

32/85

وزارة التعليم والبحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

105

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

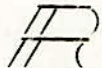
ETUDE ET MISE AU POINT
DE MAQUETTES POUR
TECHNIQUE DES IMPULSIONS

Proposé par :
KARAKHANIAN Edouard

Etudié par :
BENSELAMA Zoubir
ET
LEKLOU Ouardia

Dirigé par :
KARAKHANIAN Edouard

PROMOTION : JANVIER 1985

-oOo-  (E M E R C I E M E N T S -oOo-

/)/ous exprimons nos remerciements à MR KARANIAN pour son aide et ses conseils judicieux tout au long de l'élaboration de ce travail.

Que soient remerciés MRS. ROUFED, M. KADRI, N. HANIFI FARDJOUNI Mesdemoiselles A. FEKHIKER C. HA HANIFI et A. MOUSSAOUI et à tous nos amis, qui ont colaboré à la réalisation de ce cet ouvrage.

/)/ous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance à tous ceux qui ont contribué à notre formation.

§-oOo-§ E D I C A C E S §-oOo-§
§-§-§-§-§-§-§-§-§-§-§-§-§-§-§-§

 ma mère, A mon père

pour tous les sacrifices qu'ils ont faits pour moi

 la mémoire de mon oncle

 mes oncles et tantes

 mes sœurs

 tous ceux que j'aime

je dédie ce modeste travail

O. LEKLOV

 /e dedie ce travail

A la mémoire de mon frère FARID M.

A mon père et ma mère qui ont accepté de nombreux sacrifices

A mes frères et sœurs

A mes amis

A toute la famille

Z.A. BENSELAMA

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION

Chapitre I - Généralités

1 - 1 Introduction	1
1 - 2 Etude des temps de conmutation d'un transistor	1
1-2-1 Expression de t_{d1}	3
1-2-2 Expression de t_{d2}	4
1-2-3 Expression de t_{d3}	5
1-2-4 Expression de t_r	5
1-2-5 Expression de t_s	6
1-2-6 Expression de t_f	7
1-2-7 Temps de conmutation relatif à la tension de collecteur (V_c) d'un transistor	8
1 - 3 Etude de la réaction d'un transistor	11
1-3-1 Expression du temps de montée du courant collecteur (t_{r1})	11
1-3-2 Expression du temps de descente du courant (t_{f1})	13
1-3-3 Temps de conmutation relatif à la tension (V_c)	14
1 - 4 Réalisations pratiques	15
1-4-1 Calcul des paramètres du transistor 2N 5490	15
1-4-2 Manipulation	23
 Chapitre II - Multivibrateur Astable	
2 - 1 Introduction	28
2 - 2 Principe de fonctionnement	28
2 - 3 Recherche de la période d'un multivibrateur	31
2 - 4 Temps de montée de l'impulsion de sortie	33
2 - 5 Calculs des éléments du circuit	35

.../...

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

2 - 6	Résultats expérimentaux	39
2-6-1	Résultats relatifs au temps de montée de l'impulsion de sortie	39
2-6-2	Variation de la fréquence	41
2 - 7	Synchronisation du multivibrateur astable	45
2 - 8	Questions proposées pour T.P	47
2-8-1	Questions relatifs à la préparation	48
2-8-2	Manipulation	49
Chapitre III - Le Monostable		
3 - 1	Introduction	51
3 - 2	Principe de fonctionnement	52
3-2-1	Calculs des éléments	53
3-2-2	Calculs des différents temps	55
3-2-3	Détermination de la fréquence	56
3 - 3	Calcul des éléments du circuit d'attaque	56
3 - 4	Résultats expérimentaux	58
3-4-1	Variation de la durée de l'impulsion en fonction de la résistance de base R_{B2}	58
3-4-2	Variation de la durée de l'impulsion en fonction de la capacité	58
3-4-3	Influence de résistance d'émetteur sur le seuil de déclenchement	59
3-4-4	Temps de recouvrement du circuit monostable	60
3 - 5	Questions proposées pour le T.P.	61
3-5-1	Préparation du T.P.	61
3-5-2	Manipulation	62
3-5-3	Calcul des éléments du circuit	62
3-5-4	Détermination de la fréquence	62
3 - 5	Calcul des éléments du circuit d'attaque	62
3 - 4	Résultats expérimentaux	62
3-4-1	Variation de la durée de l'impulsion	62

Chapitre IV - Bascule

4 - 1	Introduction	61
4 - 2	Fonctionnement du bistable	63
4-2-1	Déclanchement du bistable	68
4-2-2	Calcul des tensions	68
4 - 3	Calcul des éléments d'une bascule	68
4 - 4	Réalisation du bistable	72
4 - 5	Calcul des temps de montée et de descente	74
4 - 6	Résultats expérimentaux	76
4 - 7	Questions proposées pour la préparation du TP	78
4 - 8	Questions proposées pour la manipulation	79
Chapitre V - Trigger de Schmitt		
5 - 1	Introduction	80
5 - 2	Principe de fonctionnement	80
5 - 3	Expressions des seuils de basculement	81
5-3-1	Seuil de déclanchement	81
5-3-2	Seuil de retournement	82
5 - 4	Calcul des éléments du circuit	84
5 - 5	Calcul du potentiel	85
5 - 6	Caractéristiques de transfert du trigger de Schmitt	88
5 - 7	Influence des résistances sur les tensions de seuil	90
5-7-1	Variation de la première tension de seuil en fonction des résistances	90
5-7-2	Variation de la deuxième tension de seuil V_1 en fonction des résistances	90

.../...

5 - 8	Considération d'hystérésis	93
5-8-1	Présence d'une résistance R e 1 sur l'émetteur T 1	94
5-8-2	Présence d'une résistance R e 2 sur l'émetteur T 2	95
5 - 9	Questions proposées pour la préparation du T.P.	98
5 - 10	Questions proposées pour la manipulation	99

INTRODUCTION.

La fonction commutation constitue l'un des domaines les plus importants d'emploi des semi-conducteurs. Elle consiste à transformer une énergie continue (tension ou courant) en énergie à caractère transitoire (signaux rectangulaires, triangulaires etc...).

La génération de signaux, la remise en forme des impulsions et le comptage sont les trois applications fondamentales des systèmes de commutation en électronique.

