n + \frac{\beta E_{bb} R_c}{E R_b}} - 1 \right]$$

$$r = 1000 \left[\frac{35}{1,5 + \frac{35 \cdot 5 \cdot 1000}{10 \cdot 350 \cdot 10^3}} - 1 \right]$$

$$r = 24,6 \text{ k}\Omega$$

Calcul C : on sait que $100 < C < 600 \text{ PF}$.

$$C = \frac{0,3}{f_{\alpha} R_c}$$

f_{α} : fréquence de coupure du transistor
ici $f_{\alpha} = 2 \text{ MHz}$.

$$C = \frac{0,3}{2 \cdot 10^6 \cdot 10^3}$$

$$C = 150 \text{ PF}$$

Calcul C' : (différentiateur)

La constante de temps $\tau = RC'$ doit être négligeable devant la durée de l'impulsion $t_d = 1\mu\text{s}$ soit $\tau = 0,01 t_d$.

on se fixe $R = 100 \text{ K}$

$$\Rightarrow 10^5 C' = 0,01$$

$$C' = 10^{-7} \text{ F}$$

$$C' = 100 \text{ nF}$$

Diodes:

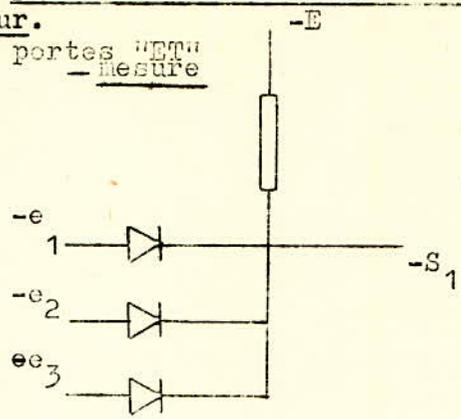
$$D_1 = D_2 = D = \text{OA47}$$

$$V_{RM} = 25\text{V}$$

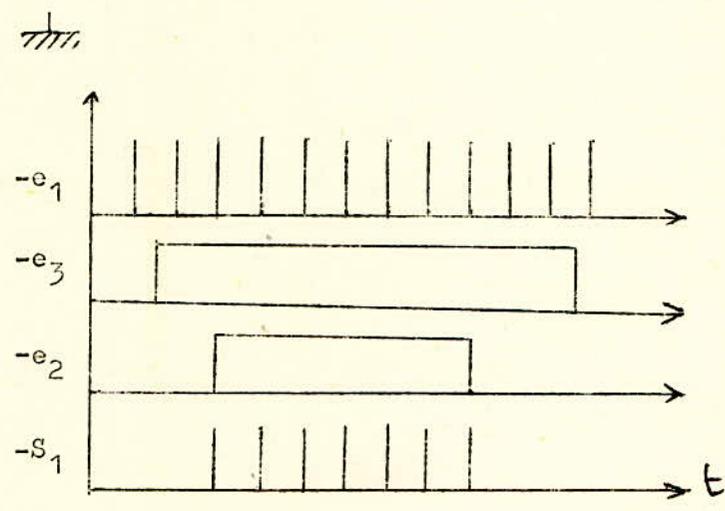
$$I_{FM} = 150 \text{ mA}$$

IV- 32 portes "ET" de mesure et de contrôle, Amplificateur d'atténuation et compteur.

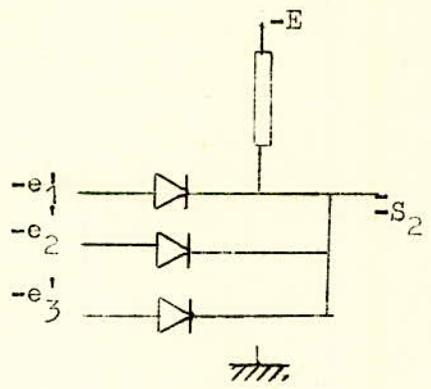
IV.3.1 portes "ET" - mesure



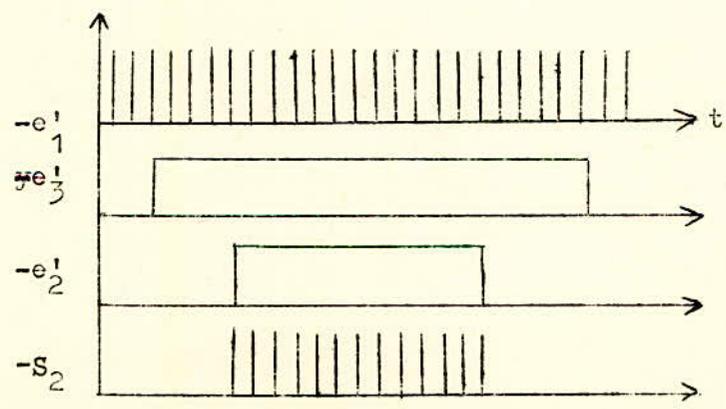
- e₁ : impulsions fournies par le four-nateur d'impulsions
- e₂ : " " " par le flip-flop.
- e₃ : entrée pour commutateur de commande
- S₁ : Sortie (e₃ = a)

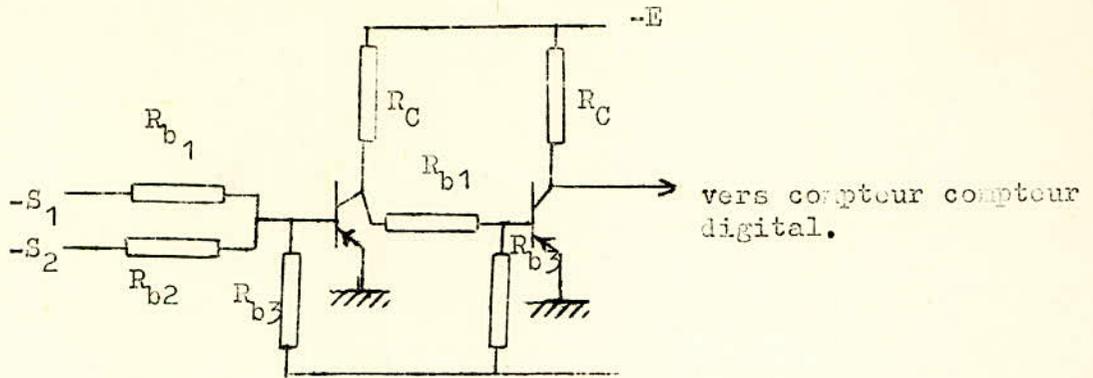


-contrôle



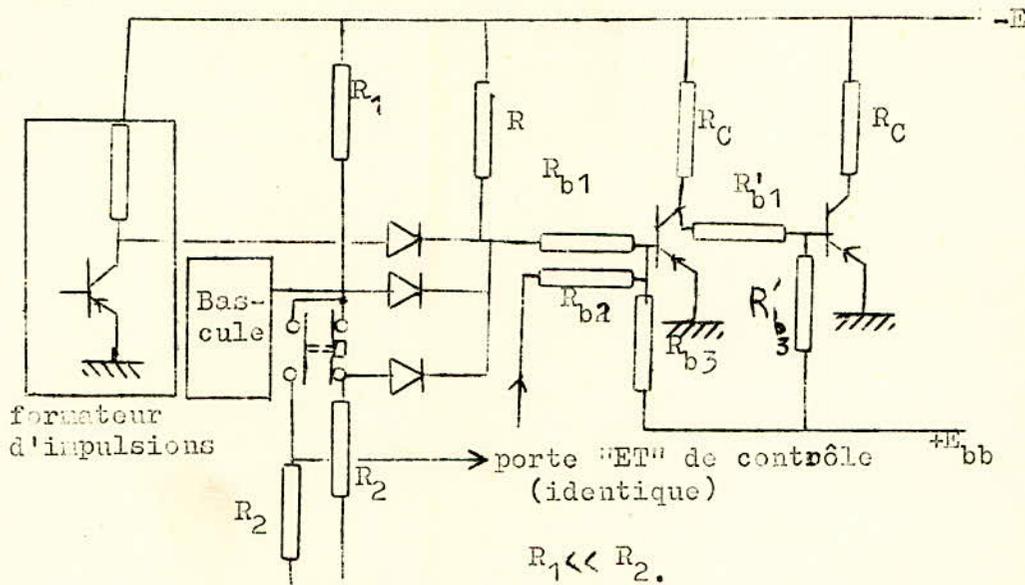
- e₁' : impulsions du générateur d'étalonnage
- e₂' : " " du flip-flop
- e₃' : entrée pour le commutateur de commande
- S₂ : Sortie (e₃' = b)





Il joue le rôle de porte "OU" (mesure OU contrôle).

IV.3.3. Calcul des éléments des portes et de l'ampli.



$$R > \frac{E}{I_{FM}} \quad D = 0A47 \Rightarrow \begin{matrix} V_{RM} = 25 \text{ V} \\ I_{FM} = 150 \text{ mA} \end{matrix} \quad E = 10 \text{ V.}$$

$$R > \frac{10}{150} = \frac{1}{15} = 0,0666 \text{ K}\Omega. \quad \text{on prend } R = 1000$$

$$R_{b1} \ll R_{b3} \Rightarrow (R_{b1} + R) = \frac{E}{I_b} \quad I_b = I_{bs} \cdot n \quad 1 < n < 2.$$

$$I_{bs} = \frac{I_{cs}}{\beta}$$

Les transistors utilisés sont du type BCZ 14 dont les caractéristiques $I_{cs} = 10 \text{ mA} < I_{cmax} = 50 \text{ mA}.$
 $\beta = 35$
 soit $n = 2.$

$$(R + R_{b1}) = \frac{E\beta}{I_{cs} \cdot n} \quad R + R_{b1} = \frac{10 \cdot 35}{10 \cdot 2} = 17,5 \text{ K}\Omega$$

$$R_{b1} = 16,5 \text{ K}$$

Résistance de collecteur:

$$R_c = \frac{aE}{I_{cs}} = \frac{0,9510}{10} \approx 1 \text{ K}\Omega$$

$$R_c \approx 1 \text{ K}\Omega$$

détermination de R_{b3} : $R_{b3} \leq (1 - \delta^{R_{b3}} - \delta^{E_{bb}}) \frac{E_{bb}}{I_{co \text{ max}}}$

$$R_{b3} \leq (1 - 0,1 - 0,1) \frac{5}{10 \cdot 10^{-6}}$$

$$R_{b3} \leq 0,4 \text{ M}\Omega \quad \boxed{R_{b3} = 350 \text{ K}}$$

Comme $R_c = 1 \text{ K}\Omega$

$$R_c + R'_{b1} = \frac{E}{I_b} = 17,5 \text{ K}\Omega$$

$$\Rightarrow \boxed{R'_{b1} = R_{b1} = 16,50 \text{ K}\Omega} \quad \text{voir plus haut.}$$

$$\boxed{R'_{b3} = R_{b3} = 350 \text{ K}\Omega}$$

$$R_1 \ll R_2$$

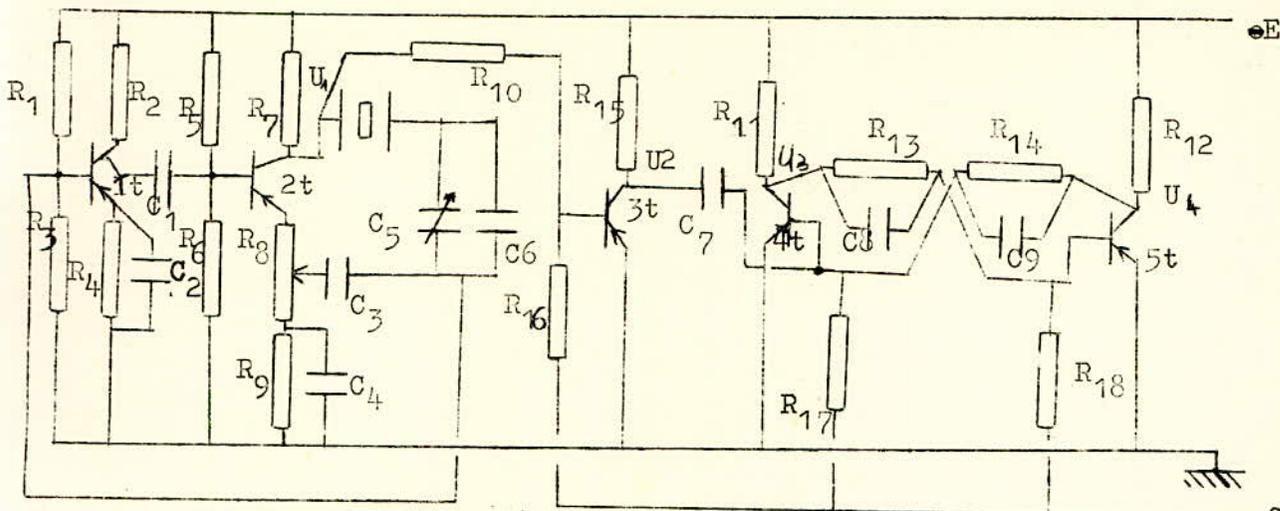
$$\boxed{R_1 = 50 \Omega}$$

$$\boxed{R_2 = 5 \text{ K}\Omega}$$

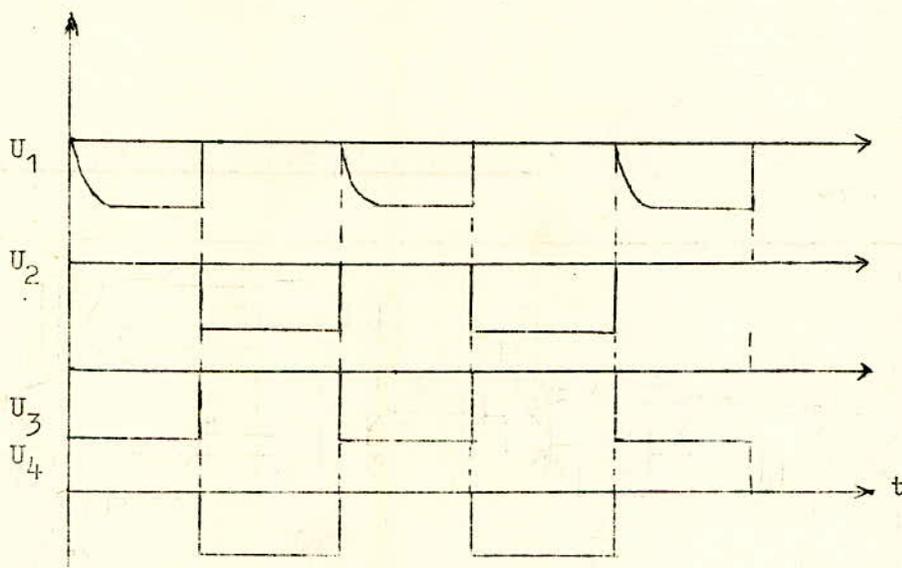
IV-4- Générateur d'étalonnage.

2

Il est destiné à fournir des impulsions à la fréquence 1 KHZ au diviseur de fréquence ainsi qu'à la porte UET" de contrôle du compteur. Il est constitué d'un multivibrateur piloté par un quartz dont la fréquence d'oscillation est 1 KHZ, suivi d'un formateur d'impulsions afin de donner aux impulsions du multivibrateur une pente plus raide. Un bistable est monté en série pour doubler les passages de -E à zéro qui servent à obtenir des impulsions positives.



IV.4.2 forme des signaux: les différentes tensions de sortie + E_{bb} sont de la forme suivantes:



IV.4.3. Calcul des éléments:

Pour le multivibrateur la condition de saturation est $\beta \frac{R_b}{R_c} \frac{E}{E_{bb}} > 1$
 et la durée de l'impulsion $= C_r \ln \frac{E_{bb} + E}{E_{bb}}$

On choisit des transistors du type BC211 $\beta = 100$ $I_{CS} = 10 \text{ mA}$ $R_2 = \frac{dE}{I_{CS}} \Rightarrow R_2 = 1 \text{ K}\Omega$

$E = 10 \text{ V}$
 $E_{bb} = 5 \text{ V}$

$0,1 R_c < R_e < 0,2 R_c$ soit $R_4 = 0,1 R_2 = 100 \Omega$

la capacité de découplage $C_2 = \frac{20}{f R_4} = \frac{20}{2 \cdot 10^6 \cdot 100} = 100 \text{ nF}$

$V_{BE \text{ max}} = 20 \text{ v} > V_B = \frac{R_1}{R_1 + R_3} E \Rightarrow V_B = 5 \text{ V} \Rightarrow R_1 = R_3$

Calcul de R_1 et R_3 :

$$I_{CS} = \beta I_{bS} \Rightarrow I_{bS} = \frac{I_{CS}}{\beta} = \frac{10}{35} = 0,286 \text{ mA.}$$

$$i_b = n I_{bS} \quad 1 < n < 2$$

$$\Rightarrow I_b \approx 0,4 \text{ mA.}$$

$$R_1 = \frac{E - I_e R_{L1}}{I_b}$$

$$I_e = I_{CS} + I_b = 10 + 0,4 = 10,4.$$

$$\Rightarrow R_1 = \frac{10 - 10,4 \times 0,1}{0,4} \approx 25 \text{ K}\Omega$$

$$\boxed{R_1 = R_3 = 25 \text{ K}\Omega} \Rightarrow R_b = R_1 // R_3 = 12,5 \text{ K}\Omega$$

Calcul de C_1 : on a $\tau = \frac{1}{2f} = \frac{1}{2 \cdot 10^3} = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ s.}$

$$\text{or } \theta = C_1 R_b \ln \frac{E_{bb} + E}{E_{bb}} = C_1 R_b \ln \frac{\frac{1}{2} + 1}{\frac{1}{2}} = C_1 R_b \ln 3.$$

$$= 1,1 \times 12,5 \cdot 10^3 C_1 = 0,5 \cdot 10^{-3}$$

$$\Rightarrow C_1 = \frac{0,5}{13,75} \cdot 10^{-6}$$

$$\boxed{C_1 \approx 36 \text{ nF}} \quad R_2 C_1 = 36 \mu\text{s} \ll \theta = 500 \mu\text{s.}$$

$$\text{Or } C_5 + C_6 = C_1$$

C_6 : capacité fixe

C_5 : capacité variable pour régler exactement la fréquence.

$$\boxed{\begin{array}{l} C_6 = 35,5 \text{ nF} \\ C_5 = 1 \text{ nF} \end{array}}$$

$$R_8 + R_9 = R_{L1} = 100 \Omega \Rightarrow \underline{R_8 = R_9 = 50 \Omega}$$

$$\text{capacité de découplage } C_{L1} = \frac{20}{f \alpha R_9} = \frac{20}{2 \cdot 10^6 \cdot 50}$$

$$\boxed{C_{L1} = 200 \text{ nF}}$$

On a aussi : $R_{15} = \frac{aE}{I_{cs}} \quad \underline{R_{15} \simeq 1K\Omega} \quad (E=10V ; I_{cs} = 10mA).$

$$R_{16} \leq (1-0,1 - 0,1) \frac{E_{bb}}{I_{co \max}} \quad \begin{matrix} E_{bb} = 5V \\ I_{co \max} = 10 \mu A. \end{matrix}$$

$$R_{16} \leq 400 K\Omega$$

$$\underline{R_{16} = 350 K\Omega}$$

d'autre part:

$$(R_{10} + R_7) I_b = E. \quad (R_7 + R_{10}) \ll R_{16}$$

$$I_b = nI_{bs} = n \frac{I_{cs}}{\beta} = n \frac{10}{35} \quad 1 < n < 2$$

$$I_b \simeq 0,4 \text{ mA}$$

$$R_{10} + R_7 = \frac{E}{I_b} = \frac{10}{0,4} = 25 K\Omega$$

$$R_{10} = 25 - R_7 = 25 - 1 = \underline{24 K\Omega}$$

capacité de liaison C_7 :

$$R_{15} C_7 \ll t_d = \theta = 0,5 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{soit } R_{15} C_7 = 0,05 \theta = 0,05 \times 0,5 \cdot 10^{-3}$$

$$10^3 C_7 = 0,025 \cdot 10^{-3}$$

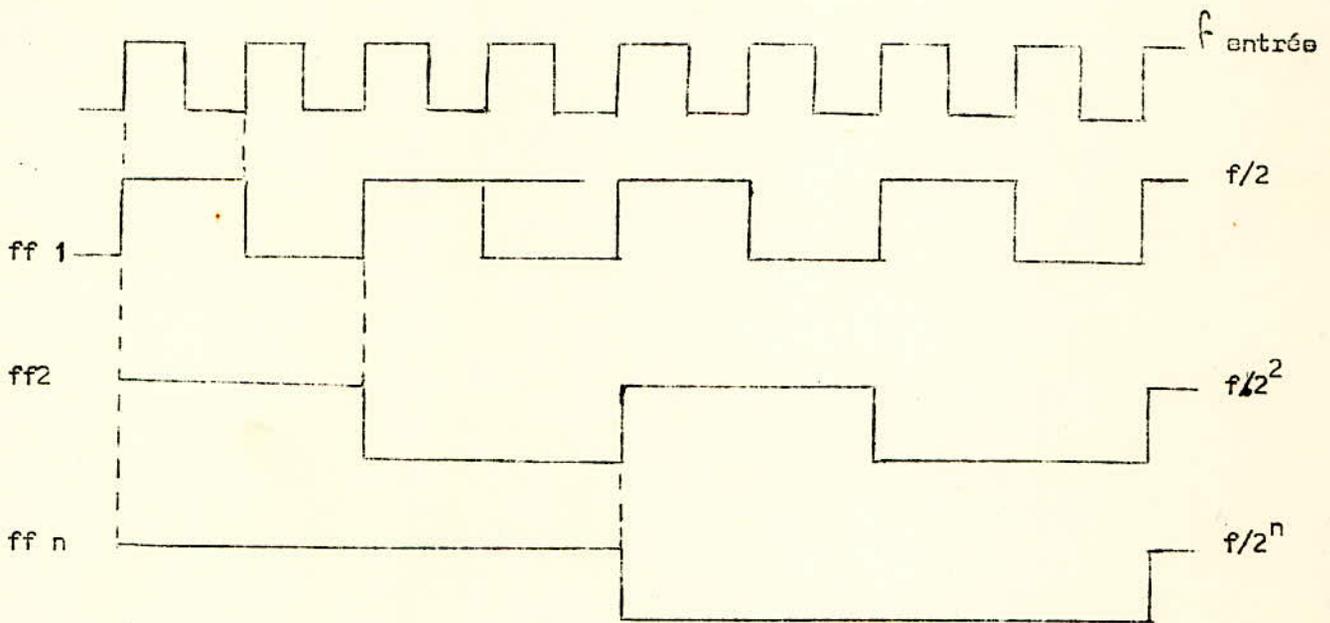
$$C_7 = 0,025 \cdot 10^{-6}$$

$$C_7 = 25 \text{ nf}$$

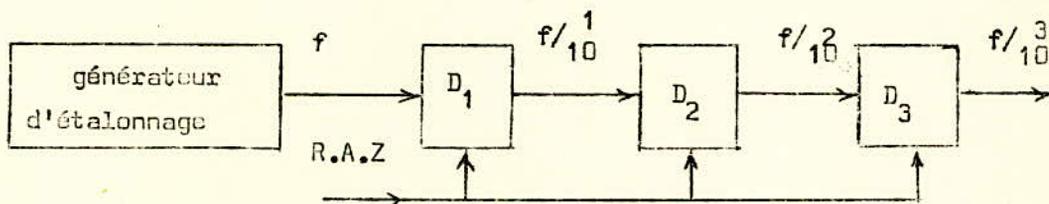
Les éléments de la bascule ont été calculées à la page 31.

Il doit délivrer à chaque seconde une impulsion au bistable de commande. Il reçoit, du générateur tétralonnage, des impulsions à la fréquence 1 KHZ. Ce diviseur de fréquence doit donc avoir un coefficient de multiplication de 10^3 .

On peut utiliser des bistables flip flop en série pour effectuer la division. A la sortie de chaque flip-flop la fréquence est divisée par 2.



Pour $n = 10$ flip-flop, la fréquence d'entrée est divisé par $2^{10} \approx 1034$. Ceci ne convient pas puisque l'on doit diviser par 1000. Il faut utiliser des décades!



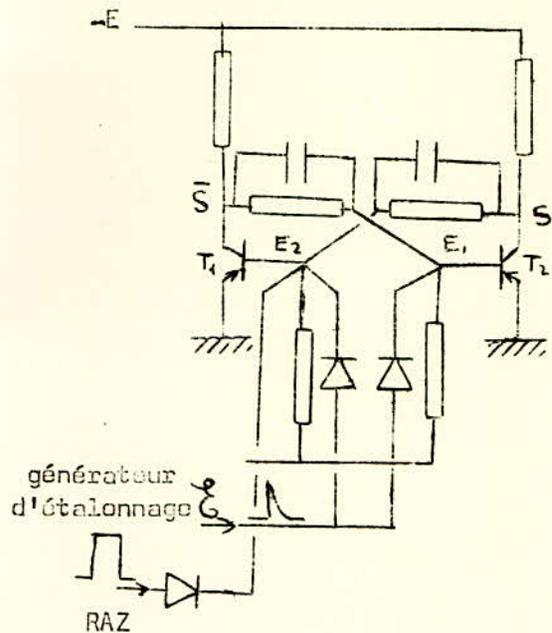
$D_1 = D_2 = D_3 =$ décade de division par 10.

R.A.Z: remise à zéro.

IV 5.1. Détermination d'un diviseur par 10:

-42-

On veut utiliser des bistables pilotés par des impulsions positives comme il a été décrit à la page 30, soit le schéma suivant:



la remise à zéro du bistable est obtenue par l'application d'une impulsion positive directement sur la base de T_1 .

- E_1 : entrée permettant l'enclenchement c.a.d. \Rightarrow sortie = $-E$
- E_2 : entrée permettant le déclenchement c.a.d. \Rightarrow sortie = 0

S : entrée de pilotage.

On peut établir une table de vérité de cette bascule:

S_t	E_1	E_2	S_{t+1}
S_t	0	0	S_t
S_t	0	1	0
S_t	1	0	1
S_t	1	1	$\overline{S_t}$

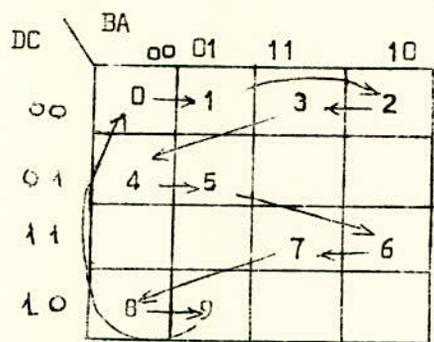
$E_1 = 1$ ou $E_2 = 1$ veut dire qu'à E_1 ou E_2 on a des impulsions positives aux moments correspondants.

Comme on doit diviser par 10, ceci revient à compter des impulsions jusqu'à la dixième. Il nous faudra donc 4 bistables avec lesquels on pourra compter jusqu'à la 15e impulsion. Il y aura de ce fait 6 combinaisons supplémentaires. Elles constitueront des cases d'indifférence dans les tableaux de Karnaugh

On réalise le comptage des impulsions de la manière suivante:

N° d'impulsion	Etat avant l'impulsion					Etat après l'impulsion				
	D	C	B	A		D	C	B	A	
1	0	0	0	0	(0)	0	0	0	1	(1)
2	0	0	0	1	(1)	0	0	1	0	(2)
3	0	0	1	0	(2)	0	0	1	1	(3)
4	0	0	1	1	(3)	0	1	0	0	(4)
5	0	1	0	0	(4)	0	1	0	1	(5)
6	0	1	0	1	(5)	1	1	1	0	(6)
7	1	1	1	0	(6)	1	1	1	1	(7)
8	1	1	1	1	(7)	1	0	0	0	(8)
9	1	0	0	0	(8)	1	0	0	1	(9)
10	1	0	0	1	(9)	0	0	0	0	(0)

Le tableau précédent permet de tracer la matrice des états du diviseur :



D'autre part la table de vérité de la bascule permet de tracer la matrice des transitions:

S_t	S_{t+1}	Transitions	E_1	E_2
0	0	S 0	0	∅
0	1	T 1	1	∅
1	0	T 0	∅	1
1	1	S 1	∅	0

A partir de la matrice des états et de la table des transitions on peut déduire les matrices des entrées E_1 et E_2 des 4 bascules A, B, C et D.

Transitions

entrée E_1

entrée E_2

Bascule A:

T_1	T_0	T_0	T_1
T_1	T_0		
		T_0	T_1
T_1	T_0		

DC	BA	00	01	11	10
00		1	∅	∅	1
01		1	∅		
11				∅	1
10		1	∅		

		∅	1	1	∅
		∅	1		
				1	∅
		∅	1		

Bascule B:

S_0	T_1	T_0	S_1
S_0	T_1		
		T_0	S_1
S_0	S_0		

0	1	∅	∅
0	1		
		∅	∅
0	0		

∅	∅	1	0
∅	∅		
		1	0
∅	∅		

Bascule C:

S_0	S_0	T_1	S_0
S_1	S_1		
		T_0	S_1
S_0	S_0		

0	0	1	0
∅	∅		
		∅	∅
0	0		

∅	∅	∅	∅
0	0		
		1	0
∅	∅		

Bascule D:

S_0	S_0	S_0	S_0
S_0	T_1		
		S_1	S_1
S_1	T_0		

0	0	0	0
0	1		
		∅	∅
∅	∅		

∅	∅	∅	∅
∅	∅		
		0	0
0	1		

D'où les équations:

$$E_1 = E_2 = 1.$$

$$E_1 = A\bar{D} \text{ mais puisque A pilote B: } E_1 = \bar{D}$$

$$E_2 = A = 1$$

$$E_1 = E_2 = AD = 1$$

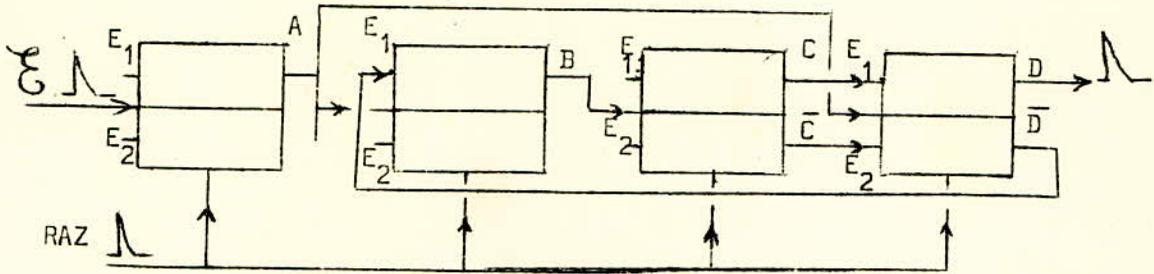
$$E_1 = AC = C \text{ en effet D piloté par A}$$

$$E_2 = A \cdot \bar{C} = \bar{C}$$

On a alors :

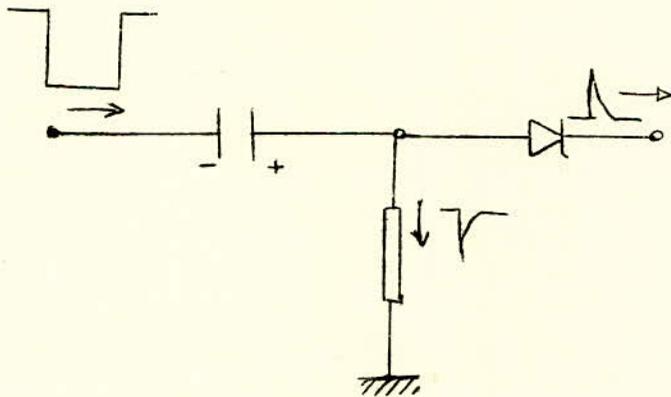
$$\begin{array}{l}
 A \begin{cases} E_1 = 1 \\ E_2 = 1 \end{cases} \quad B \begin{cases} E_1 = \bar{D} \\ E_2 = 1 \end{cases} \quad C \begin{cases} E_1 = 1 \\ E_2 = 1 \end{cases} \quad D \begin{cases} E_1 = C \\ E_2 = \bar{C} \end{cases}
 \end{array}$$

D'où le schéma bloc du diviseur par 10:



Le montage délivre, à la sortie D, une impulsion positive pour dix impulsions positives appliquées à l'entrée ξ .

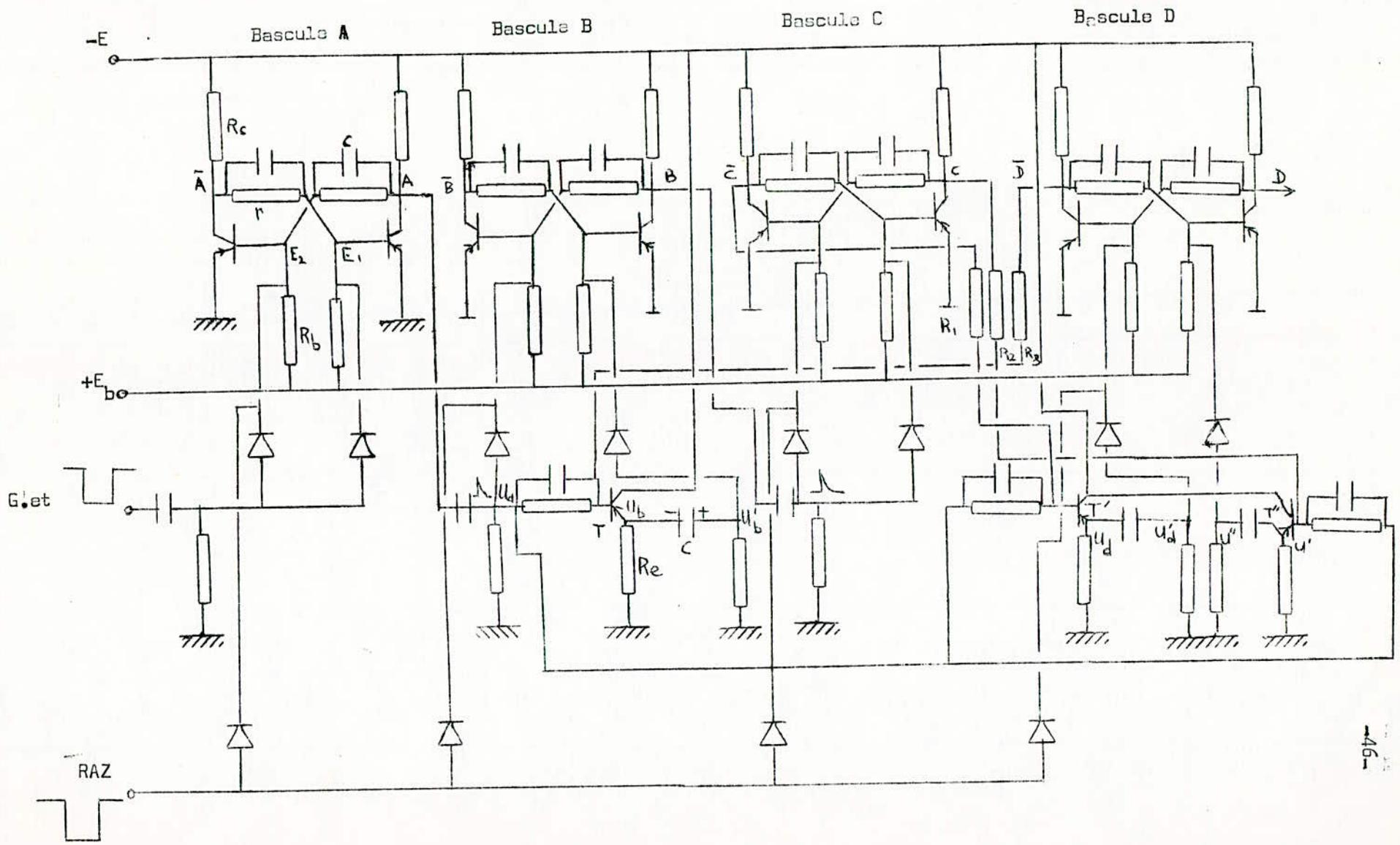
Le générateur d'étalonnage délivre des impulsions rectangulaires. On place alors à l'entrée de chaque bascule un différentiateur qui fournit 2 impulsions l'une positive et l'autre négative. Et comme les bascules sont pilotées par des impulsions positives, on place des diodes de telle sorte que l'impulsion positive soit transmise à la bascule et que l'impulsion négative soit déviée c'est à dire qu'elle passe à travers la résistance du différentiateur.



En disposant de 4 bistables comme celui étudié à la page 31, on pourra réaliser le schéma du diviseur de fréquence par 10.

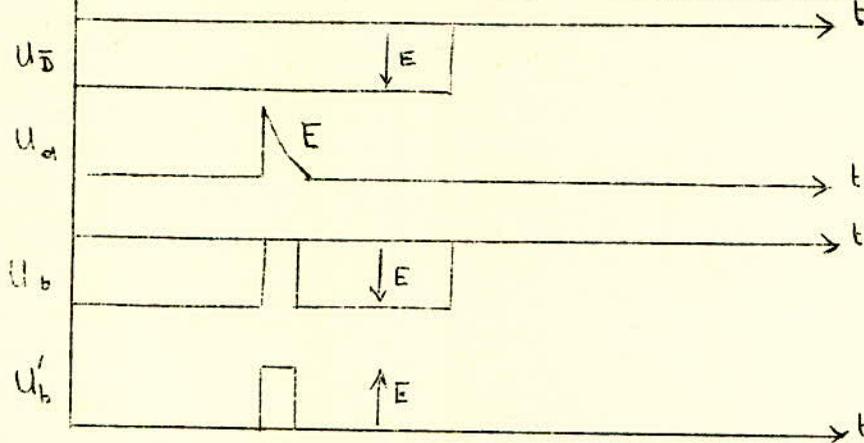
Diviseur de fréquence par 10

$D_1 = D_2 = D_3 = \text{diviseur}$



Lorsque la sortie D est à $-E$, le transistor T est saturé en l'absence d'une impulsion positive délivrée par la bascule A. Lorsque cette dernière arrive, T se bloque et la tension U_b passe ~~de~~ de $-E$ à 0 et grâce à la capacité en a, à ce moment précis, une impulsion positive d'amplitude E , c'est-à-dire que U'_b passe de zéro à $+E$.