La génération de signaux est une fonction qui consiste à obtenir, à partir d'un système comprenant un ou plusieurs transistors, des signaux rectangulaires, par exemple. Cette fonction est électriquement obtenue à partir de système à relaxation libre tel que le multivibrateur astable.

Les informations de base de tout système de commutation (calculatrice, circuits industriels, etc...) sont constituées d'impulsions. Celles-ci en traversant un certain nombre de circuits électriques peuvent subir une déformation allant, parfois jusqu'à la disparition de l'information.

On dispose alors, à différents endroits de la chaîne de commutation, de circuits capables de remettre l'impulsion dans son état d'origine ; c'est la fonction de remise en forme des signaux.

Celle-ci est assurée par un système capable de fournir une impulsion pour un signal appliqué à ses bornes, c'est le rôle du multivibrateur monostable.

Enfin, le comptage est une fonction permettant de diviser par deux le nombre d'impulsions appliquées aux bornes d'un étage.

Le multivibrateur bistable est le type de circuit capable d'assurer cette fonction.

Le fonctionnement s'effectuant dans les conditions extrêmes de blocage complet ou de conduction maximale, il ne peut donc entrer dans l'une des catégories de la classification A, B ou C.

Notre projet de fin d'étude consiste en l'étude et la réalisation de maquettes de multivibrateurs: l'astable, le monostable, le trigger de Schmitt, l'ECCLES de Jordan et une maquette pour la mise en évidence des temps de commutation d'un transistor.

CHAPITRE I. GÉNÉRALITÉS

11. INTRODUCTION :

Dans ce chapitre, nous allons montrer que le transistor utilisé en commutation, n'est pas un interrupteur parfait, il met un temps fini pour passer de l'état zéro (état saturé) à l'état un (état bloqué) ou vice versa, qui dépend de ses caractéristiques.

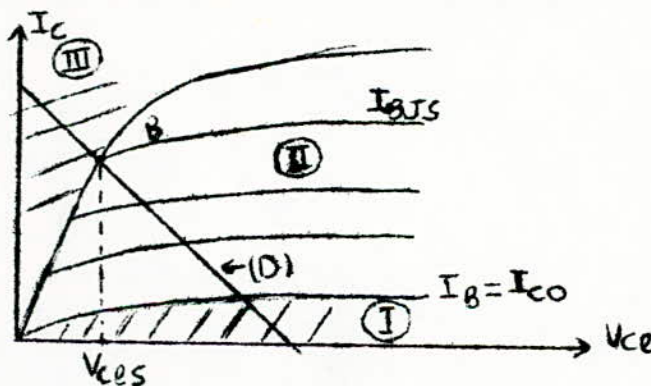
Nous verrons ultérieurement que les temps de commutation peuvent être négligés.

Rappels :

En commutation le transistor fonctionne soit dans le régime de blocage, dans lequel les deux jonctions base-emetteur et collecteur base sont polarisées en inverse, soit dans le régime de saturation dans lequel les deux jonctions précédentes sont polarisées en direct.

En commutation, le transistor est utilisé en général en émetteur commun.

Le transistor NPN possède le réseau de caractéristiques ci-dessous.



(D) : droite de charge

On distingue trois zones :

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

12. ETUDE DES TEMPS DE COMMUTATION D'UN TRANSISTOR :

Les phénomènes transitoires se produisent sous l'effet de variation par échelon du signal d'entrée, appliqué au montage de la figure 11.

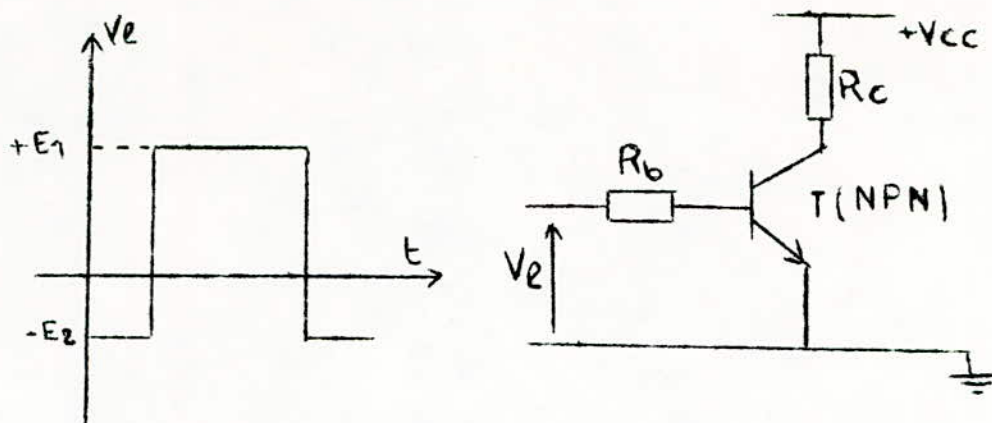


Fig.11. Montage d'étude des temps de commutation du transistor.

On suppose que l'amplitude de la tension d'entrée V_e est suffisante pour saturer le transistor lorsque celui-ci conduit.

Le transistor ne commence à conduire que lorsque la tension V_e est positive car on a un transistor NPN.

Les chronogrammes observés sont ceux de la figure 12.

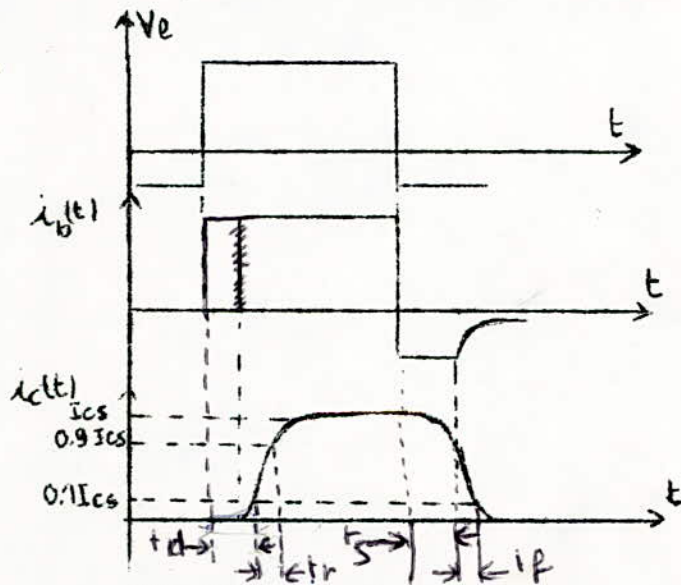


Fig.12. Temps de commutation.