En résumé ceci par le diagramme impulsionnel suivant :



Une discussion analogue permet de tracer pour les transistors T' et T'' le diagramme suivant :

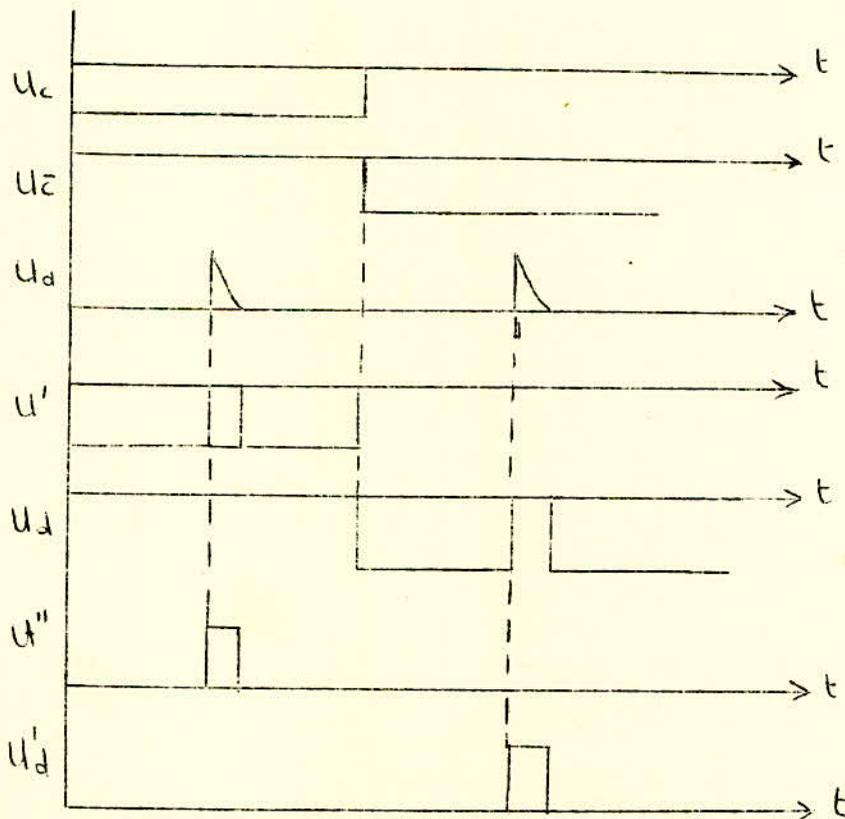
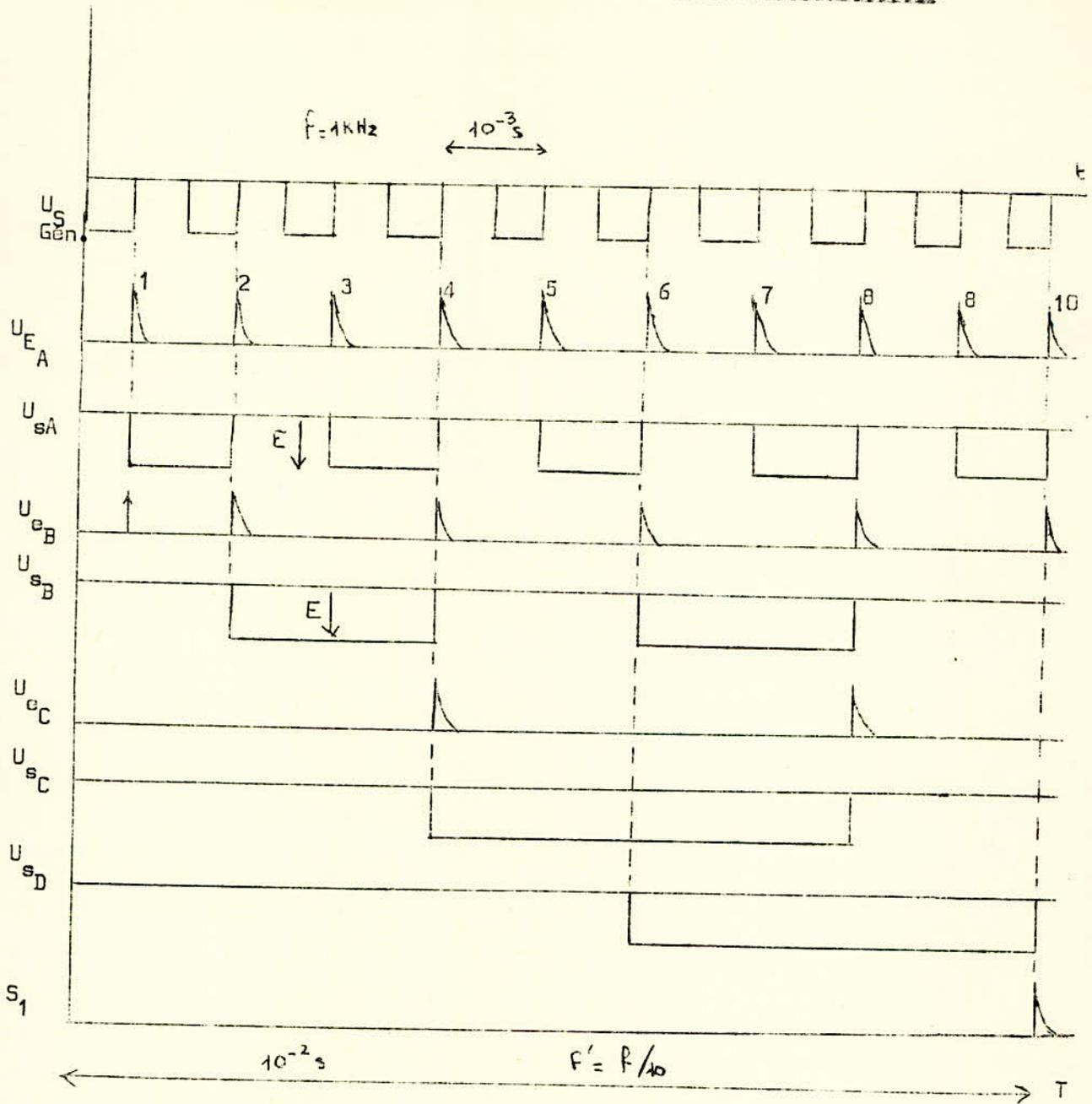


Diagramme du fonctionnement du diviseur de fréquence par 10:



La fréquence du générateur d'étalonnage est de 1 KHZ.

Le différentiateur fournit des impulsions négatives et positives, les premières sont arrêtées par des diodes et passent à travers la résistance tandis que les autres sont transmises aux bascules. Comme on l'a déjà vu précédemment le signal de sortie de la bascule A pilote la bascule D, D ne change d'état que si elle reçoit une impulsion positive de A. De ce fait nous voyons que la fréquence d'entrée est divisée par 10. On a 1 impulsion positive à la sortie S_1 du diviseur de fréquence pour 10 impulsions positives appliquées à son entrée E.

IV.5.2 Calcul du diviseur D_1 :

* Dans ce diviseur on utilise 4 bascules bistables pilotées par des impulsions positives. Ces bascules sont les mêmes que celle qui a été calculée à la page 31 où l'on trouve:

$$\begin{aligned} R_c &= 1K \\ r &= 21,6 K \\ R_b &= 350 K \\ C &= 150 PF \end{aligned}$$

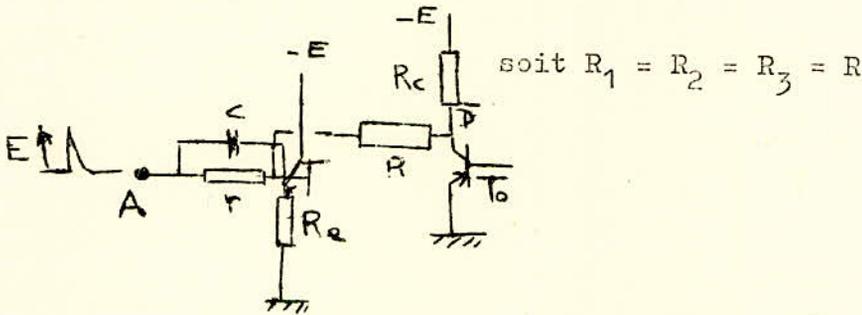
Evidemment on emploie les mêmes tensions d'alimentation $E = 10V$ et $E_b = 5V$.

Les diodes employées ici ont été choisies à la page 32, elles sont du type OA47 et leur nombre est de 12.

De même les éléments des différentiateurs sont déjà déterminés à la page 32. Soient ici 7 différentiateurs avec :

$$\begin{cases} R = 100 K\Omega \\ C = 100 nF. \end{cases}$$

Les transistors T_1, T' et T'' sont du type BC 211 (caractéristiques page 27)



On a : $R_e \approx \frac{\alpha E}{I_{es}}$ $I_{cs} = I_{cs} + I_b$ $I_b = \frac{I_{cs} \cdot n}{\beta} (1 < n < 2)$

On prend $I_{cs} = 10 \text{ mA} \Rightarrow I_b \approx 0,4 \text{ mA}$ ($n \approx 15$) $\beta = 35$
ce qui donne $I_{es} = 10,4 \text{ mA}$.

d'où la valeur de R_e : $R_e \approx \frac{0,95 \times 10}{10,4}$ $R_e \approx 910\Omega$

Calcul de R : on a $E = R_e I_e + R I_b + R_c I_b$ (T_o bloqué)

$$\begin{aligned} R &= \frac{E - R_e I_e - R_c I_b}{I_b} \quad \text{on sait que } R_c = 1 k\Omega \\ \Rightarrow R &= \frac{10 - 9,5 - (1 \times 0,4)}{0,4} \\ R &= \frac{0,5 - 0,4}{0,4} = \frac{0,1}{0,4} = \frac{1}{4} = 0,25 K\Omega \\ \boxed{R = 250\Omega} \end{aligned}$$

Lorsque l'on applique en A une impulsion positive d'amplitude E, on bloque le transistor T. La valeur de r est déduite de la relation suivante : $E \geq r \cdot I_b \Rightarrow r \leq \frac{E}{I_b} = \frac{10}{0,4} \quad r \leq 25 \text{ K}\Omega$.

on prend $r = 22 \text{ K}\Omega$

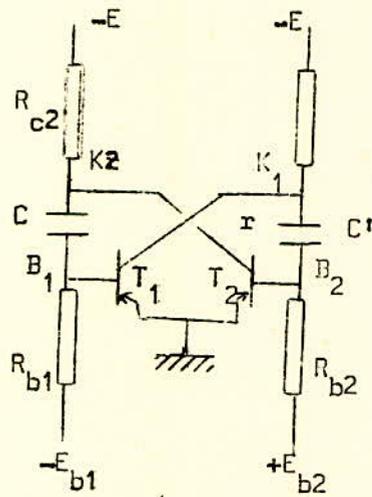
La capacité d'accélération placée en parallèle sur r est prise de même valeur que celle utilisée dans la bascule bistable soit C = 150 PF.

IV. 6 Monostable (univibrateur).

- Il a trois emplois
- Comme formateur d'impulsions
 - circuit de porte
 - circuit à retard d'impulsion.

Dans notre cas on l'utilise pour obtenir des impulsions retardées nécessaire au transfert des informations dans les mémoires et à la remise à zéro du compteur.

IV.6.1 Principe de fonctionnement:



T₁ état stable: la saturation

T₂ " " : le bloquage.

Saturation de T₁:

$$R_{c1} = \frac{\beta E}{I_{cs}} \quad I_{oI} = \frac{E}{R_{c1}} - \frac{E_{b2}}{r + R_{b2}}$$

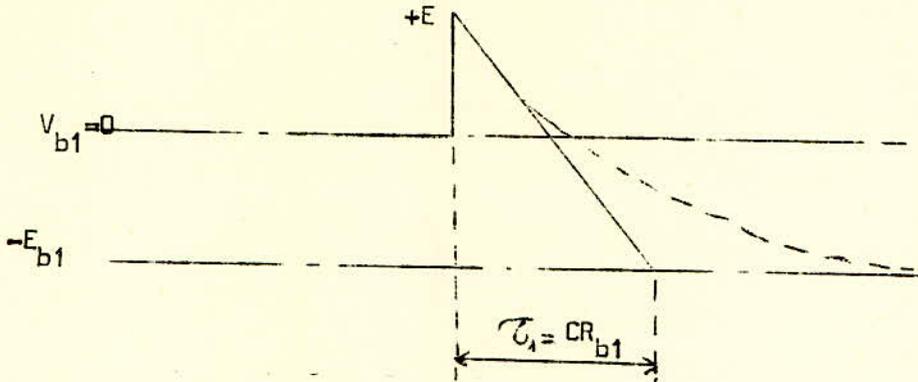
$$\beta_1 \geq \frac{I_{c1}}{I_{b1}} \quad I_{b1} = \frac{E_{b1}}{R_{b1}}$$

$$\beta_1 \geq \frac{\frac{E}{R_{c1}} - \frac{E_{b2}}{r + R_{b2}}}{\frac{E_{b1}}{R_{b1}}}$$

Bloquage de T₂

$$V_{b2} = \frac{r}{r + R_{b2}} E_{b2}$$

Etat instable:

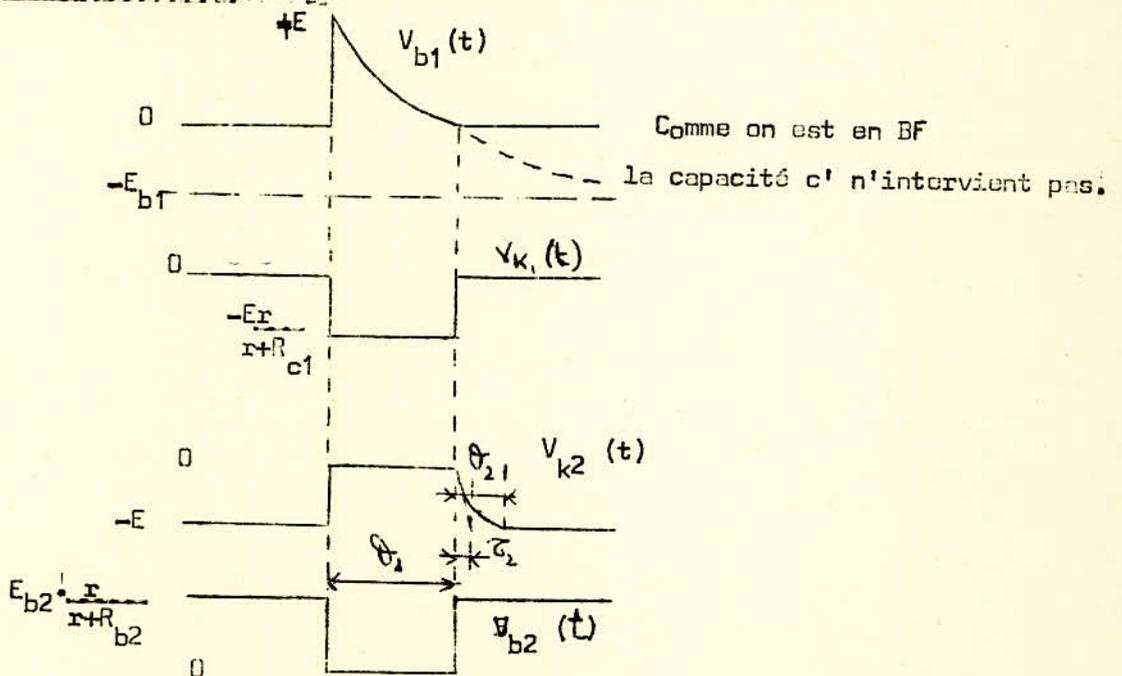


$$V_{b1}(t) = -E_{b1} - (-E_{b1} - E) e^{-\frac{t}{\tau_1}}$$

$$V_{b1}(t = \theta_1) = 0 = -E_{b1} - (-E_{b1} - E) e^{-\frac{\theta_1}{\tau_1}}$$

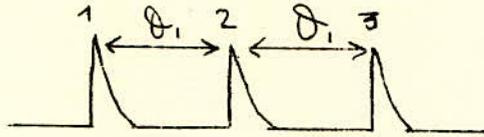
$$E_{b1} = (E_{b1} + E) e^{-\frac{\theta_1}{\tau_1}}$$

$$\theta_1 = \tau_1 \ln \frac{E + E_{b1}}{E_{b1}} \quad \text{si } E_{b1} = E \Rightarrow \theta_1 = 0,69 \tau_1$$



IV.6.2. Calcul du monostable:

On doit avoir 3 impulsions séparées dans le temps d'une durée θ_1 .

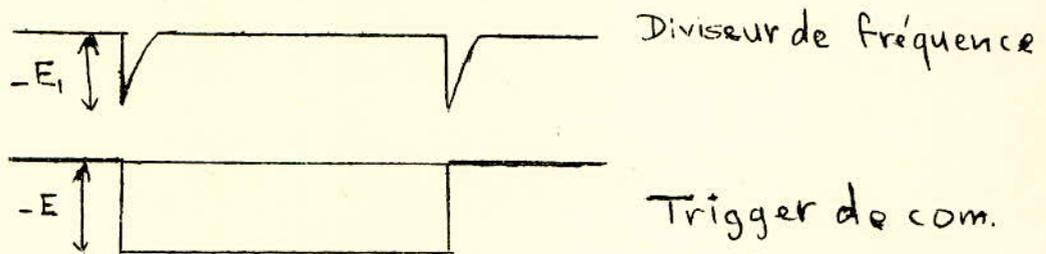


Impulsion 1: délivrée par l'ampli a monostable qui n° 1 doit délivrer l'impulsion 2, (avec un retard θ_1) et elle sert aussi à la RAZ. mémoires

Impulsion 2: destinée à effectuer le transfert des informations aux mémoires et elle est transmise au monostable n°2 qui doit fournir l'impulsion 3 avec également un retard θ_1 .

Impulsion 3: elle doit réaliser la R.A.Z du compteur.

Le diviseur de fréquence reçoit une impulsion par seconde du générateur d'étalonnage, celle-ci fait basculer le trigger de commande. soit :



Et sachant que la fréquence des impulsions délivrées par le capteur est $f = 3 \text{ KHZ}$, pour réaliser le monostable il faudra tenir compte de la condition :

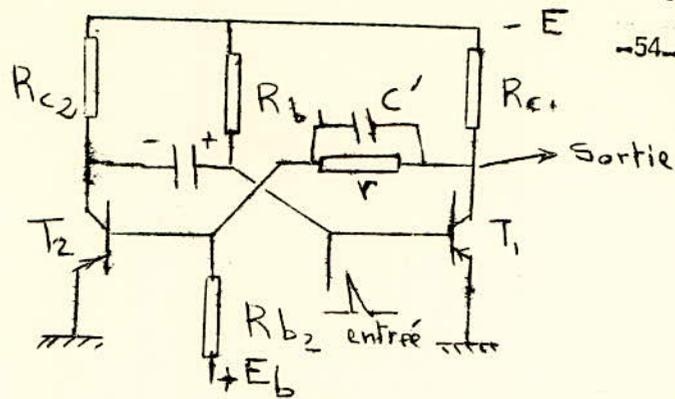
$$1s \gg 2\theta_1 \gg \frac{1}{f_c} \quad \frac{1}{f_c} = 0,33 \text{ ms}$$

$$\text{c.a.d. } 500 \text{ ms} \gg \theta_1 \gg 0,165 \text{ ms.}$$

on choisit pour vérifier cette condition:

$$\theta_1 = 7 \text{ ms.}$$

on utilisant le montage suivant c.a.d. avec une source commença - E = - E_{b1}



On doit avoir d'après ce que l'on a établi dans le principe de fonctionnement

$$\beta_1 \approx 0,7 \tau$$

$$\text{Soit } \tau = \frac{\beta_1}{0,7} = \frac{7 \cdot 10^{-3}}{0,7} \Rightarrow \tau = 10^{-2} \text{ s.}$$

$$\text{or } \tau = C R_{b1}$$

En prenant des transistors $T_1 = T_2 = \text{BCZ II}$ dont les caractéristiques ont été fournies on aura:

le courant de $I_{cs} = 10 \text{ mA} < I_{c \text{ max}} = 50 \text{ mA}$.

Collecteur à la saturation

tension d'aliment. $E = 10 \text{ V}$.