On définit alors quatre intervalles de temps :

- Le temps de retard : t_d (delay time)

Ce temps de retard se décompose en trois parties :

$$t_d = t_{d1} + t_{d2} + t_{d3}$$

t_{d1} : C'est le temps nécessaire pour charger les capacités internes du transistor de façon à ce que celui-ci passe de l'état bloqué à l'état de fonctionnement linéaire. C'est le temps mis par V_{be} pour passer de $-E_2$ à V_{γ} (tension limite de conduction).

t_{d2} : C'est le temps mis par les électrons minoritaires pour traverser la base et pénétrer dans le collecteur.

t_{d3} : C'est le temps qui correspond au passage du courant collecteur de zéro à 10 % de sa valeur maximale.

- Le temps de montée : t_r (rise time)

C'est le temps mis par la jonction base-collecteur, qui était polarisée en inverse, pour devenir polarisée en direct.

- Le temps de stockage : t_s (storage time)

C'est le temps mis pour évacuer l'excès d'électrons injectés dans la base.

- Le temps de descente : t_f (full time)

C'est le temps nécessaire à l'évacuation des électrons qui se trouvent dans le collecteur.

121. Expression de t_{d1} :

Pour ce calcul, on utilise le schéma de Giacometto équivalent au montage de la figure 11.

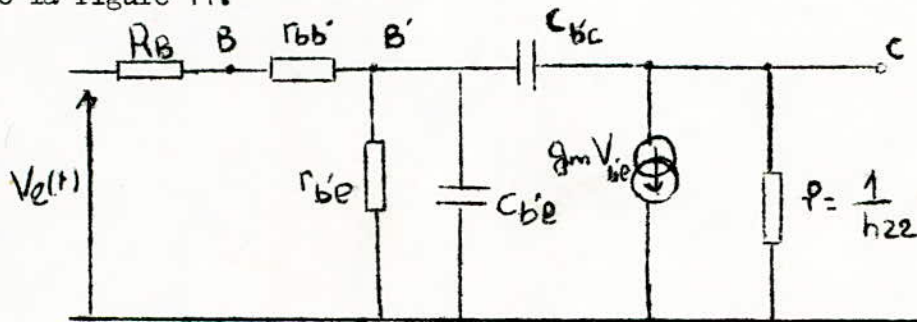


Fig.13. Schéma de Giacometto.

- $C_{b'c}$: Capacité de transition (en fonctionnement normal, la jonction collecteur-base est bloquée).

- $C_{b'e}$: Comporte deux parties :

* C_d : Capacité de diffusion quand le transistor est saturé.

* C_{te} : Capacité de transition quand le transistor est bloqué.

Pendant la durée t_{d1} , le transistor est et reste bloqué, le circuit de la figure 13 se réduit à celui de figure 14.

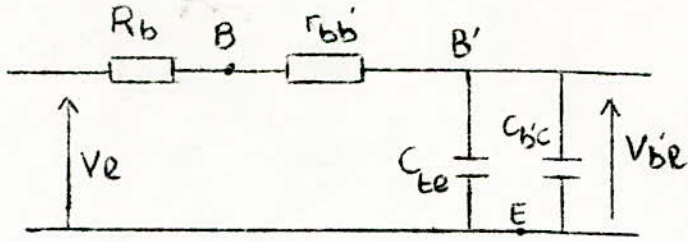
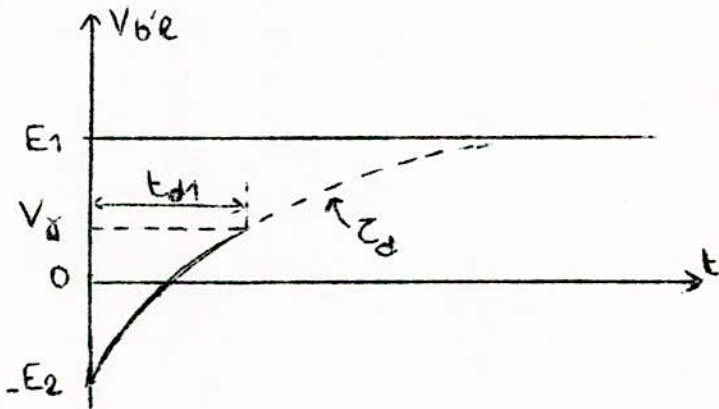


Fig.14. Schéma de calcul de t_{d1} .

En effet, on a :

- * $r_{be} = 25\beta / I_{cr}$ (à $T = 17^\circ C$) (I_{cr} = courant collecteur de repos).
or au départ on a : $i_c(t) = I_{cr} = 0$ d'où $r_{b'e} \longrightarrow \infty$
- * $C_{b'e} = C_{te}$ car le transistor est bloqué.
- * $g_m V_{b'e} = 0$ car $g_m = 40 I_{cr}$ (à $T = 17^\circ C$)

La tension $V_{b'e}$ évolue exponentiellement à partir de $-E_2$ avec la constante de temps $\tau_d = (R_B + r_{jb'}) (C_{te} + C_{b'c})$ et avec pour asymptote $E_1 + E_2$.



En appliquant la transformée de la place, on aura :

$$V_{b'e} = \frac{1}{P(1 + \tau_d P)} V_e = V_e \left(\frac{1}{P} - \frac{1}{P + 1/\tau_d} \right)$$

d'où $V_{b'e} = V_e (1 - e^{-t/\tau_d})$.

En régime dynamique, on aura : $\Delta V_{b'e} = \Delta V_e (1 - e^{-t/\tau_d})$.

à : $t = t_{d1}$ on a $V_{b'e} = V_g$

d'où $V_{b'e} = (E_1 + E_2) (1 - e^{-t_{d1}/\tau_d})$

d'où :

$$t_{d1} = \tau_d \ln \left(\frac{E_1 + E_2}{E_1 + E_2 - V_g} \right)$$

122. Expression de t_{d2} .

D'après l'expérience on a

avec $\omega_T = 2\pi f_T$

$$t_{d2} = 1/3\omega_T$$

f_T : fréquence de transistion

123. Expression de t_{d3} .

Pendant t_{d3} , le transistor est en fonctionnement linéaire. Le calcul est analogue à celui de t_r .

$$t_{d3} = \tau_e \ln \frac{\beta I_{B1}}{\beta I_{B1} - 0.1 I_{CS}}$$

124. Expression de t_r .

Pendant le temps t_r , le transistor est dans sa zone de fonctionnement linéaire. L'allure du courant collecteur est représenté sur la figure 16.

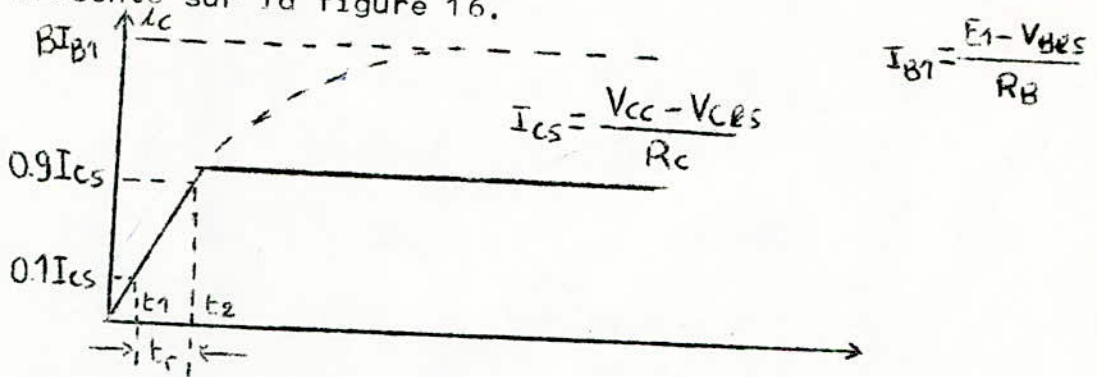


fig.16. Temps de montée du transistor saturé.

L'expression du courant sera :

$i_C = \beta I_{B1} (1 - e^{-t/\tau_e})$ où τ_e est la constante de temps équivalente ; qui s'écrit :

$$\tau_e = \tau_\beta + \tau_c$$

- τ_β : durée de vie des porteurs minoritaires dans la base

$$\tau_\beta = \frac{\beta}{2\pi f_\alpha}$$

$$\tau_c = c^* \cdot R_C ; \quad c^* = \beta \cdot C_C$$

où $C_C = C_{TC} = C_{ob}$

est la capacité de transition du collecteur.

d'où : $t_r = t_2 - t_1$

$$t_{rI} = \tau_e \ln \frac{\beta I_{B1} - 0.1 I_{CS}}{\beta I_{B1} - 0.9 I_{CS}}$$

La condition de saturation certaine étant : $I_{B1} > I_{BJS} = \frac{I_{cs}}{\beta}$

d'où : $I_{B1} = N I_{BJS} = \frac{N I_{cs}}{\beta}$ avec $N > 1$: facteur de saturation.

On aura :

$$t_{rI} = \tau_0 \ln \frac{N-0.1}{N-0.9}$$

Remarque :

En pratique, on cherche à réduire t_{rI} , pour cela on doit

avoir : $\ln \frac{N-0.1}{N-0.9} \rightarrow 0$

par conséquent : $N \gg 1$.

On doit donc saturer fortement le transistor afin de réduire t_r , mais cela a pour effet d'augmenter le temps d'évacuation des porteurs stockés dans la base (t_s).

On a donc intérêt à choisir pour N une valeur pas trop élevée.

125. Expression de t_s .

Ce temps se décompose en deux parties : $t_s = t_{s1} + t_{s2}$

t_{s1} : c'est le temps mis par la charge Q_{BS} excédentaire, stockée dans la base lors de la saturation, à s'annuler.

t_{s2} : c'est le temps mis par $i_c(t)$ pour décroître de I_{cs} à $0.9 I_{cs}$.

Expression de t_{s1} .

Revoyons d'abord la concentration n_e des porteurs minoritaires dans la base en fonction de leur position et selon le type de fonctionnement du transistor.

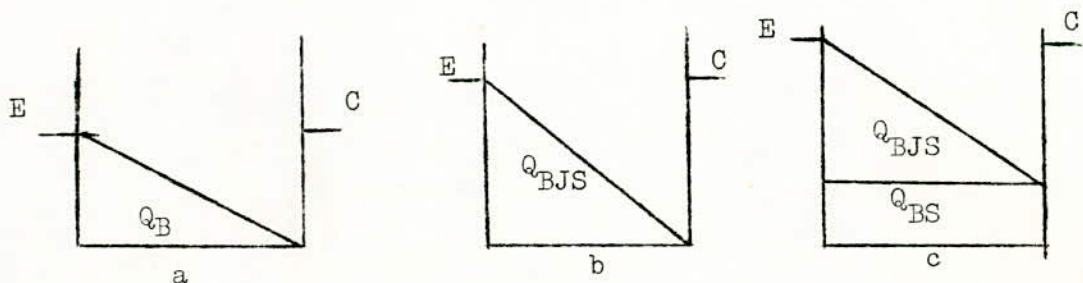


fig.17. Répartition des porteurs minoritaires dans la base selon l'état du transistor.

. En fonctionnement linéaire (fig.17a) ; la charge stockée dans la base est $Q_B = \tau_e I_B$

. Si on augmente I_B jusqu'à la valeur I'_{BS} tels que $I_{BJS} = \frac{I_{CS}}{\beta}$ de manière à ce que le transistor soit à la limite de la saturation on aura alors

$$Q_{BJS} = \tau_e \cdot I_{BJS} \quad [\text{Fig. 17. b}]$$

. Si I_B augmente jusqu'à la saturation certaine du transistor tel que $I_B > \frac{I_{CS}}{\beta}$ on aura

$$Q_{FS} = \tau_s I_{BS} \quad \text{la charge de la base sera alors } Q_B = Q_{BJS} + Q_{BS}$$

La loi de conservation de charge des porteurs minoritaires pendant le temps nécessaire (t_{S1}) pour évacuer Q_{BS} s'écrit :

$$\frac{dQ_{BS}}{dt} + \frac{Q_{BS}}{\tau_s} + \frac{Q_{BJS}}{\tau_e} = - I_{B2}$$

$$\text{d'où } \frac{dQ_{BS}}{dt} + \frac{Q_{BS}}{\tau_s} = - I_{B2} - I_{BJS}$$

$$\text{à } t = 0 ; Q_{BS} = \tau_s (I_{B1} - I_{BJS})$$

$$\text{d'où : } Q_{BS} = -\tau_s (I_{B2} + I_{BJS}) + \tau_s (I_{B1} + I_{B2}) e^{-t/\tau_e}$$

$$\text{à } t = t_{S1} , \text{ on a : } Q_{BS} = 0$$

$$\text{d'où : } \boxed{t_{S1} = \tau_s \ln \frac{I_{B1} + I_{B2}}{-I_{B2} + I_{BJS}}}$$

Expression de t_{S2} .