Courant de base à la saturation

$$I_{bs} = \frac{I_{cs}}{\beta}$$

et le courant de base $I_b = I_{bs} n$

$1 < n < 2$ coef. de saturation.

$$\Rightarrow I_b = \frac{10}{35} \times 2 = \frac{20}{35} \text{ mA}$$

Ce qui détermine la résistance R_{b1}

$$R_{b1} = \frac{E}{I_b} \quad R_{b1} = \frac{10}{\frac{20}{35}} = 17,5 \text{ K}$$

On a aussi

$$R_{c1} = R_{c2} = \frac{aE}{I_{cs}} = R_c \quad 0,9 < a < 0,95$$

$$R_c \approx \frac{0,95 \times 10}{10}$$

$$R_{c1} = R_{c2} \approx 1 \text{ K}$$

En ce qui concerne le calcul de la résistance R_{b2} on a déjà établi à la page 31 la relation

$$R_b \leq (1 - \delta R_b - \delta E) \frac{E_{bb}}{I_{co \text{ max}}}$$

Ce qui donne :

$$R_{b2} \leq 0,8 \frac{E_b}{I_{comax}} \quad (\delta R = \delta E = 0,1)$$

$$R_{b2} \leq 0,8 \frac{5}{10 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow \underline{R_{b2} = 350 \text{ K}\Omega}$$

Connaissant R_{b1} et la constante de temps τ de décharge de la capacité
On peut calculer $C = \frac{\tau}{R_{b1}}$

$$\Rightarrow C = \frac{10^{-2}}{17,5 \cdot 10^{+3}} \quad \underline{C = 630 \text{ nF}}$$

De la manière qu'à la page 32 à partir de la condition de saturation on écrit :

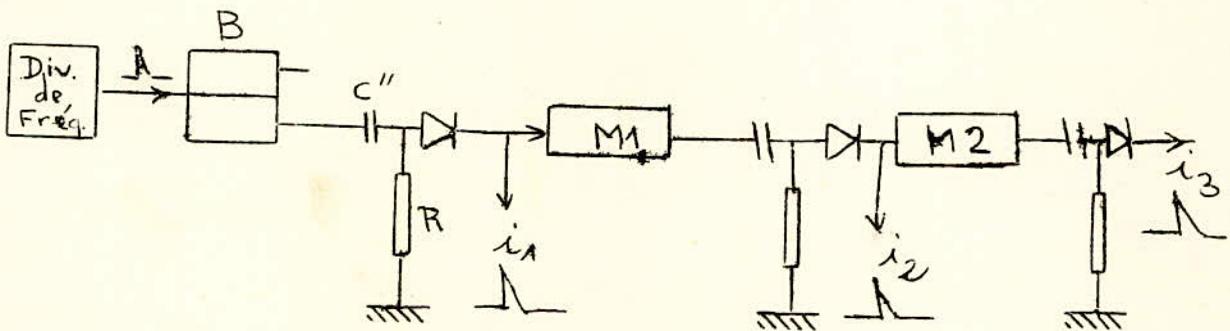
$$r = R_c \left\{ \frac{\beta}{n + \beta \frac{E_b}{E} \frac{R_c}{R_{b2}}} - 1 \right\}$$

soit $\underline{r = 21,6 \text{ K}\Omega}$

et le calcul de c' est aussi analogue celui de la page 32

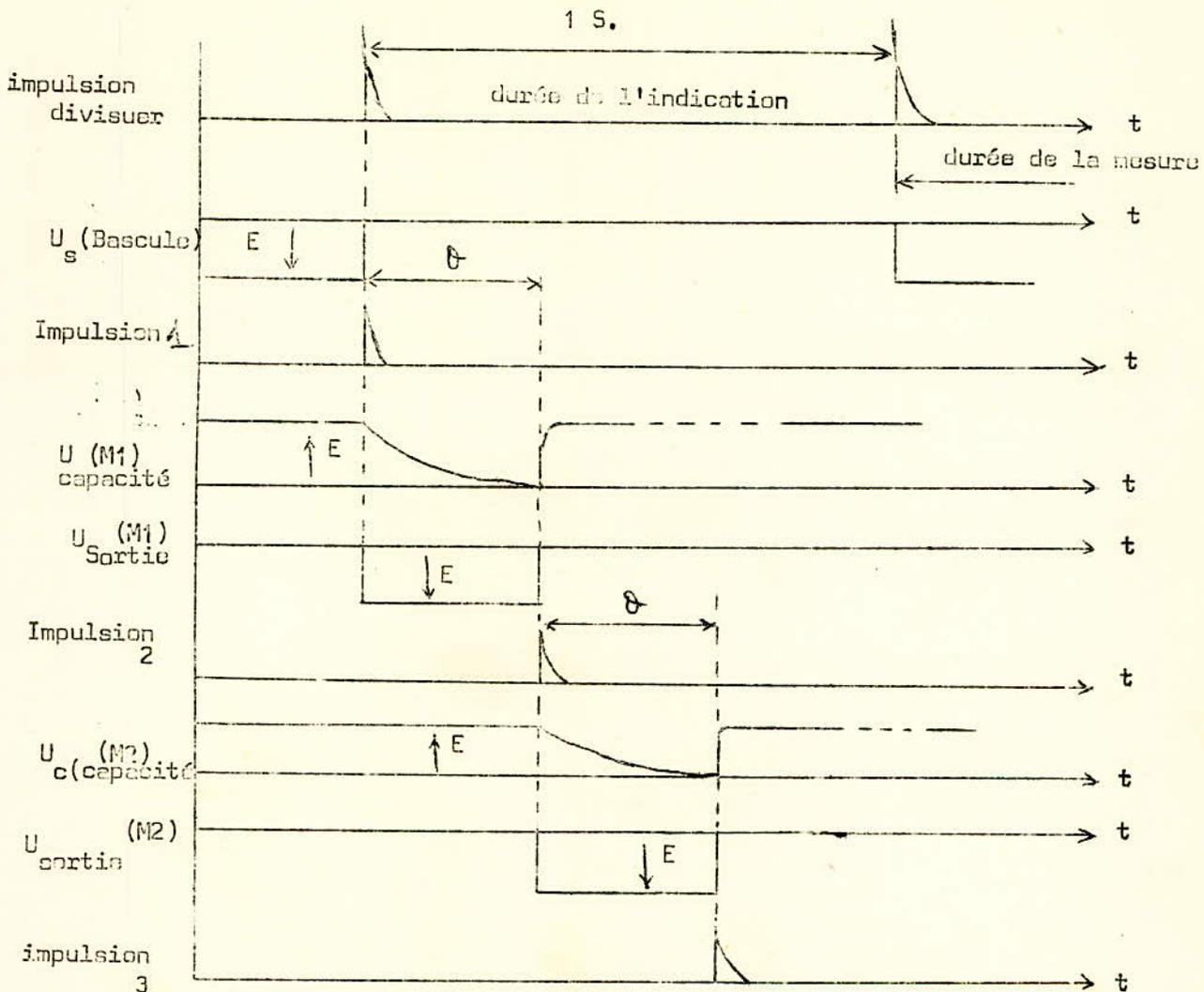
soit $\underline{c' = \frac{0,3}{f \cdot R_c} = 150 \text{ pF}}$ ($100 \text{ pF} < c' < 600 \text{ pF}$).

On utilise donc 2 monstables identiques en série comme l'indique schéma suivant :



Les différentiateurs ainsi que les diodes ont été déterminés, on avait trouvé :

- $C'' = 100 \text{ nF}$
- $R = 100 \text{ K}$
- $3D = 0A 47$



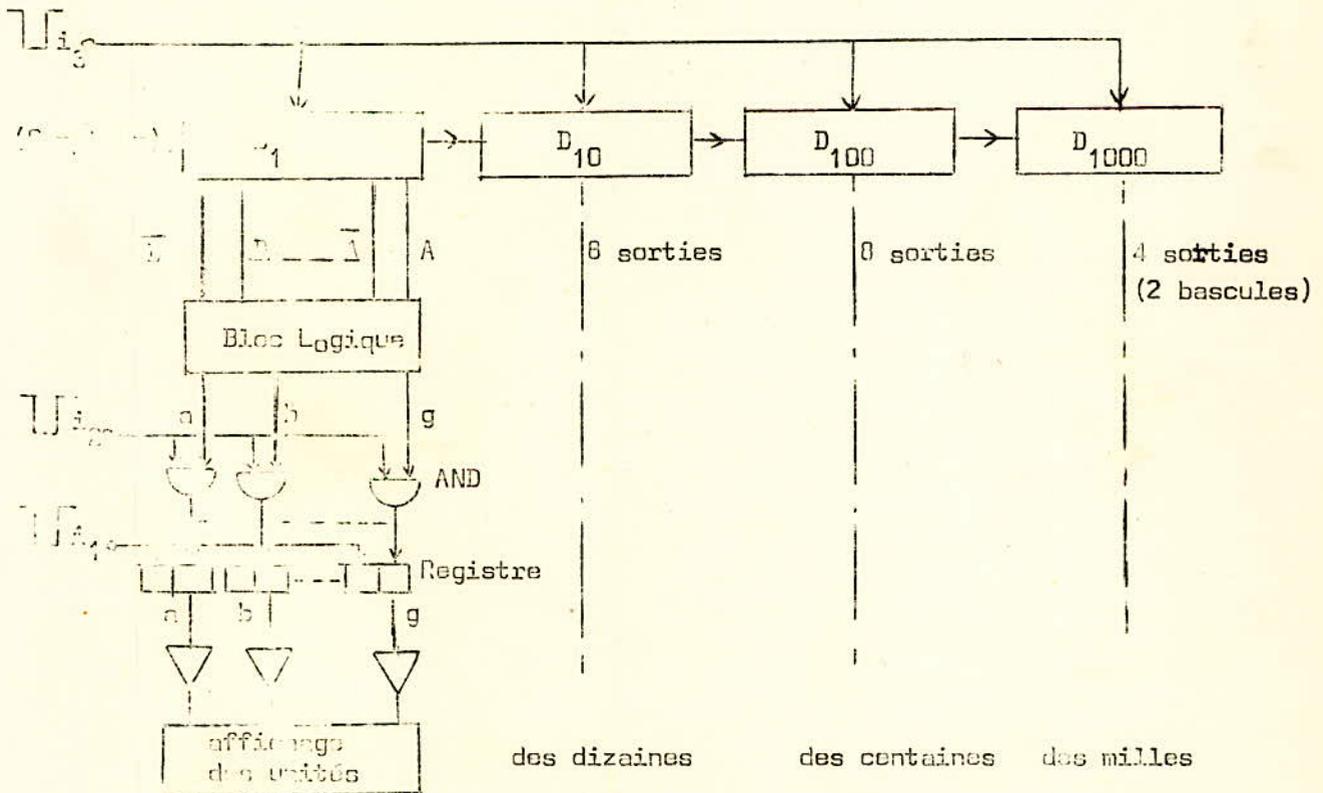
Le diviseur de fréquence fournit au trigger de commande une impulsion par seconde ce qui le fait basculer d'un état à l'autre.

Lorsque la sortie de la bascule passe de $-E$ à zéro on a une impulsion qui est communiquée aux monostables. Cette impulsion 1 bloque le transistor T_1 (page 42) de $M1$ et saturé T_2 . La capacité C qui était chargée à $+E$ se décharge jusqu'à zéro, à ce moment l'univibrateur reprend son état stable. Le passage de la sortie de $-E$ à zéro, est exploité pour obtenir l'impulsion positive 2 qui est transmise à l'univibrateur $M2$ qui de la même manière délivre l'impulsion (>0) 3. On rappelle que les impulsions 1, 2 et 3 servent respectivement à la remise à zéro des mémoires, au transfert des info. dans les mémoires et à la R.A.Z du compteur.

Le tachymètre digital permettra de mesurer dans notre cas des vitesses comprises entre 300 t/mn et 3000 t/mn . Le compteur comportera donc 4 décades correspondant à : 10^0 , 10^1 , 10^2 et 10^3 .

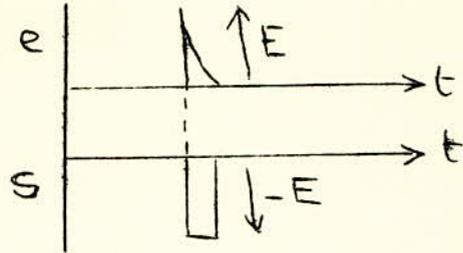
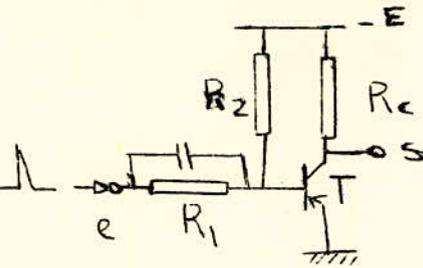
Une décade compte les impulsions à l'entrée et délivre une impulsion à la décade suivante après avoir reçu 10 impulsions. Les trois premières décades (unités, dizaines et centaines) doivent compter jusqu'à 9 et la quatrième décade seulement jusqu'à deux. Si l'on appelle les décades D_1 , D_{10} , D_{100} et D_{1000} . On peut dire que D_1 , D_{10} et D_{100} sont identiques au décades D_1 , D_2 et D_3 du diviseur de fréquence déjà réalisé. Il ne reste plus qu'à déterminer la décade D_{1000} .

V.1 Principe:



On réalise l'affichage numérique à 7 segments représenté par les lettres a, b, ..., g. L'impulsion 1 permet la remise à zéro des mémoires (registre). L'impulsion 2 permet de transférer l'information qui est à l'entrée des portes AND aux mémoires et par suite à l'afficheur. Le bloc logique lui, permet de réaliser le décodage en sélectionnant les segments de l'afficheur. L'impulsion 3 permet la remise à zéro du compteur.

l'impulsion de sortie d'un monostable



On prend toujours $T = BCZ II$

Résistances: $R_c \approx \frac{aE}{I_{cs}} = \frac{0,95E}{I_{cs}}$ On a $E = 10 V$
 $I_{cs} = 10 mA$

$R_c \approx 1K \Omega$

$I_b = b I_{bs} = n \frac{I_{cs}}{B} = \frac{2 \cdot 10}{35}$

$R_2 = \frac{E}{I_b} = \frac{10 \cdot 35}{2 \cdot 10} = 17,5 K \Omega$

$R_1 \leftarrow \frac{E}{I_b} = R_2 \quad R_1 = 15 K \Omega$

V.3 Décade des milles : (D1000)

Comme on l'a déjà dit plus haut, les décades D_1 , D_{10} et D_{100} sont les mêmes que celles du diviseur de fréquence mais la décade des milles D_{1000} est différente.

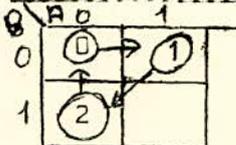
En Effent en doit compter jusqu'à 2 seulement! Cette décate ne comptera donc que deux bascules soient A et B. Le principe de la détermination de D_{1000} est identique à celui que l'on vu dans le diviseur de fréquence.

Soit :

N° d'impulsion | Etat avant l'impulsion | Etat après l'impulsion

1	B		A		
	B	A	B	A	
1	0	0	0	1	(1)
2	0	1	1	0	(2)
3	1	0	0	0	(0)

Table des états:



S _t	S _{t+1}	Transistions	E ₁	E ₂
0	0	S0	0	0
0	1	T1	1	0
1	0	T0	0	1
1	1	S1	0	0

On utilise aussi les mêmes bascules que celles employées dans le diviseur de fréquence.

← Table de transitions.

-59-

Matrices des variables d'entrée de la bascule A

B	A	0	1
0	A	T1	T0
1	B	S0	

B	A	0	1
0	A	1	∅
1	B	0	

B	A	0	1
0	A	∅	1
1	B	∅	

$$\begin{cases} E_1 = \bar{B} \\ E_2 = 1 \end{cases}$$

E_1

E_2

Matrices des variables d'entrée de la bascule B:

B	A	0	1
0	A	S0	T1
1	B	T0	

B	A	0	1
0	A	0	1
1	B	∅	

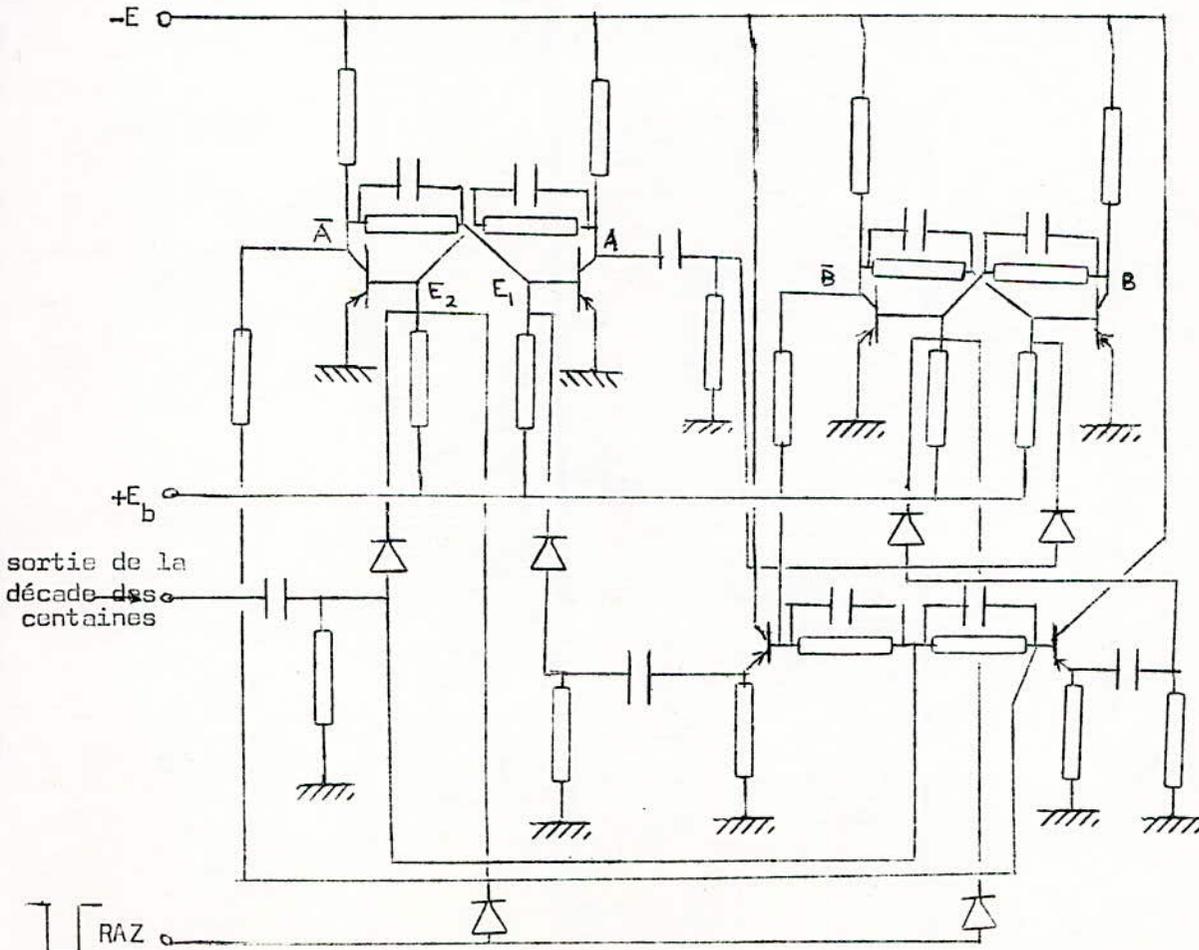
B	A	0	1
0	A	∅	∅
1	B	1	

$E_1 = A$

Bascule B piloté par A

$$\begin{cases} E_1 = 1 \\ E_2 = \bar{A} \end{cases}$$

Schéma de réalisation de la décade des milles:



Tous les éléments ont été déterminés dans le diviseur de fréquence.

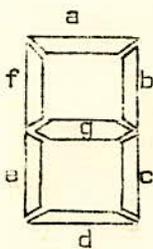
V.4 Déchiffreur:

C'est un dispositif qui permet d'exprimer une quantité binaire en son équivalent décimal. A la sortie des décades du compteur décimal on a des nombres de 0 à 9 en binaire. Ces nombres ont été représentés dans le diviseur de fréquence comme suit:

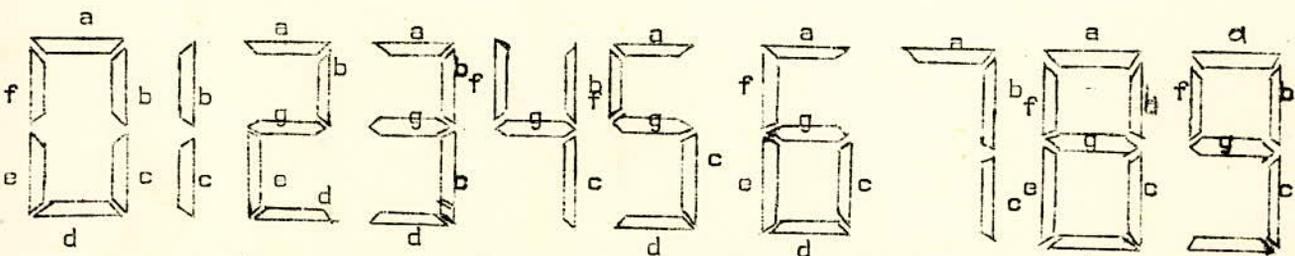
Décimal	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	1	1	1	0
7	1	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

(Tableau 1)

Dans la réalisation on utilise un affichage à 7 segments. Il faut déterminer l'équation logique de chaque segment grâce à la méthode de Karnaugh.



Avec un tel digit on pourra écrire les 10 chiffres de 0 à 9 avec une combinaison des 7 segments. Ces chiffres seront obtenus de la manière suivante :



On remarque que l'on peut aussi écrire quelques lettres avec ces digits.

En consignat ces combinaisons dans un tableau on aura l'équation de chaque segment.

Tableau des combinaisons des segments:

Un segment peut avoir 2 états: illuminé et éteint.

On peut attribuer la valeur 1 à l'état illuminé du segment et la valeur 0 à l'état éteint du segment.

Le tableau suivant donne les états des segments pour écrire les chiffres de 0 à 9.

(Tableau 2)

Chiffres en décimal.	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

On peut écrire que le segment "a" prend la valeur 1 si l'on a
0 ou 2 ou 3 ... ou 9.

$$a = R (0, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 9)$$

$$b = R (0, 1, 2, 3, 4, 7, 8, 9)$$

$$c = R (0, 1, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9)$$

$$d = R (0, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 9)$$

$$e = R (0, 2, 6, 8)$$

$$f = R (0, 4, 6, 8, 9)$$

$$g = R (2, 3, 4, 5, 6, 8, 9)$$

D'après le tableau 1 plus haut on trace le tableau des états suivants :

DC \ BA	00	01	11	10
00	0	1	3	2
01	4	5		
11			7	6
10	8	9		

Tableau de Karnaugh des états de chaque segment :

Segment a :

DC \ BA	00	01	11	10
00	1	0	1	1
01	0	1		
11			1	1
10	1	1		

$$A = B + D + AC + \bar{A}C +$$

Segment b :

DC \ BA	00	01	11	10
00	1	1	1	1
01	1	0		
11			1	0
10	1	1		

$$b = \bar{C} + AB + \bar{A}B$$

Segment C :

DC \ BA	00	01	11	10
00	1	1	1	0
01	1	1		
11			1	1
10	1	1		

$$c = A + \bar{B} + D$$

Segment d :

	BA			
DC	00	01	11	10
00	1	1	1	1
01	0	1		
11			0	1
10	1	1		

$$d = \bar{A}\bar{C} + B\bar{A} + D\bar{C} + B\bar{C} + A\bar{B}C$$

Segment e: BA

DC				
	1	0	0	1
	0	0		
			0	1
	1	0		

$$e = \bar{A}\bar{C} + \bar{A}B$$

Segment f: BA

DC				
	1	0	0	0
	1	1		
			0	1
	1	1		

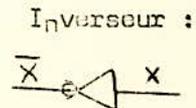
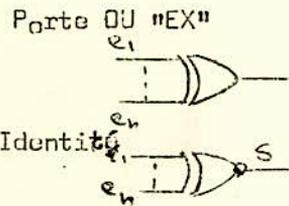
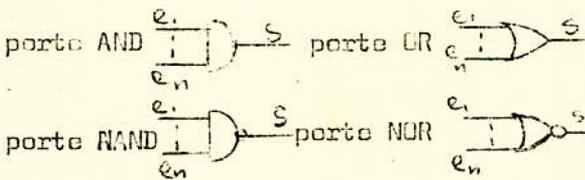
$$f = \bar{A}\bar{B} + \bar{B}C + \bar{A}C + \bar{C}D$$

Segment g:

	0	0	1	1
	1	1		
			0	1
	1	1		

$$g = \bar{A}B + B\bar{D} + \bar{B}C + \bar{C}D$$

Symboles utilisés en logique;

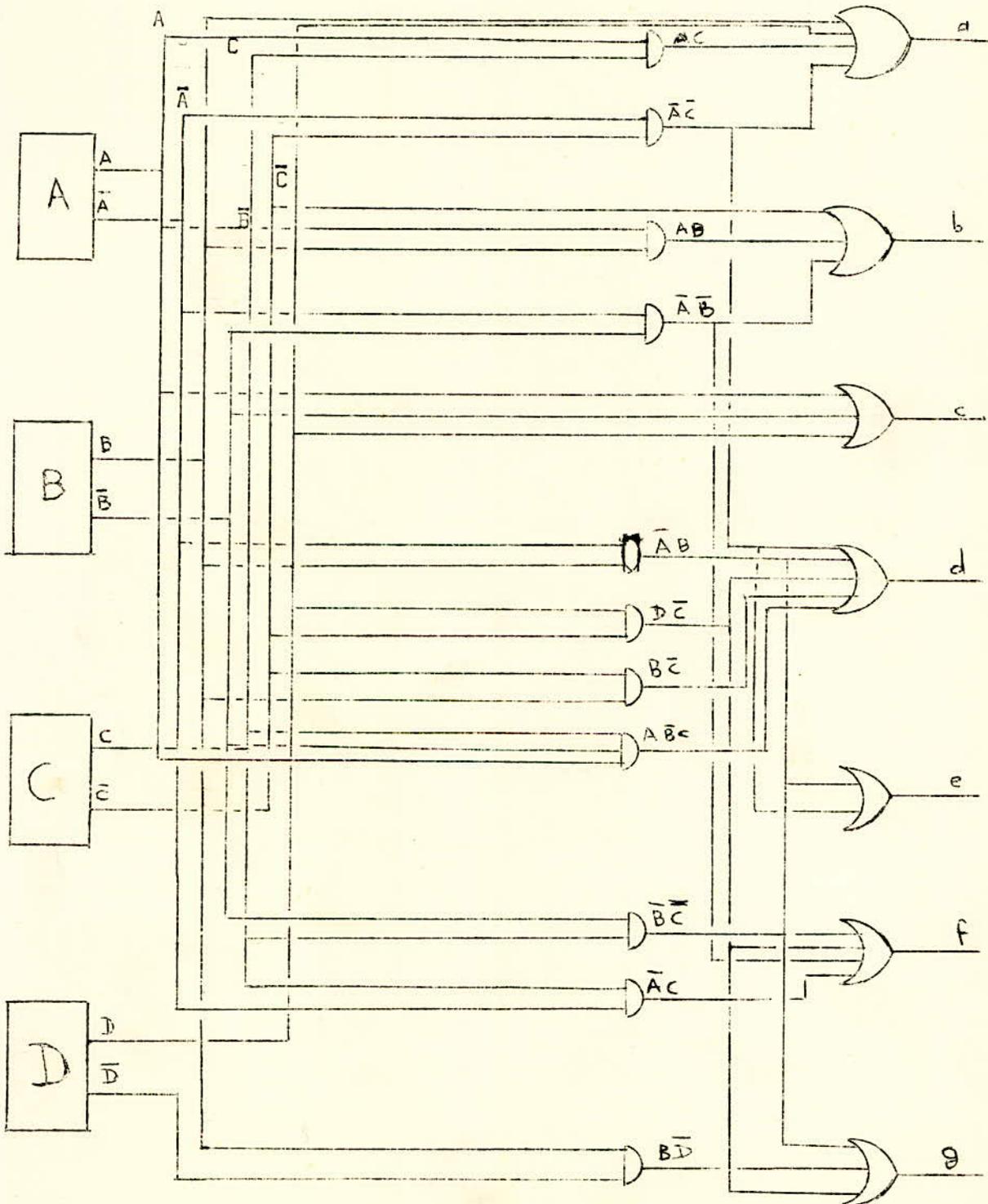


Soient x et y 2 variables d'entrée, établissons le tableau donnant les sorties de ces différentes portes en fonction des valeurs de x et y .

x	y	Inverseur \bar{x}	AND $x \cdot y$	NAND $\overline{x \cdot y}$	OU $x + y$	NOR $\overline{x + y}$	OU "EX" $x \oplus y$	Identité $x \odot y$
0	0	1	0	1	0	1	0	1
0	1	1	0	1	1	0	1	0
1	0	0	0	1	1	0	1	0
1	1	0	1	0	1	0	0	1

Circuit logique du décodeur pour les unités, dizaines, centaines:

A la sortie de chacune des décades des unités, des dizaines et des centaines on a 8 sorties correspond à $A, \bar{A}, B, \bar{B}, C, \bar{C}, D$ et \bar{D} à partir desquelles on alimente les segments selon leur équation.

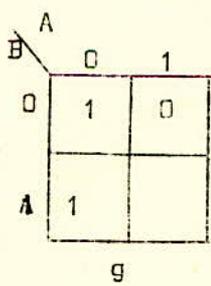
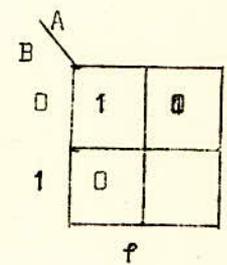
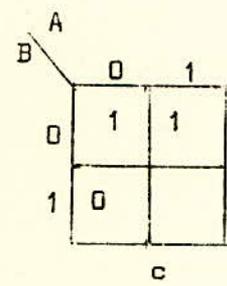
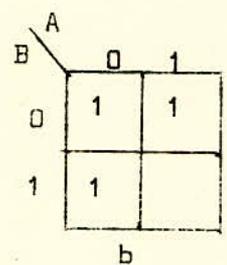
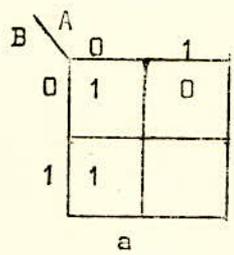
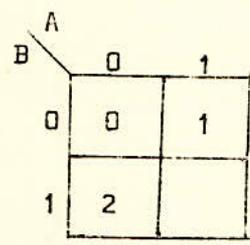


V.4.2 Partie du décodeur concernant la décade des milles:

Le digit représentant le nombre de milles ne doit prendre que trois valeurs décimales 0, 1 et 2.

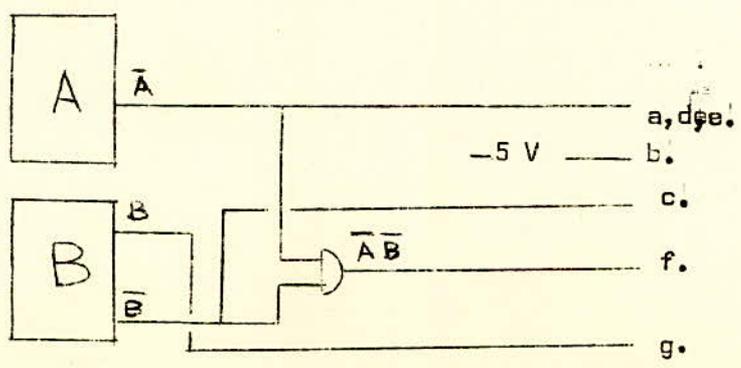
En se reportant au tableau 2 plus haut on peut écrire les tableaux de Karnaugh pour les différents segments dans ce cas.

- a = R¹ (0,2)
- b = R¹ (0,1,2)
- c = R¹ (0,1)
- d = a
- e = a
- f = R¹ (0)
- g = R¹ (2)



- a = d = e = \bar{A}
- b = A
- c = \bar{B}
- f = $\bar{A}\bar{B}$
- g = B

Réalisation:

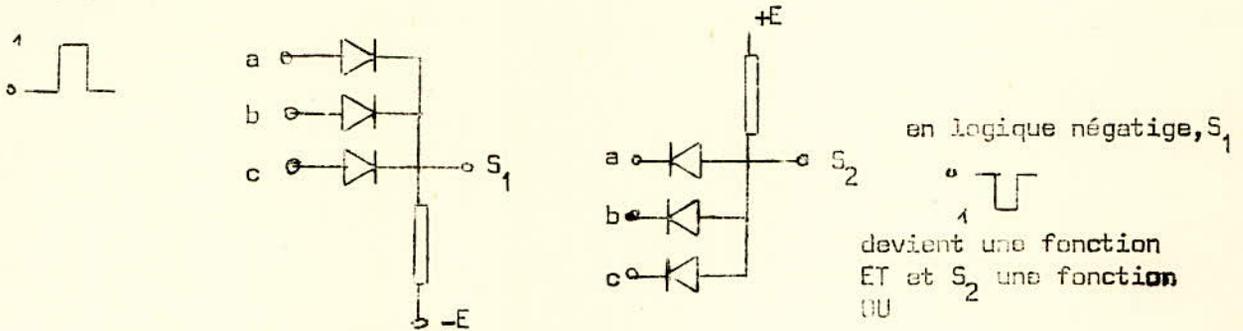


Il y a différents types - réalisation à diodes.

- " " à transistors
- " " à résistances et transistors
- " " à diodes et transistors.

-réalisation à diodes

en logique positive :

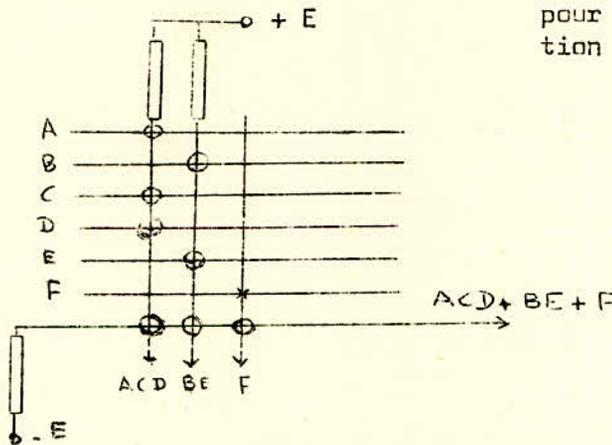


$S_1 = a + b + c.$

$S_2 = a.b.c.$

avec ces 2 fonctions on peut réaliser des circuits ET et OU en cascades

Pour faciliter la représentation des montages à diodes en utilise des matrices à diodes telles que :

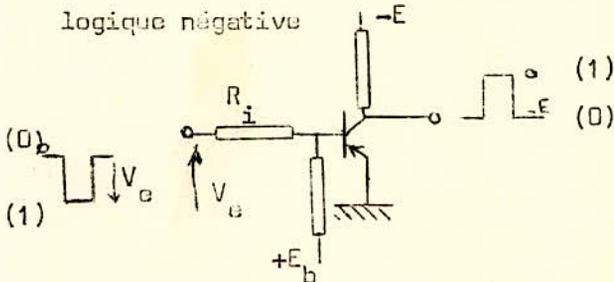


pour simplifier on emploie la convention



-réalisation à transistors:

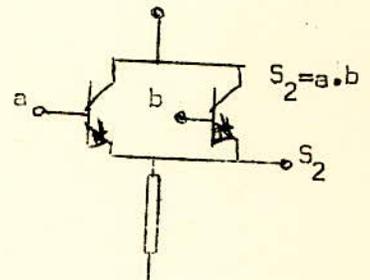
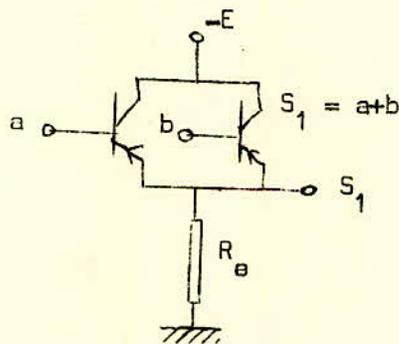
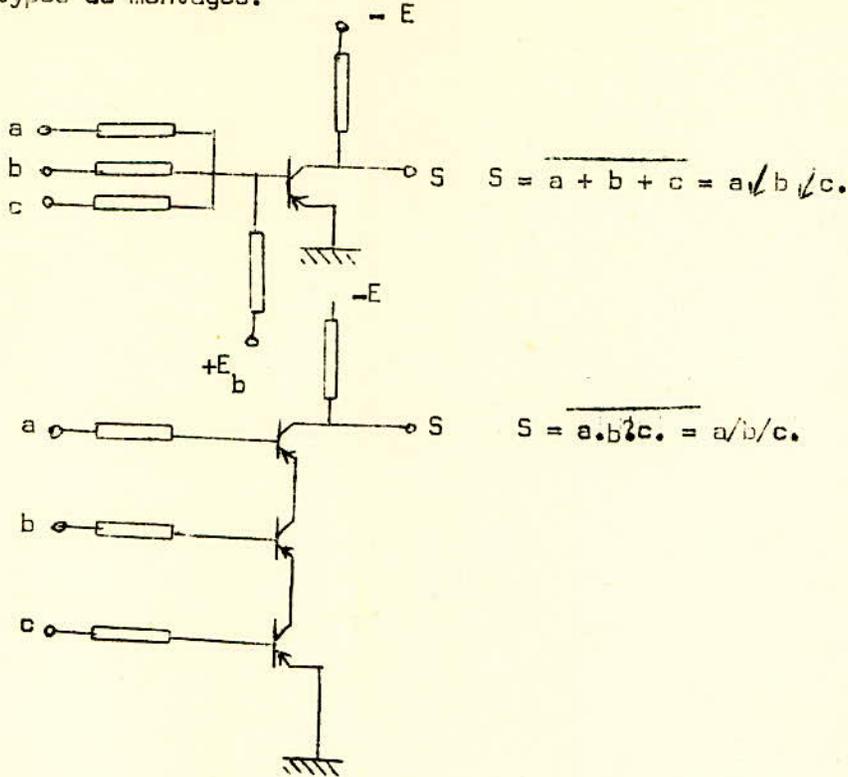
logique négative



Le transistor est donc un inverseur.

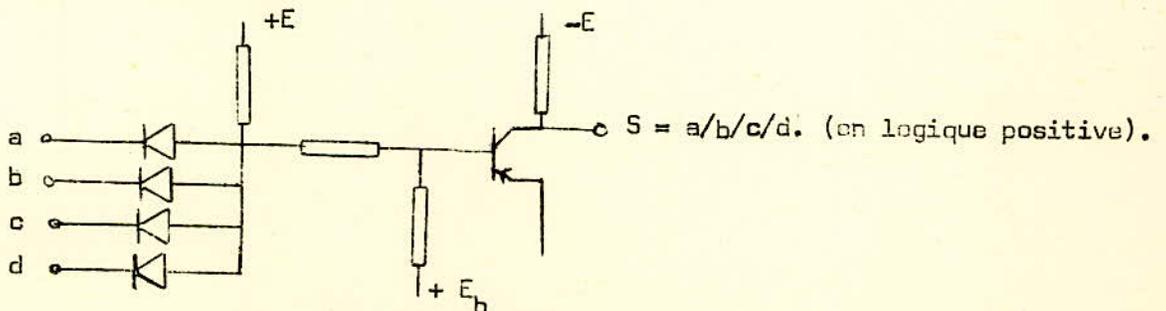
En montant 2 transistors en cascade il est possible de rétablir l'information d'entrée. Cependant chaque élément introduit un retard. Le temps de réponse d'un transistor est l'ordre de la microseconde.

différents types de montages:



-réalisation à diodes et transistors:

De type de réalisation ~~serait~~ le facteur de charge d'entrée des circuits logiques à semi-conducteurs.