Pendant ce temps, $i_c(t)$ passe de I_{CS} à $0.9 I_{CS}$.
Le calcul de t_{S1} est analogue à celui de t_f .

$$\boxed{t_{S2} = \tau_e \ln \frac{I_{CS} + \beta_0 I_{B2}}{0.9 I_{CS} + \beta_0 I_{B2}}}$$

126. Expression de t_f .

Le transistor est dans sa zone de fonctionnement linéaire. La courbe de i_c est une exponentielle de constante de temps τ_p ayant pour asymptote la droite : $i_c = -\beta_0 I_{B2}$. (fig.18)

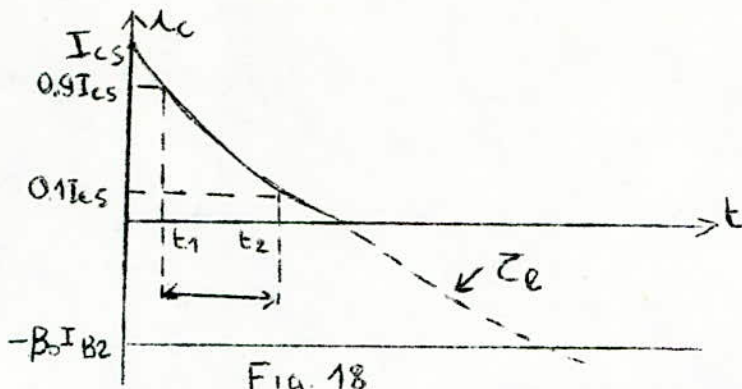


Fig. 18

L'expression de $i_c(t)$ est : $i_c(t) = -\beta_0 I_{B2} + (I_{CS} + \beta_0 I_{B2}) e^{-t/\tau_e}$

$t_f : t_2 - t_1$ d'où

$$t_{fI} = \tau_e \ln \left(\frac{0.9 I_{CS} + \beta_0 I_{B2}}{0.1 I_{CS} + \beta_0 I_{B2}} \right)$$

Remarque :

Pour réduire t_f , il faut avoir : $\beta_0 I_{B2} \gg I_{CS}$; tout en respectant la condition $\beta_0 I_{B2} \ll \beta_0 I_{B1}$, car augmenter I_{B2} revient à augmenter E_2 , et cette tension est limitée par la tension de claquage en inverse de la jonction base émetteur du transistor.

On remarque aussi que le temps de descente est plus grand que le temps de montée.

127. Temps de commutation relatif à la tension de collecteur (V_C) d'un transistor.

a. Temps de montée : (t_{rv})

Le temps de montée de la tension collecteur correspond au passage du transistor de l'état saturé à l'état bloqué, il est donc équivalent à la durée de la décroissance du courant collecteur.

On aura : $t_{rv} = t_{fI}$

t_{fI} : temps de descente du courant.

d'où :

$$t_{rv} = \tau_e \ln \left(\frac{0.9 I_{CS} + \beta_0 I_{B2}}{0.1 I_{CS} + \beta_0 I_{B2}} \right)$$

avec : $\tau_e = \tau_\beta + C^* R_C$

Si $I_{B2} = 0$

$$t_{rv} = 2.2 \tau_e$$

b. Temps de descente. (t_{fv})

Le temps de descente de la tension collecteur est équivalent au temps de montée du courant collecteur, étant donné que ce premier correspond au passage du transistor de l'état bloqué à l'état saturé.

On aura : $t_{fv} = t_{rI}$ t_{rI} = temps de montée du courant.

$$\text{d'où : } t_{fv} = \tau_e \ln\left(\frac{N - 0,1}{N - 0,9}\right)$$

Remarque :

Pour un transistor donné; si on a l'inégalité :

$$\tau_\beta \gg \tau_c$$

τ_β : durée de vie des porteurs minoritaires dans la base.

$$\tau_c = C_c^* R_c$$

alors la constante de temps équivalente se réduit à :

$$\tau_e \neq \tau_\beta$$

le temps de montée et le temps de descente de la tension deviendront

$$t_{rv} = \tau_\beta \ln\left(\frac{0,9I_{CS} + \beta I_{B2}}{0,1I_{CS} + \beta I_{B2}}\right) \text{ et } t_{fv} = \tau_\beta \ln\left(\frac{N - 0,1}{N - 0,9}\right)$$

Si $\tau_c \gg \tau_\beta$

La valeur de t_{rv} ne dépend pratiquement pas des phénomènes qui se déroulent dans la base, on aura :

$$t_{t_{rv}} = \tau_c \ln\left(\frac{0,9I_{CS} + \beta I_{B2}}{0,1I_{CS} + \beta I_{B2}}\right) \text{ et } t_{fv} = \tau_c \ln\left(\frac{N - 0,1}{N - 0,9}\right)$$

c. Influence de la capacité de charge.

Si le transistor fonctionne sur une charge capacitive ce cas se présente lors de la visualisation de la tension de collecteur à l'oscilloscope, cette charge sera alors la capacité d'entrée de celui-ci, qui est de 50 pF.
est de 50 pF ($C_{ch} = 50 \text{ pF}$)

Si $C_{ch} \gg C_c$, les temps de croissance et de décroissance des impulsions de courant et de tension auront des valeurs différentes.

La durée du front arrière de l'impulsion de tension sera déterminée par :

$$t_{fv} \approx 2.2 C_{ch} R_c$$

Le temps de croissance de l'impulsion de tension se décrit aussi par :

$$t_{rv} \approx 2.2 C_{ch} R_c$$

Conclusion.