Pour réaliser cette matrice on prend des diodes déjà utilisées OA47

$$V_{RM} = 25 \text{ V} \quad I_{FM} = 150 \text{ mA.}$$

Pour déterminer les résistances R on doit vérifier la relation :

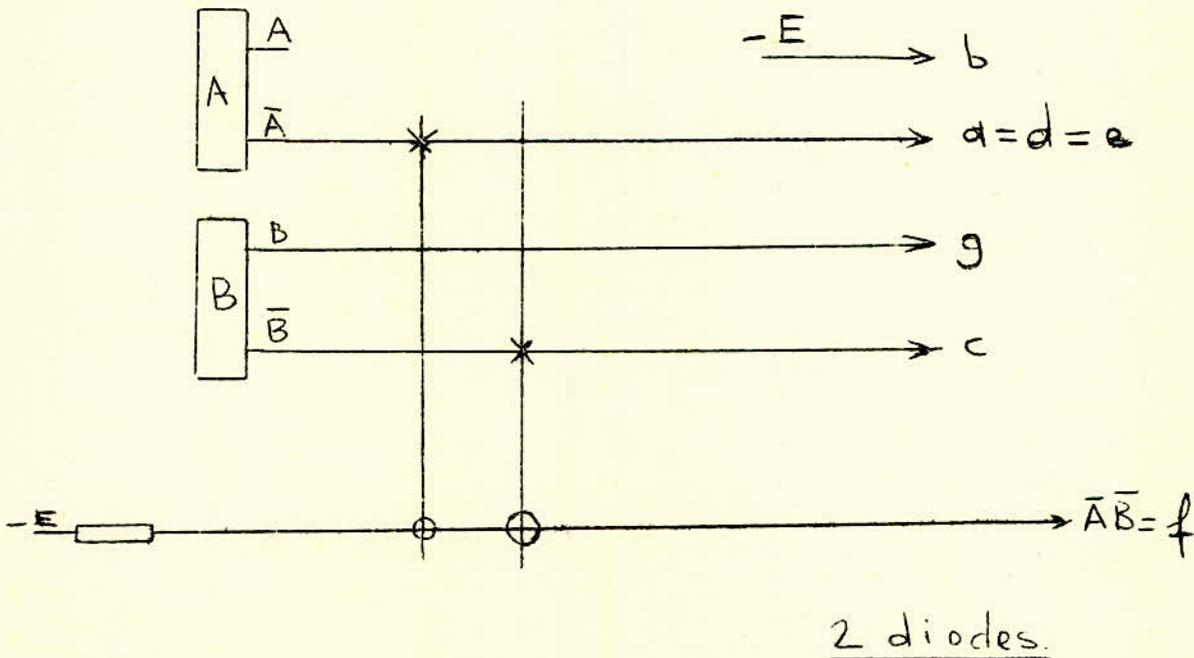
$$R \geq \frac{E}{I_{FM}}$$

$$R \geq \frac{10}{150} = 0,666 \text{ K} \quad \text{On prend comme on l'a déjà}$$

$$\text{fait: } \underline{R = 1 \text{ K}\Omega} \quad \underline{48 \times \text{OA47}} \quad \underline{18 \times R}$$

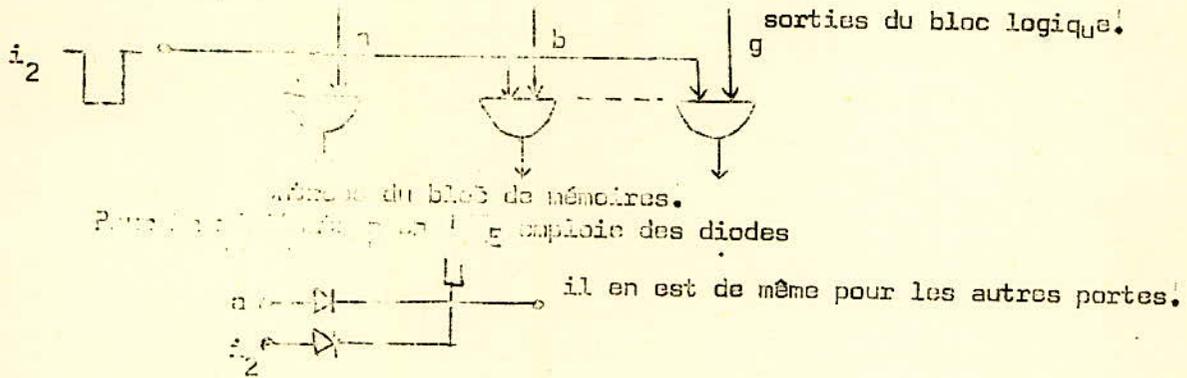
La matrice réalisé est pour les 3 décades des unités, des dizaines et centaines seulement.

Pour la décade des milles on aura la matrice suivante :



5-5. Transfert des informations aux mémoires:

Du bloc logique on a 7 sorties correspondant aux 7 segments de l'afficheur a,b,...,g. Pour transmettre ces sorties aux mémoires on utilise des portes ET à 2 entrées commandées par l'impulsion i_2 .

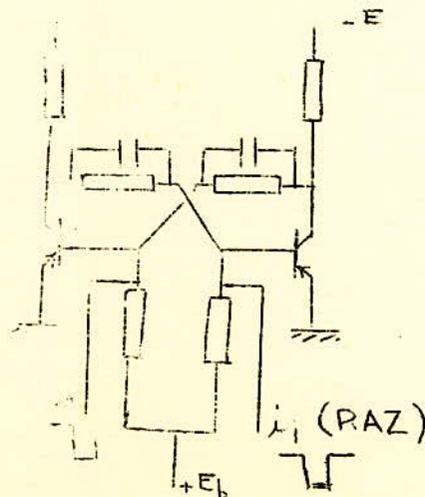


Mémoires:

Comme il a été indiqué sur le schéma bloc on utilise un registre composé de la mémoire pour réaliser les mémoires.

Une impulsion négative i_1 ramène à zéro la mémoire qui est alors prête à recevoir une nouvelle information.

Lorsque l'impulsion i_2 est appliquée à l'entrée des portes ET, les sorties du bloc logique sont transmises aux mémoires et par suite à l'afficheur. Les bascules du registre ont été réalisées:



VI- Indicateur Lumineux:

On utilise un affichage numérique à cristaux liquides.

Des corps dits nématiques gardent une apparence fluide alors que leur structure cristalline est parfaitement réelle.

Ce sont des substances dérivées des esters cholesteryliques, plus communément appelés «cristaux liquides». La configuration moléculaire est telle que les cristaux s'alignent tous dans une direction privilégiée dépendant des influences extérieures.

A l'état de repos, dans sa phase nématique, le matériau est transparent. Mais si l'on fait intervenir un paramètre supplémentaire-tension ou température- des bouleversements très caractéristiques se produisent. Placés entre des électrodes dont la structure rappelle un condensateur, les cristaux liquides s'opacifient ou diffusent la lumière, selon le mode d'éclairage, dès lors qu'une d-d-p est appliquée. Cela sous-entend un fort pouvoir de rotation des molécules sous l'action de l'un ou l'autre des paramètres cités-ci-dessus. L'état cholestérique est caractérisé par l'action quasi uniforme du champ électrique alors que la température a sur ces corps des réactions aléatoires.

Quand à la lumière elle joue le rôle d'un agent révélateur, son transfert au sein des cristaux liquides est favorisé lorsque sa direction devient parallèle à l'axe d'orientation privilégié des molécules: axe optique.

D'où l'intérêt en signalisation numérique: l'application d'une tension logique fait diffuser (éclairer) une lamelle contenant un corps cholestérique.

L'affichage numérique à sept segments est composé de lamelles de cristaux liquides juxtaposées soumises à un effet de champ analogue à celui du diélectrique des condensateurs.

Avantages:

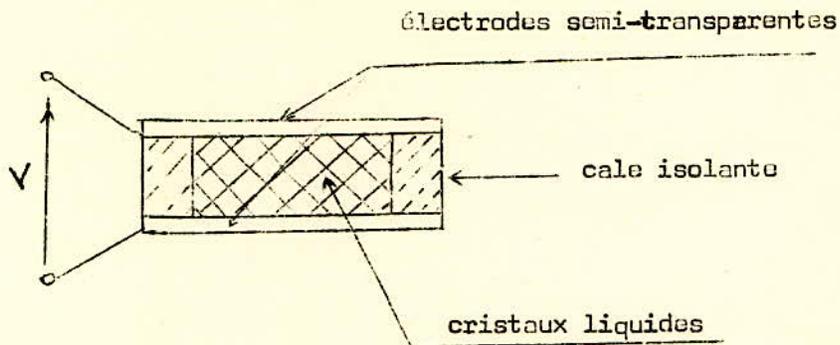
- Consommation presque nulle (de l'ordre du μW).
- Les défauts dus à la température et vieillissement relativement rapide des cristaux liquides semblent actuellement maîtrisés, ce qui rendrait désormais fiables les équipements réalisés à partir de tels matériaux.
- Prise relativement bas.

Utilisation des cristaux liquides :

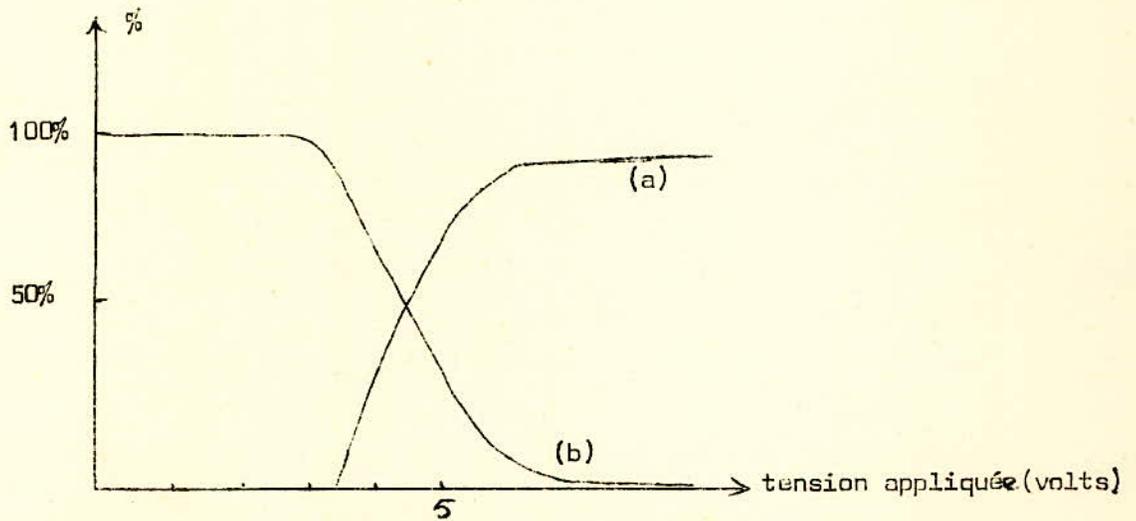
Ce sont des éléments d'affichage à 2 niveaux.

Au repos les lamelles présentent une structure fermée, c'est à dire non transmissible à la lumière. Lorsqu'on applique une tension suffisante sur les électrodes (au moins 4 volts), il se produit un bouleversement de structure des cristaux tel que la lumière se trouve diffusé à l'intérieur du matériau avec un éclat relativement élevé (10^8 fois plus). Au contraire, la disposition des molécules peut être choisie de telle sorte que la transmission de lumière soit bonne sans tension de champ. Il faut saisir, dans ce cas, la notion de transparence et non celle de diffusion. Lorsque la d-d-p. (voir page suivante)

est appliquée sur l'échantillon, les molécules subissent une rotation, détournant l'axe optique et interrompant la transmission: on dit que les cristaux liquides «réfléchissent» la lumière.



Courbes de transmission relative en %:

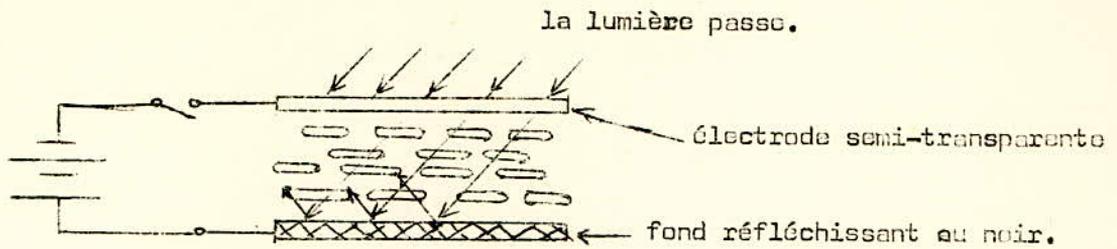


Courbes opposées montrant la transmission relative de lumière en f fonction de la tension appliquée.

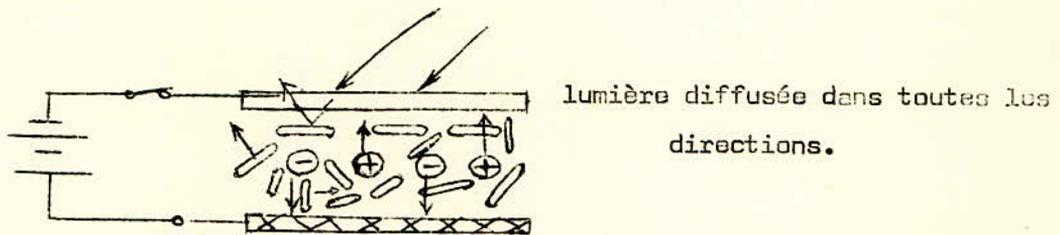
(a) : cristal «fermé».

(b) : cristal «ouvert».

Action d'un champ électrique sur un corps nématique et cholestérique



molécules ordonnées; la lumière ne diffuse pas et traverse le cristal liquide.



Les ions en mouvement bouleversent la structure ordonnée; la lumière est diffusée.

Application à la signalisation lumineuse :

Le but à atteindre en signalisation est ^{de} provoquer un contraste lumineux par rapport à un fond donné.

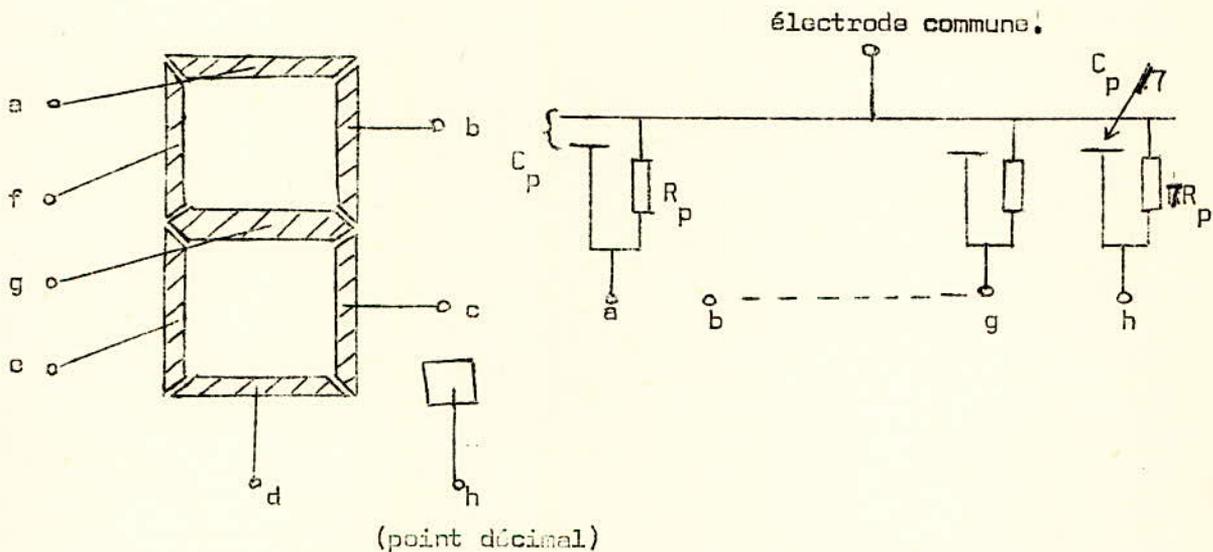
- Si le fond du support est lui-même lumineux, la lamelle de cristaux liquides doit s'opacifier en recevant « l'information » de champ. Ce système de signalisation s'emploie dans les affichages du type « réflectif ».

- Si le fond du cadran est naturellement noir, le segment doit s'illuminer dès que la tension de commande y parvient.

Technologiquement, une des électrodes encadrant la lamelle de cristaux liquides est rendue opaque par un fond noir si bien que, dans sa phase latente, la lumière n'est pas réfléchi quel que soit l'angle d'incidence. Dans sa phase cholestérique, la diffusion de lumière est grande même si l'angle d'incidence est grand par rapport à l'axe optique initial. Ce type d'affichage est appelé « transmissif ».

Affichage « 7 segments »

apparence vue de dos (côté contacts)



Si l'on monte sur une électrode commune 7 lamelles de cristaux liquides, de telle sorte qu'on réalise un affichage semblable à celui de la figure ci-dessus. On juxtapose ainsi des cellules élémentaires composées d'une capacité de 200 pF/cm² (soit environ 60 pF pour les digits de 2 cm de haut) associé à une résistance de perte de 10⁸ (100 MΩ).

Au point de vue consommation, nécessaire pour activer les cristaux liquides, on devine aisément l'intérêt d'un tel équipement : il faut moins d'un microwatt pour diffuser la lumière d'un segment. Certes, la présence de la capacité ne favorise pas la transition: il faut compter sur 50 ms de temps d'établissement et d'extinction.

Aux 7 segments est accolé un point décimal dont la capacité interne est plus faible, vu les dimensions réduites alors que la résistance de fuite s'avère plus grande.

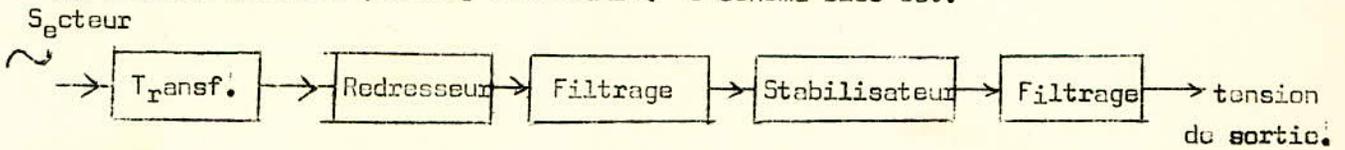
VII Bloc d'alimentation:

Ce bloc devra être capable de délivrer les tensions stabilisées suivantes :

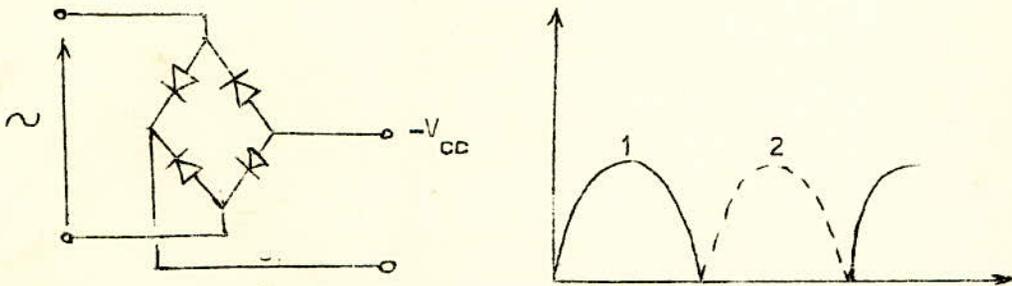
- 25 V
- + 10 V
- + 5 V

VII.1 Principe:

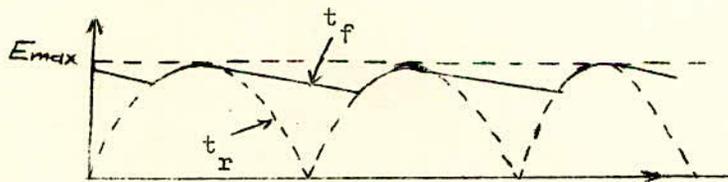
En redressant la tension sinusoïdale du transformateur on obtient la tension continue (ondulée) nécessaire. Le schéma bloc est:



Redresseur et Filtrage : pont redresseur double alternance, à diodes.