Dans le cas du transistor 2N2222 dont les caractéristiques sont :

$$V_{CB} \text{ max} = 60V$$

$$I_{co} = 10 \mu A$$

$$C_{ob} = 8pF$$

$$V_{ce} \text{ max} = 30V$$

$$\beta(25^\circ) = 50$$

$$V_{eB} \text{ max} = 5V$$

$$f_\alpha = 250MHz ; f_\alpha : \text{fréquence de coupure}$$

$$\text{On aura : } \tau_B = \frac{\beta}{2\pi f_\alpha} = \frac{50}{2(3.14)(250)10^6} = 31.8 nS$$

$$\tau_B = 32 nS$$

$$\text{avec } R_c = 1K\Omega \quad \text{et } N = 2$$

$$\tau_c = C_c^* R_c = \beta C_{ob} R_c = 50 \times 8 \times 10^{-12} \times 10^3 = 400 nS$$

$$\tau_c = 400 nS$$

$$\text{On a : } \tau_c > 3\tau_B$$

d'où :

$$t_{rv} = 2.2 \tau_c$$

$$\text{Si } I_{B2} = 0$$

$$t_{rv} = 2.2 \times 400 \times 10^{-9} = 880 nS$$

$$t_{rv} = 880 nS$$

$$\text{et } t_{fv} = \tau_c \ln \frac{N - 0.1}{N - 0.9} = \tau_c \ln \frac{2 - 0.1}{2 - 0.9} = 0.55$$

$$t_{fv} = 0.55 \tau_c \quad t_{fv} = 0.55 \times 400 \times 10^{-9} = 220$$

$$t_{fv} = 220 nS$$

Si $C_{ch} \gg C_c$, les temps de croissance et de décroissance des impulsions de courant et de tension auront des valeurs différentes.

La durée du front arrière de l'impulsion de tension sera déterminée par :

$$t_{fv} \approx 2.2 C_{ch} R_c$$

Le temps de croissance de l'impulsion de tension se décrit aussi par :

$$t_{rv} \approx 2.2 C_{ch} R_c$$

Conclusion.

Dans le cas du transistor 2N2222 dont les caractéristiques sont :

$$V_{CB} \text{ max} = 60V$$

$$I_{co} = 10 \mu A$$

$$C_{ob} = 8pF$$

$$V_{ce} \text{ max} = 30V$$

$$\beta (25^\circ) = 50$$

$$V_{eB} \text{ max} = 5V$$

$$f_\alpha = 250MHz ; f_\alpha : \text{fréquence de coupure}$$

$$\text{On aura : } \tau_B = \frac{\beta}{2\pi f_\alpha} = \frac{50}{2(3.14)(250)10^6} = 31.8 nS$$

$$\tau_B = 32 nS$$

$$\text{avec } R_c = 1K\Omega \quad \text{et } N = 2$$

$$\tau_c = C_c^* R_c = \beta C_{ob} R_c = 50 \times 8 \times 10^{-12} \times 10^3 = 400 nS$$

$$\tau_c = 400 nS$$

$$\text{On a : } \tau_c > 3\tau_B$$

d'où :

$$t_{rv} = 2.2 \tau_c$$

$$\text{Si } I_{B2} = 0$$

$$t_{rv} = 2.2 \times 400 \times 10^{-9} = 880 nS$$

$$t_{rv} = 880 nS$$

$$\text{et } t_{fv} = \tau_c \cdot \ln \frac{N - 0,1}{N - 0,9} = \tau_c \cdot \ln \frac{2 - 0,1}{2 - 0,9} = 0,55$$

$$t_{fv} = 0,55 \tau_c \quad t_{fv} = 0,55 \times 400 \times 10^{-9} = 220$$

$$t_{fv} = 220 nS$$

On peut conclure que pour avoir un front de montée de la tension collecteur pratiquement raide, de durée inférieure à $1 \mu\text{s}$ en utilisant le transistor 2N 2222. On devra choisir pour la résistance de collecteur (R_c) une valeur adéquate dont la limite est déterminée par

$$t_{rv} = 2.2 \tau_c = 2.2 C_c^* R_c < 10^{-6} \text{S} \quad \text{avec } C_c^* = 400\text{pF}$$

$$R_c < \frac{10^{-6}}{2.2 \cdot 400 \cdot 10^{-13}} = 1.13$$

$$R_c < 1.2 \text{ k}\Omega$$

13. Etude de la réaction du transistor pour le montage ci-dessous :

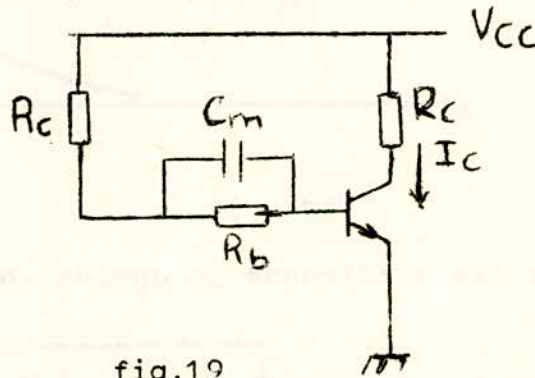


fig.19

Ce montage se retrouve souvent dans les bascules ; où la capacité de montage (C_m) est un condensateur d'accélération.

13.1. Expression du temps de montée du courant collecteur (t_{rI}) :

L'expression du courant de base I_b transitoire est de la forme :

$$I_b = I_{bm} \left(e^{-t/\tau_m} + \frac{R_c}{R_c + R_B} \right) \quad \text{avec } I_{bm} = \frac{V_{cc}}{R_c}; \tau_m = C_m R_c$$

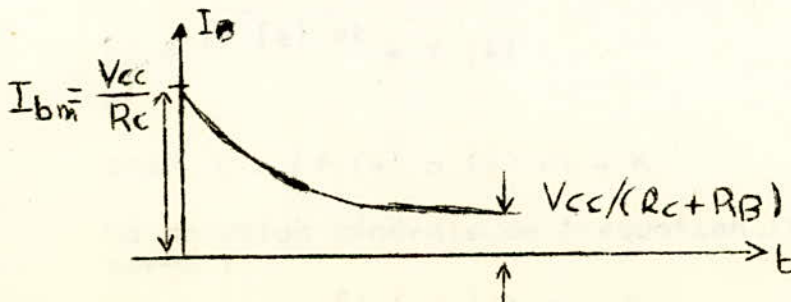


fig.110. allure du courant de base.

avec $\mu(t) = e^{\int a(t) dt}$ $a(t) = \frac{1}{\tau_B}$ d'où $\mu(t) = e^{-t/\tau_B}$
 $f(t) = I_{bm} e^{-t/\tau_m}$

On aura : $Q = \frac{1}{e^{-t/\tau_B}} \left[\int I_{bm} e^{-t/\tau_m} e^{-t/\tau_B} dt + K \right]$
 $Q = -e^{-t/\tau_B} \left[\frac{I_{bm}}{\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_B}} e^{-t \left[\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_B} \right]} + K \right]$

à $t = 0$, $Q = 0$ d'où $K = -\frac{I_{bm}}{\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_B}}$

d'où :

$$Q = e^{-t/\tau_B} \frac{I_{bm}}{\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_B}} \left[1 - e^{-\left[\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_B} \right] t} + K \right]$$

Pour $t = t_r$ (le temps de montée), on a :

$$Q = I_{bm} \tau_B = \frac{I_{cs}}{\beta} = I_{cs} \tau_\alpha \quad \text{car } \tau_B = \beta \tau_\alpha$$

L'expression de courant de saturation sera :

$$I_{cs} = \frac{I_{bm}}{\tau_\alpha \left(\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_B} \right)} \left[1 - e^{-\left(\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_B} \right) t_r} \right] \text{ en supposant que : } e^{-t_r/\tau_B} = 1$$

On trouve le temps de montée du courant collecteur :

$$t_{rI} = \frac{1}{\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_B}} \text{Ln} \left[\frac{1}{1 - \tau_\alpha \left(\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_B} \right) \frac{I_{cs}}{I_{bm}}} \right]$$

Or $I_{cs} = I_{bm} = \frac{V_{cc}}{R_c}$

d'où :

$$t_{rI} = \frac{1}{\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_B}} \text{Ln} \left(\frac{1}{1 - \tau_\alpha \left(\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_B} \right)} \right)$$

avec : $\tau_m = C_m R_c$; $\tau_\beta = \frac{\beta}{2\pi f_x}$ f_x : fréquence de coupure du transistor.

132. Expression du temps de descente du courant (t_{fI})

Il correspond au passage du transistor de l'état saturé à l'état bloqué.

L'équation de charge du transistor dans ce cas s'écrit :

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau_\beta} = -I_b$$

$$\text{d'où : } \frac{dQ}{dt} = - \left(\frac{Q}{\tau_\beta} + I_b \right) \Rightarrow - \frac{dQ}{\frac{Q}{\tau_\beta} + I_b} = dt$$

$$\text{à } \begin{cases} t=0 & Q = Q_{\text{sat}} \\ t = t_{fI} & Q = 0 \end{cases}$$

$$\text{d'où } \int_{Q_{\text{sat}}}^0 \frac{dQ}{\frac{Q}{\tau_\beta} + I_b} = -t_{fI}$$

$$\text{d'où : } t_{fI} = \tau_\beta \ln \left(\frac{Q_{\text{sat}} + I_b \tau_\beta}{I_b \tau_\beta} \right) = \tau_\beta \ln \left(\frac{Q_{\text{sat}}}{I_b \tau_\beta} + 1 \right) \quad (1)$$

$$\text{or : } Q_{\text{sat}} = I_{b\text{sat}} \tau_\beta = \frac{V_{cc}}{R_c} \frac{\tau_\beta}{\beta} = \frac{V_{cc}}{R_c} \tau_\alpha \quad (A)$$

$$I_b = C_m \frac{V_{cc}}{t_{rI}} \quad (B)$$

$$\text{d'où : } \frac{Q_{\text{sat}}}{I_b \tau_\beta} = \frac{1}{\tau_\beta} \frac{(A)}{[B]} = \frac{\tau_\alpha \cdot t_{rI}}{\tau_\beta \tau_m}$$

$$\tau_\beta = \beta \tau_\alpha \quad \text{d'où } \frac{Q_{\text{sat}}}{I_b \tau_\beta} = \frac{t_{rI}}{\beta \tau_m}$$

L'équation (1) deviendra alors :

$$t_{fI} = \tau_\beta \ln \left(\frac{t_{rI}}{\beta \cdot \tau_m} + 1 \right)$$

1.3.3. Temps de commutation relatif à la tension (Vc)
du transistor avec une capacité de charge.

Le temps de montée (t_{rV}) et le temps de descente (t_{fV}) de la tension collecteur correspondent respectivement à la décroissance et à la croissance du courant collecteur.

$$t_{rV} = \tau_e \ln \left(\frac{trI}{\beta \tau_m} + 1 \right) \quad \tau_e, \tau_e' \text{ constantes de temps équivalentes.}$$

$$t_{fV} = \tau_e' \ln \left(\frac{1}{1 - \alpha \left(\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_\beta} \right)} \right)$$

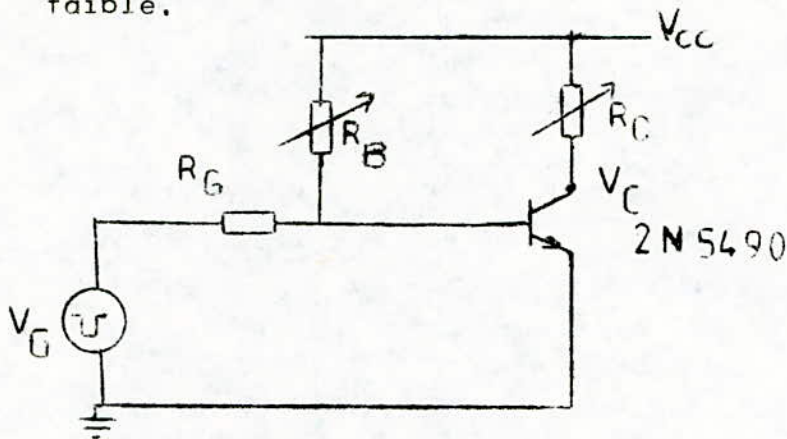
$$\text{avec } \tau_e = \sqrt{\tau_\beta^2 + \tau_{ch}^2}$$

$$\text{et } \tau_e' = \sqrt{\left(\frac{1}{\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_\beta}} \right)^2 + \tau_{ch}^2}$$

$$\text{Avec } \tau_{ch} = C_{ch} \cdot R_c$$

14. Réalisation pratique.

Afin de mettre en évidence les temps de commutation d'un transistor, nous avons réalisé le montage de la figure ci-dessous avec un transistor 2N 5490, possédant une fréquence de coupure faible.