Comme filtre on utilise une capacité:

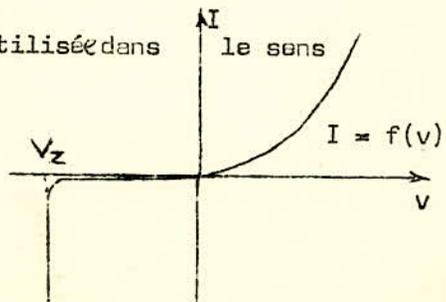


- t_r : tension redressé
- t_f : tension de filtrage.

Il est désirable que la valeur moyenne de la tension de filtrage soit sensiblement égale à la valeur crête de la tension redressée.

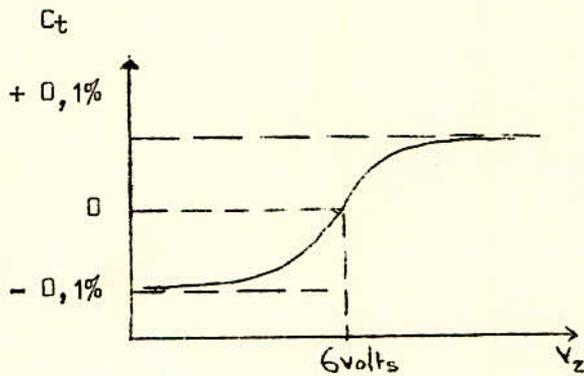
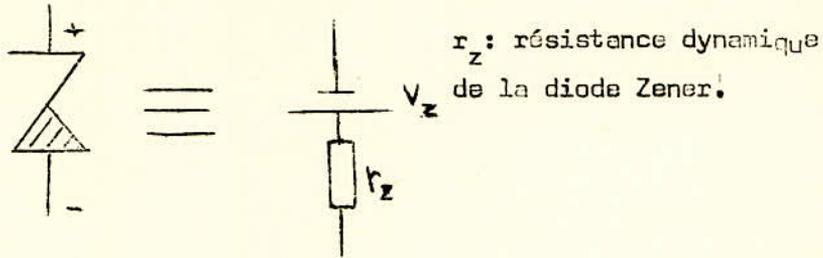
Stabilisateur:

C'est une diode Zener utilisée dans le sens inverse (non conducteur).



La diode devient passante à la tension inverse V_Z , dite tension de Zener, et cette tension constante pour des variations de courant importantes comme l'indique la caractéristique $I = f(v)$ plus haut.

- la diode et son circuit équivalent:



$$C_t = \frac{\Delta V_Z}{V_Z} \cdot \frac{1}{\Delta t}$$

ΔT : variation de température.

ΔV_Z : variation correspondante de tension

La diode Zener est plus stable en température lorsque la tension de Zener est de 6volts. Ainsi dans notre cas pour avoir une tension stable de 25 v il serait préférable de prendre 4 diodes montées en série, 3 diodes de 6V et 1 diodes de 7 V, au lieu de prendre une seule de 25V.

De même il serait souhaitable de prendre 5 diodes de 5V :

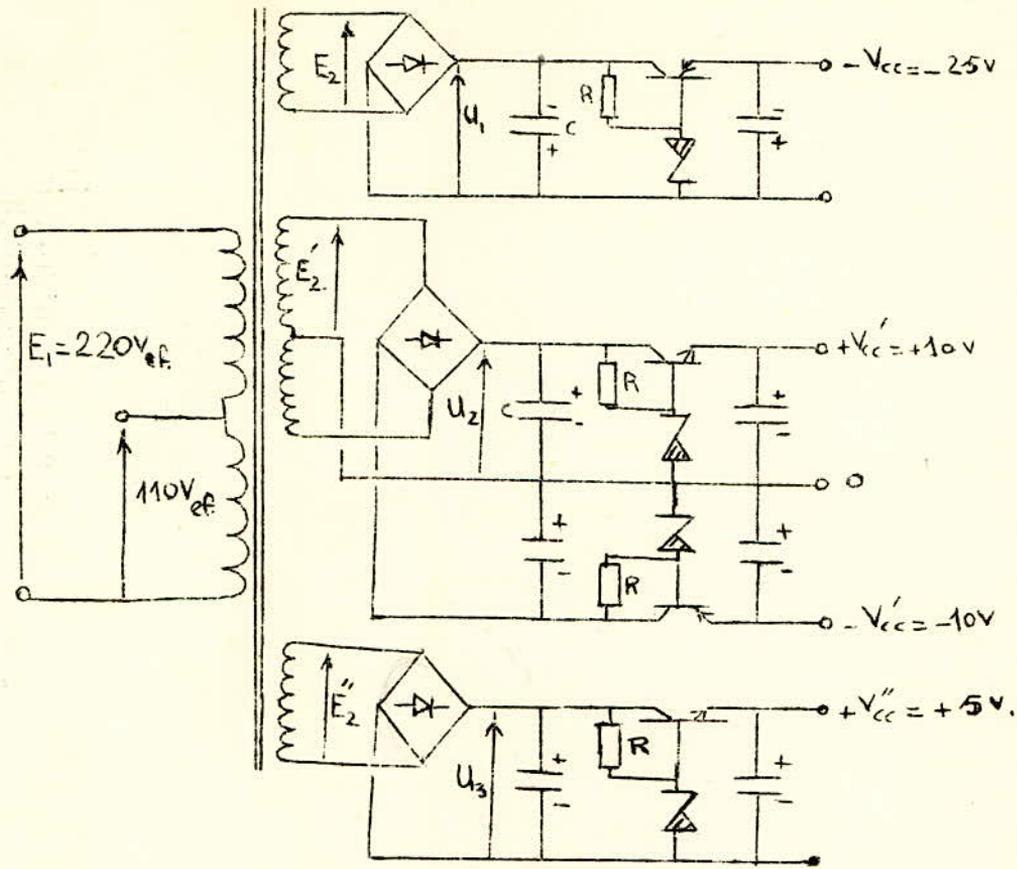
2 diodes en série pour + 10 V

" " " - 10 V

1 diode pour + 5 V.

Le réseau alternatif 50 Hz peut être 220 V ou 110 V il faudrait prévoir 2 prises au primaire du transformateur du bloc d'alimentation.

VII.2. Schéma du bloc d'alimentation :



VIII.3 Calcul des éléments :

On utilise les tôles normalisées "EI" à $2,6 \text{ W/Kg}$. Ces tôles sont à 2 % de silicium (Fe Si_2), ce sont les plus courantes, leur épaisseur est de 0,5 mm. La puissance que doit fournir le transformateur est $P \approx 30 \text{ VA}$.

Les sections effective et réelle (en tenant compte du ferraillage des tôles) du noyau magnétique sont données par les relations suivantes :

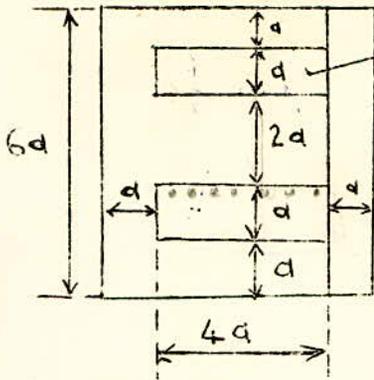
$$S_e = 1,2 \sqrt{P}$$

$$S_r = 1,3 \sqrt{P} \quad (S_r \text{ est majorée de } 10 \% \text{ par rapport à } S_e).$$

$$\text{Ceci nous donne : } S_e = 1,2 \sqrt{30} = 6,56 \text{ cm}^2$$

$$S_r = 1,3 \sqrt{30} = 7,1 \text{ cm}^2.$$

On prendra $S = 7 \text{ cm}^2$. Ceci permet connaissant la côte "a" du circuit magnétique "EI" de déterminer le nombre de tôles nécessaire à la réalisation du transformateur.



fenêtre parmi les côtes normalisées on choisit

$a = 16 \text{ mm.}$

la section du noyau est $S = 2 a Xhe$

$n \neq$ nombre de tôles

e : épaisseur de la tôle (0,5 mm).

soit: $7\text{cm}^2 = 2 \times 1,6 \times n \times 0,05$

$$n = \frac{7}{0,16}$$

$n = 45 \text{ Tôles}$

A partir de la relation de Boucherot classique concernant les transformateurs, on pourra calculer le nombre de spires du primaire:

V	$=$	$4,44$	$f.$	B_m	$S.$	K_a	N	nombre de spires
tension effi		fréquence	induction	coeff				
$E_1 = 220 \text{ V}$		50 Hz	1T	section d'empilement du noyau des tôles	7 cm^2	$(0,9)$		

soit: $220 = 4,44 \cdot 50 \cdot 1 \cdot 7 \cdot 10^{-4} \cdot 0,9 \cdot N_1$

$N_1 = 1575 \text{ Spires (primaire)}$

Pour trouver le nombre de spires des 3 secondaires du transformateur, on utilise les rapports de transformation.

$n_1 = \frac{E_2}{E_1} = \frac{N_2}{N_1}$ or $E_2 = \frac{E_{2\text{max}}}{\sqrt{2}} = \frac{U_2}{\sqrt{2}}$ $E_2 = \frac{30}{\sqrt{2}} = 21,2\text{V.}$

$\frac{N_2}{E_2} = \frac{N_1}{E_1}$ $N_2 = N_1 \frac{E_2}{E_1}$
 $N_2 = 1575 \cdot \frac{21,2}{220} \approx 150 \text{ Spires}$

$E_2' = \frac{E_{2\text{max}}'}{\sqrt{2}} = \frac{U_2'}{\sqrt{2}} = \frac{15}{\sqrt{2}} = 10,6 \text{ V.}$
 $N_2' = 75 \text{ spires (moitié du secondaire)}$

$E_2'' = \frac{E_{2\text{max}}''}{\sqrt{2}} = \frac{U_3}{\sqrt{2}} = \frac{10}{\sqrt{2}} = 7,10\text{V.}$

$N_2'' = 50 \text{ spires}$

Nombre total des spires à placer dans la fenêtre du transformateur:

$$N = N_1 + N_2 + 2 N_2' + N_2''$$

$$N = 1925 \text{ spires.}$$

Le courant traversant le primaire sous 220 V est $\frac{P}{E_1} = \frac{30}{220} = 0,13 \text{ A.}$

Si l'on désire avoir une densité de courant de $2,5 \text{ A/mm}^2$ il faut une section de fil de $0,052 \text{ mm}^2$. On pourra prendre du fil émaillé de diamètre $\varnothing = 0,3 \text{ mm}$ correspondant à une section de $0,07 \text{ mm}^2$ ce qui permet à l'aide d'un abaque de déterminer le nombre de spires à loger dans un cm^2 de la fenêtre du circuit magnétique, soit ici $n = 810 \text{ sp./cm}^2$. Or la surface de la fenêtre est de $S' = 4a \times d = 4a^2 = 4 \cdot 1,6^2 \simeq 10 \text{ cm}^2$. Il est donc clair qu'il sera possible de loger les 1925 spires dans la fenêtre.

Longueur de fil nécessaire $L \simeq N \times l$ $l = 2(2a + ne)$

épaisseur de tôle
nombre de tôles

$$l = 2 (2 \times 1,6 + 45 \times 0,05)$$

$$l = 2 (3,2 + 2,25)$$

$$l = 10,9 \text{ cm} \quad \Rightarrow \quad L \simeq 1925 \times 10,9$$

soit $\underline{\underline{L \simeq 220 \text{ m.}}}$

Determination des ponts à diodes :

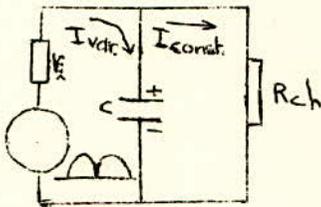
Le courant maximum est de 2 ampères lorsque tous les transistors sont saturés. Cependant le courant se partage entre 2 diodes redresseuses. D'autres part on peut prendre un coefficient de travail des transistors égal à $\frac{1}{2}$ (50 % des transistors sont saturés, et 50 % sont bloqués).

On peut alors choisir les diodes du type

AAZ 12 $U_{max} = 30 V.; I_{max} = 1A.$

On utilise les mêmes diodes pour les 3 ponts redresseurs.

Capacités de filtrage :



charge = $R_1 \cdot C$

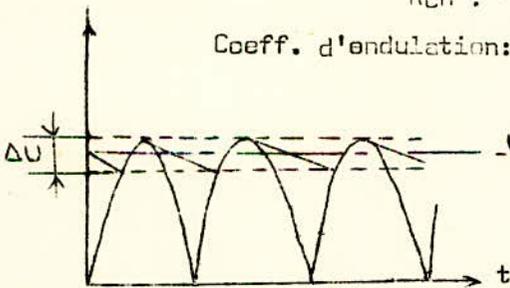
décharge = $R_{ch} \cdot C$

$R_i \cdot C \ll R_{ch} \cdot C \Rightarrow R_i \ll R_{ch}$

r_i : résistance d'enroulement du transformateur

R_{ch} : // de charge

Coeff. d'ondulation: $\rho = \frac{\Delta U}{U_{moy}}$ ($\rho = 1 \text{ à } 5\%$)



la résistance de charge est donnée par la relation

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

En prenant un coeff d'ondulation égal à 2% on calcul la valeur de capacité nécessaire.

Pour le courant alternatif de pulsation $\omega' = 2\omega$ on doit, avoir

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

d'où : $C = \frac{1}{2\omega \rho R_{ch}}$

$\omega = 2\pi f = 314$

Nous allons calculer la valeur de C pour le courant de charge le plus grand soit 1 A et nous prendrons cette capacité pour les 3 alimentations.

On a $V_{cc} = -10$ Volts, mais les transistors ne fonctionnent pas tous ensemble, la charge équivalente est de l'ordre de 0,5 K Ω .

$$C = \frac{1}{2 \times 314 \times 0,02 \times 500} = 160 \cdot 10^{-6} \text{ F.}$$

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

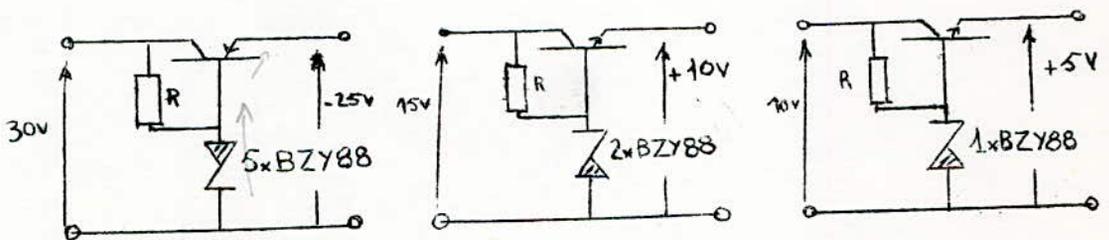
Choix des diodes Zener:

on choisit des diodes du type :

BZY 88; 2,7 < V < 9,1 volts ; $I_{opt} = 5 \text{ mA}$

On prendra 10 diodes de ce type

Calcul de la résistance ballast :



... plus 2 x BZY88 pour -10 V.

$$R = \frac{30-25}{5\text{ma}} = \frac{15-10}{5\text{mA}} = \frac{10-5}{5\text{mA}} = 1 \text{ K}$$

Choix des transistors : 4 x (R = 1K)

tension stabilisée	type de transistor.	V_{ce}	I_{cmax}	β_{min}	f_{α}
- 25 V	AC 125	32V	200mA	130	> 1,3 Mhz
- 10 V	OC 26	32V	3,5 A	15	
+ 10 V + 5 V	ASY 73	30V	400mA	> 20	85MHZ

VARIANTE DU BLOC DE COMMANDE ET DE

COMPTAGE

On désire réaliser cette variante grâce à des circuits intégrés.

En effet, quatre qualités essentielles sont à porter à l'actif des circuits:

- 1 - Faible volume: aspect non négligeable dans le domaine de la mesure.
- 2 - Fiabilité: le taux de défaillances qui affecte un équipement donné dépend du nombre des connexions.
En réduisant celle-ci, on décroît sa fiabilité
- 3 - Economie
- 4 - Performances/ très intéressantes et leurs limites reculent sans cesse.

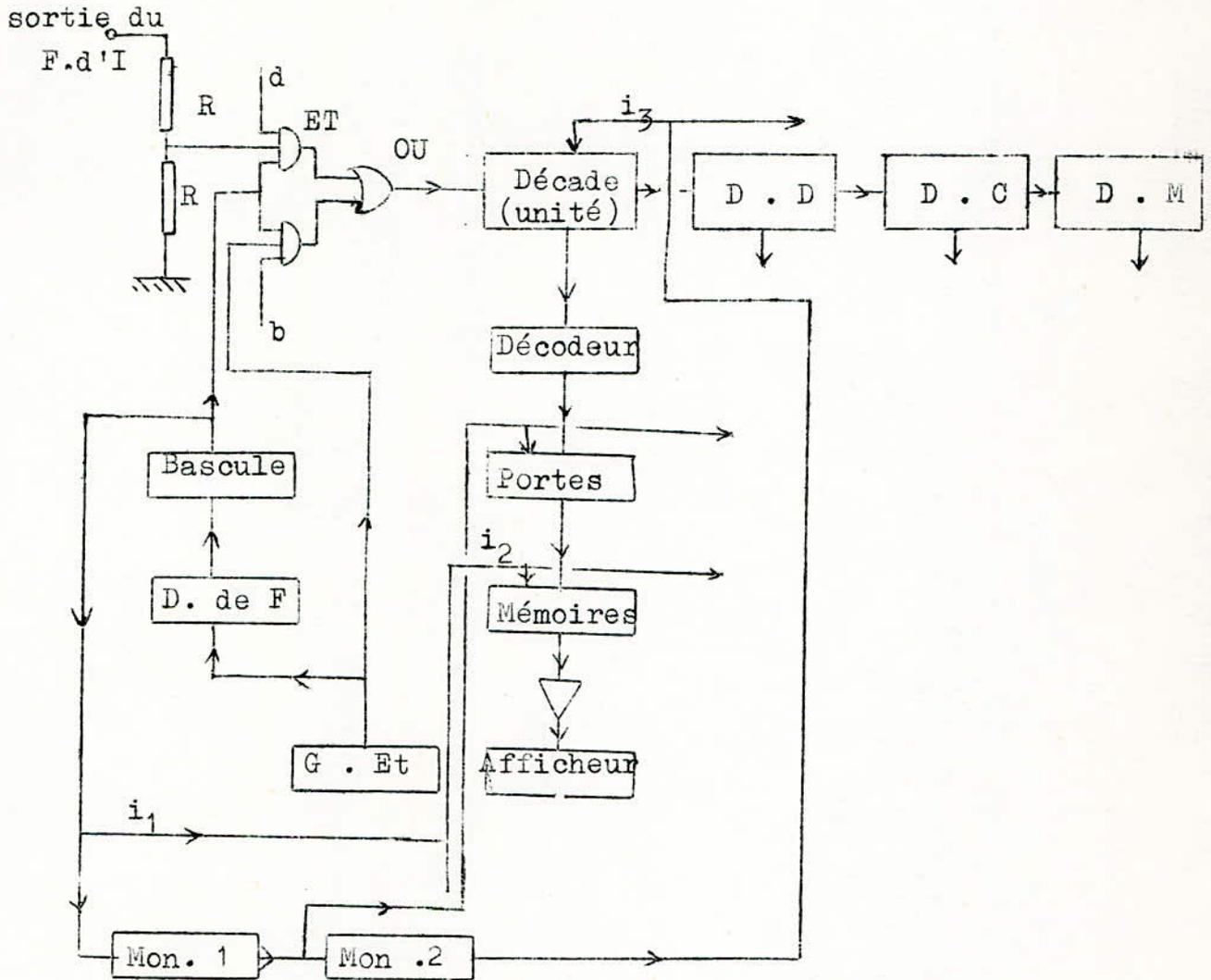
A ces qualités il faut ajouter une faible consommation, et de grandes facilités de montage, lesquelles se traduisent par une économie certaine de main-d'oeuvre et de temps.

Schéma bloc de commande et de comptage

Pour obtenir des impulsions positives à la sortie du formateur d'impulsions, il faut prendre un transistor N P N au lieu de P N P.

Et ^{comme} on veut utiliser des niveaux d'entrée de +5v nous employons donc à la sortie du formateur d'impulsions un pont diviseur.

Alors le schéma bloc sera le suivant:



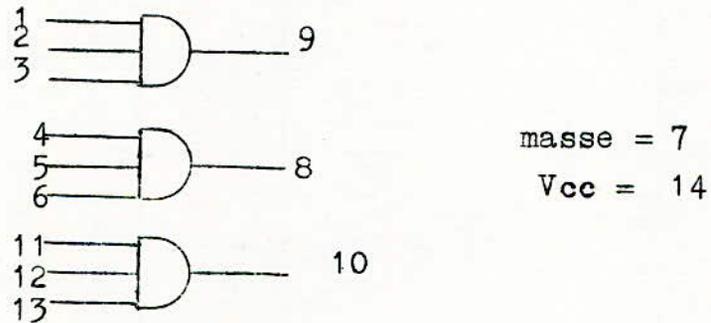
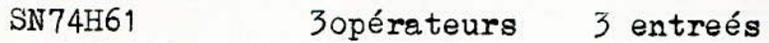
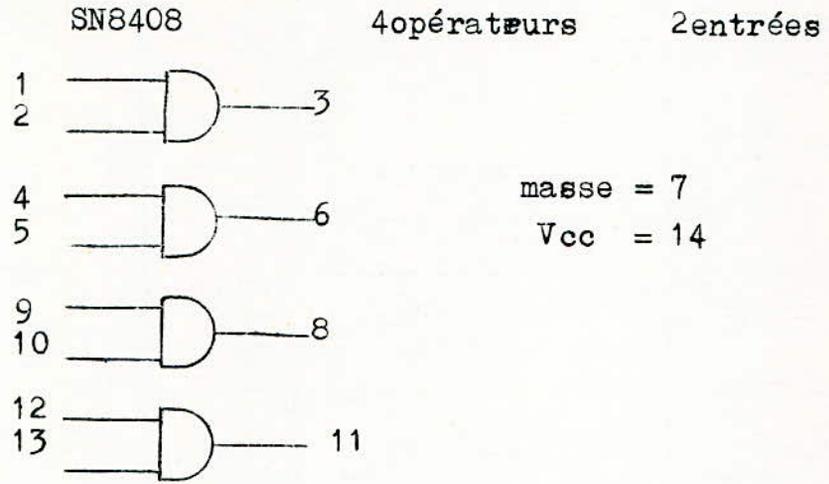
d = sortie position mesure du commutateur

b = " " contrôle du "

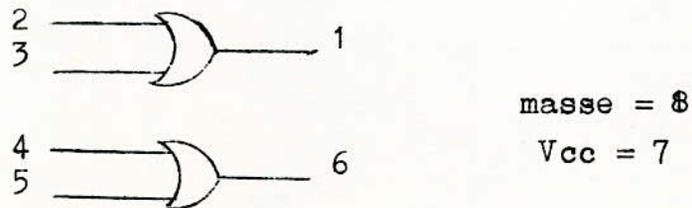
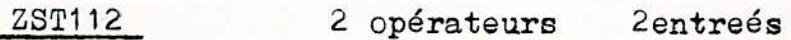
Dans le commutateur que l'on a réalisé dans la 1^{ère} variante on fait $E_1 = 5v$

Représentation des différents circuits
intégrés

Portes AND:



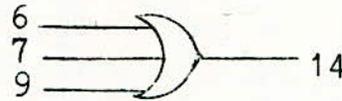
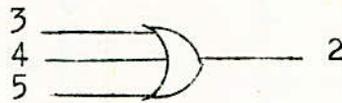
Portes OR:



SP374

3 opérateurs

3 entrées

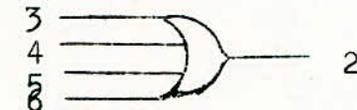


masse = 1
Vcc = 8

ZN320

2 opérateurs

4 entrées

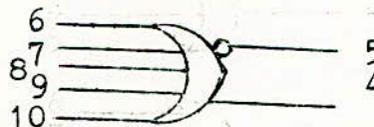


masse = 7
Vcc = 14

MC351

1 opérateur

5 entrées



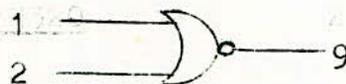
V_{BB} = 1
V_{EE} = 2
V_{CC} = 3
4=OR
5 = NOR

Portes NOR

MC710

2 opérateurs

2 entrées



masse = 5
Vcc = 10



masse = 7
Vcc = 14

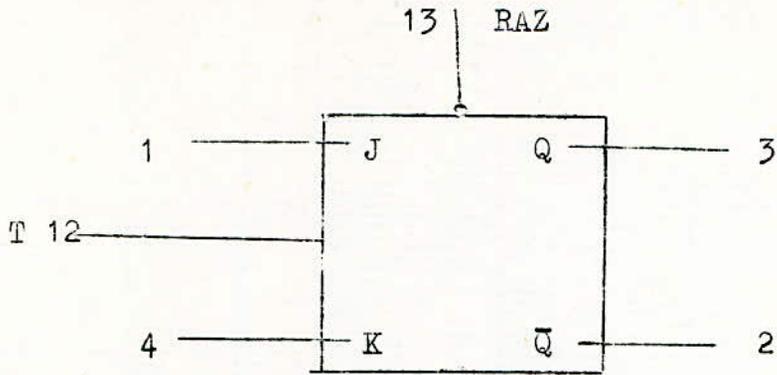
MC351

1 opérateur

5 entrées

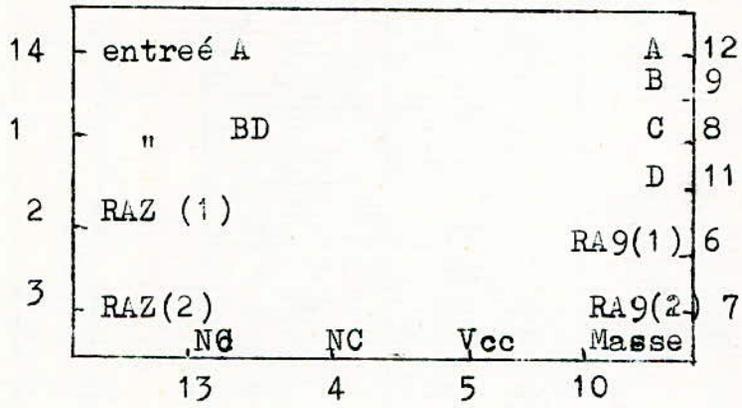
Bascule

SN74107 2 flip-flop JK

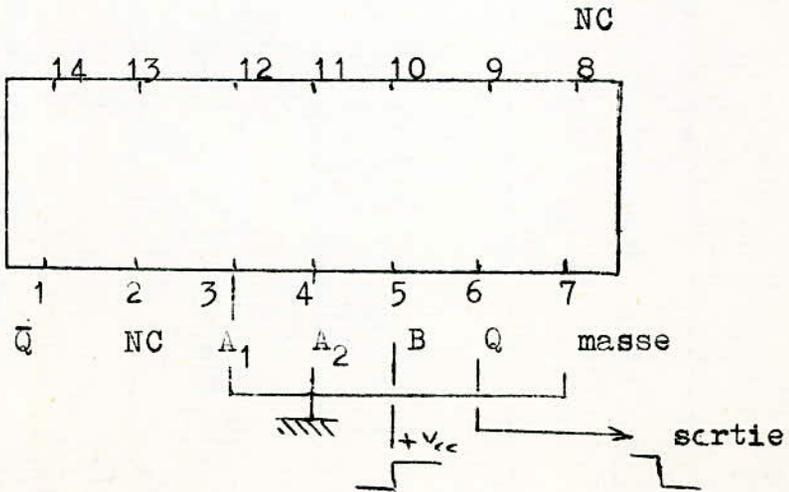


Décade:

SN7490

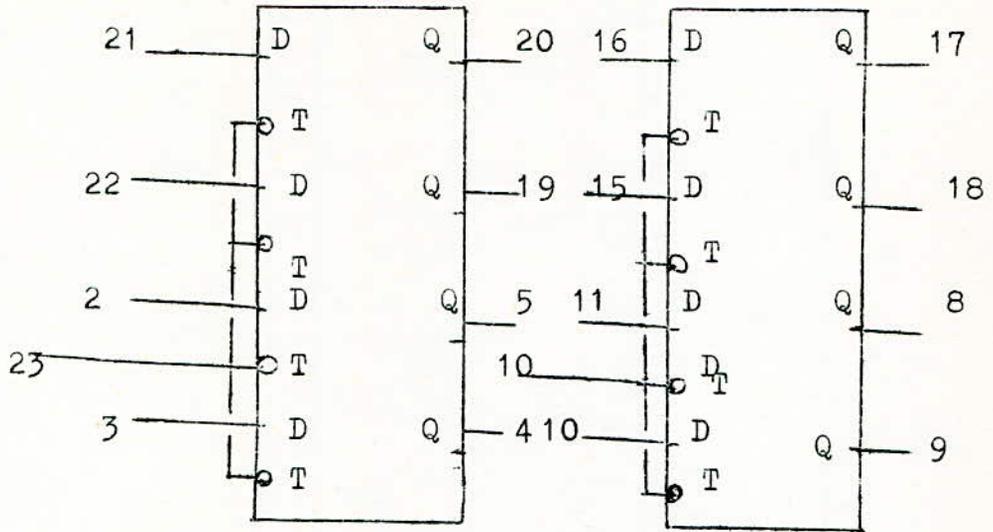


Monostables:



Mémoires

SN74100



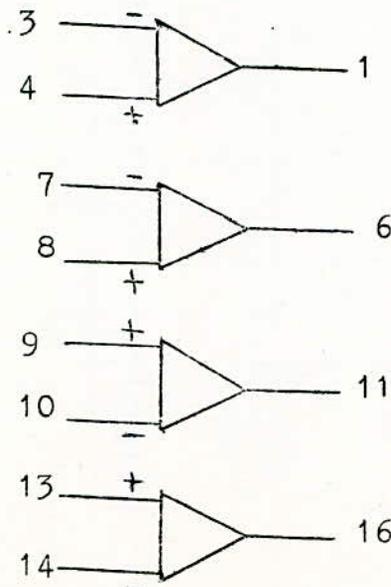
1 = 6 = 13 = 14 = NC ; 7 = masse

24 = Vcc 1 élément ; 8 sorties.

Amplificateurs:

CA3048

4 opérateurs



Vcc(A,D) = 15

Vcc(B,C) = 12

masse(I) = 5

" (II) = 2

Pour tous ces circuits intégrés Vcc = + 5v

Décodeur pour SN7490

	DC \ BA	00	01	11	10
00	0	1	3	2	
01	4	5	7	6	
11					
10	8	9			

segment a

segment b

segment c

segment d

DC \ BA	00	01	11	10
00	1	0	1	1
01	0	1	1	1
11				
10	1	1		

1	1	1	1
1	0	1	0
1	1		

1	1	1	0
1	1	1	1
1	1		

1	0	1	1
0	1	0	1
1	1		

segment e

segment f

segment g

1	0	0	1
0	0	0	1
1	0		

1	0	0	0
1	1	0	1
1	1		

0	0	1	1
1	1	0	1
1	1		

$$d = B + D + AC + \bar{A}\bar{C}$$

$$b = C + AB + \bar{A}\bar{B}$$

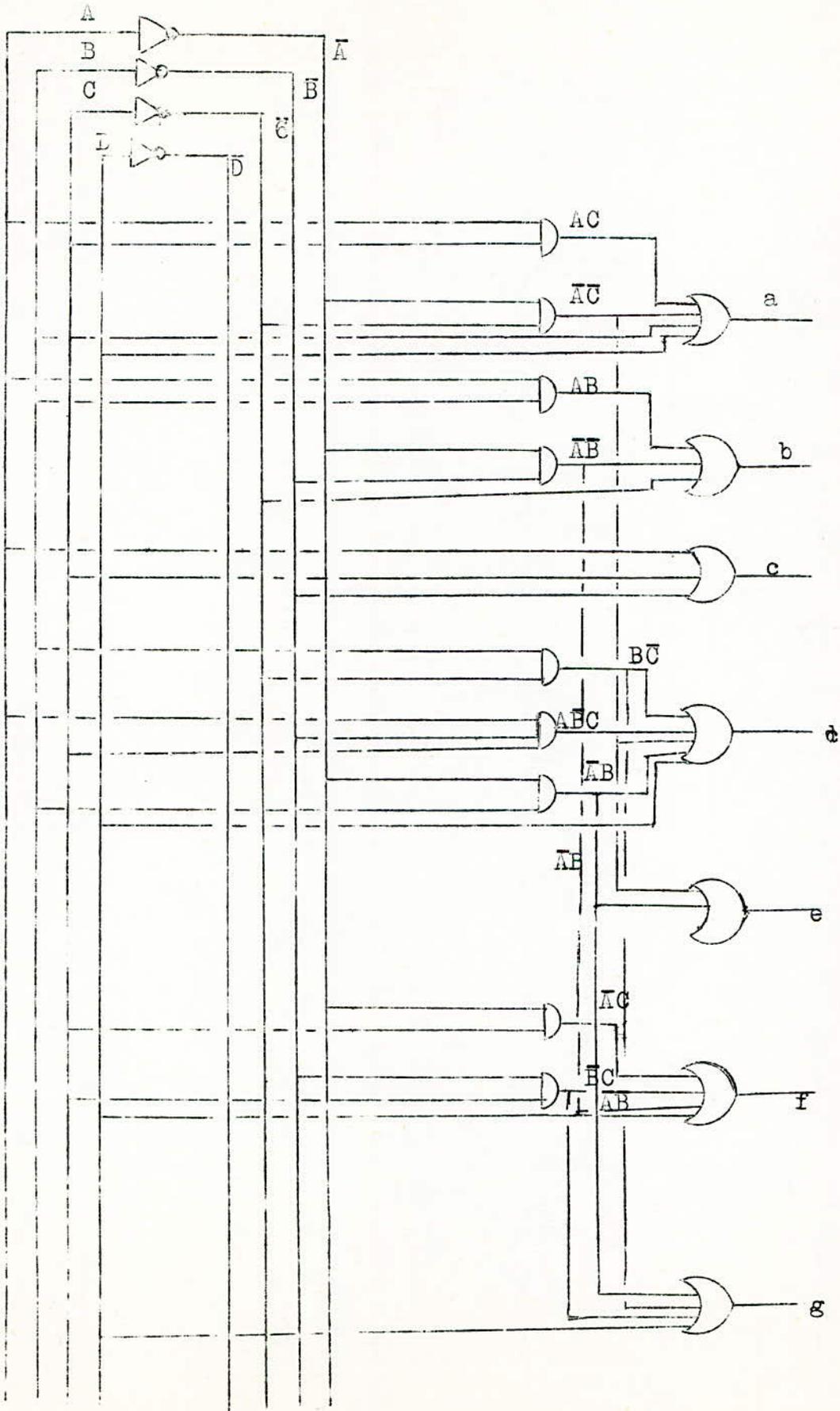
$$c = \bar{B} + A + C$$

$$d = D + \bar{A}\bar{C} + B\bar{C} + \bar{A}B + ABC$$

$$e = \bar{A}B + \bar{A}\bar{C}$$

$$f = D + \bar{A}\bar{C} + \bar{A}\bar{B} + \bar{E}C$$

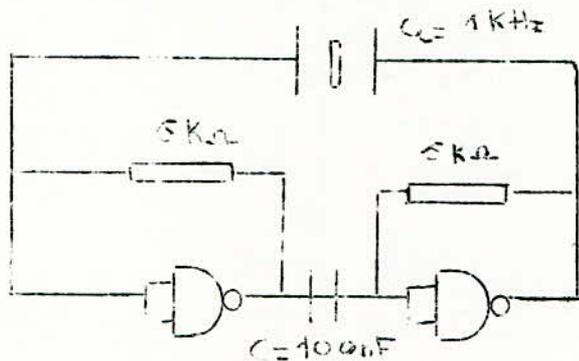
$$g = D + \bar{B}C + B\bar{C} + \bar{A}B$$



Portes

8	" ET "	2	entrées
3	" OU "	4	entrées
2	" OU "	3	entrées
1	" OU "	2	entrées
1	" OU "	5	entrées
4	inverseurs		
1	" ET "	3	entrées

Générateur d'étalonnage



Multivibrateur piloté par un quartz dont la fréquence de résonance est de 1KHz. Nécessité de deux portes NOR à deux entrées.

Inverseur:

On réalise un inverseur grâce à une porte NOR à deux entrées.

En effet nous avons $x \downarrow x = \overline{x + x} = \overline{x}$
 ($\downarrow \equiv \text{NOR}$)

Diviseur de fréquence:

Il sera obtenu à l'aide d'une décade SN7490

Bilan des circuits intégrés nécessaires:

10	portes NOR à 2 entrées	5x	MC710
3	portes AND à 3 entrées	1x	SN74H61

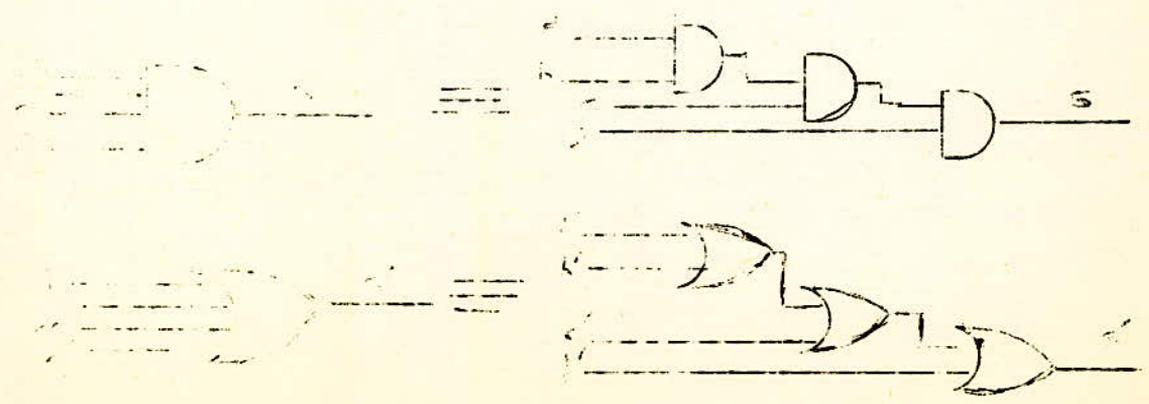
5 portes OR à 2 entrées	3x ZS112
5 décodeurs	5x SN7490
1 bascule	1x SN74107
2 monostables	2x SN74121
60 portes AND à 2 entrées	15x SN8408
20 mémoires	4x SN74100
20 amplificateurs	8x CA3042
3 portes OR à 3 entrées	3x SP374
12 portes OR à 4 entrées	6x AN320
4 portes OR à 5 entrées	4x MC351

Remarque

Au lieu d'utiliser des portes AND ou OR à 3, 4 ou 5 entrées on pourrait employer des portes à 2 entrées seulement.

En effet il est plus facile de trouver des portes à deux entrées en cas de panne de l'appareil et d'autre part la sûreté de fonctionnement est plus grande ceci évidemment au détriment du nombre d'éléments et du prix de revient qui en résulte.

Exemples



C O N C L U S I O N

=====

Avec le matériel dont on dispose à l'école j'ai réalisé une décade (diviseur par 10), un décodeur, un digit de l'afficheur constitué de 7 lampes de 4,5V/200mA à la place des 7 segments, ainsi qu'un multivibrateur pour envoyer des impulsions à l'entrée de la décade.