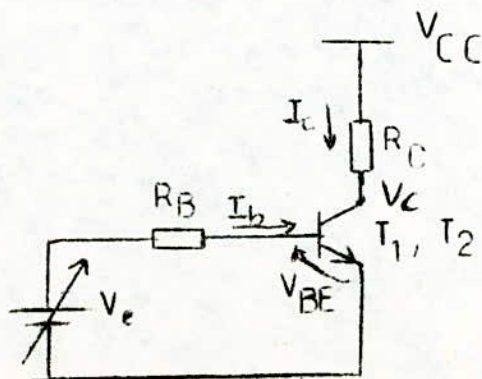
14.1. Calcul des paramètres du transistor 2N 5490.

Avant de calculer les temps de commutation du transistor 2N 5490, relatifs à la tension de collecteur (V_c), nous avons d'abord mesuré les caractéristiques :

- le gain en courant direct (β)
- la constante de temps équivalente τ_e
- le gain en courant inverse β_I
- et la constante de temps inverse τ_I , pour deux transistors identiques 2N 5490.

a. Mesure de β .

On a mesuré le gain en courant (β) statique à l'aide du montage ci-dessous.



$$R_B = 100\text{K}\Omega ; R_C = 3,3\text{K}\Omega$$

$$V_{CC} = 6\text{V} ; V_C = 3\text{V}$$

$$V_{BE} = 0,5\text{V}$$

fig.1a - mesure de β

La valeur de β est déterminée par :

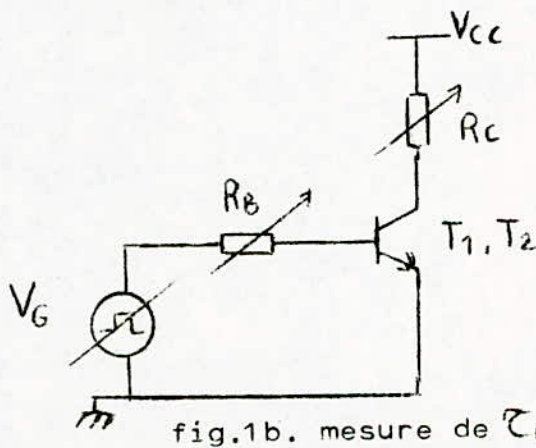
$$\beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{V_{cc} - V_c}{V_E - V_{BE}} \cdot \frac{R_B}{R_C} = \frac{6 - 3}{3.3 \cdot 10^3} \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{V_E - 0.5} = 3 \cdot \frac{100}{V_E - 0.5}$$

$$\beta = \frac{91}{V_E - 0.5}$$

	T1	T2
V_E (v)	6.2.	2.6
β	16	44

b. Mesure de τ_e

Schéma de montage utilisé.



$$V_{cc} = 4V$$

$$V_c = 3V$$

fig.1b. mesure de τ_e

L'expression de la constante de temps équivalente s'écrit :

$$\tau_e = \frac{\tau_\beta + C_{ob}^* R_C}{1 + \beta \frac{r_e}{R_B}} \quad (1)$$

avec τ_β : durée de vie des porteurs minoritaires dans la base.

C_{ob}^* : (capacité de collecteur)

$$r_e = \frac{kT/q}{I_c} \approx 25 \Omega \text{ résistance d'émetteur.}$$

Selon la valeur de la résistance R_B , deux cas se présentent :

1°/ $R_B \gg \beta r_e$

Dans ce cas l'expression (1) devient :

$$\tau_e = \tau_B + C_{ob}^* R_c \quad (2)$$

	T1	T2
β	16	44
βr_e	0.4K Ω	1.1K Ω
R_B	\gg 4K	\gg 11 K Ω

2°/ Si la valeur de R_B est de l'ordre de la valeur de βr_e , alors on utilisera l'expression complète (1) de

La constante de temps τ_e est déterminée à partir du temps de descente (t_{fV}) de la tension de sortie V_c , dans le régime actif par :

$$\tau_e = \frac{t_{fV}}{2.2}$$

Résultats expérimentaux :

1°/ R_c est constante

$R_c = 5.3 \text{ K}\Omega$	T1	T2
$R_B \text{ (K}\Omega\text{)}$	$\tau_e \text{ (}\mu\text{s)}$	$\tau_e \text{ (}\mu\text{s)}$
100	41	80
33	40.5	78
10	39	72
6	38.4	68
5	38	66
2	34	52

Commentaire :

On constate d'après le tableau ci-dessus que, lorsque la résistance R_c est fixée, et la résistance R_B a une valeur élevée, supérieure respectivement à $4\text{ K}\Omega$ pour T1 et $11\text{ K}\Omega$ pour le 2^o transistor, la constante de temps équivalente est pratiquement constante; et elle décroît lorsque R_B décroît.

2^o/ R_B est constante :

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

R_c $\text{K}\Omega$	3.3		1	
mesures	t_{fV} μs	τ_e μs	t_{fV}	τ'_e μs
T1	90	41	50	22.7
T2	175	80	105	48

(Pour $R_c = 3.3\text{ K}\Omega$ Voir fig.11)

Commentaire.

On constate que la constante de temps τ_e diminue considérablement lorsque R_c diminue, cela confirme que l'effet de la capacité de collecteur (C_{ob}) du transistor, n'est pas négligeable sur la valeur de τ_e .

c. Détermination de τ_B et de C_{ob} .

Pour cela, on utilise l'expression (2), avec $R_B = 100\text{ K}\Omega$
on a :

$$\tau_e = \tau_B + \beta C_{ob} R_c$$

avec $R_c = 3.3\text{ K}\Omega$

$$\tau'_e = \tau_B + \beta C_{ob} R'_c$$

avec $R'_c = 1\text{ K}\Omega$

d'où :

$$\tau_B = \tau_e - \beta C_{ob} R_c$$

et

$$C_{ob} = \frac{1}{\beta} \frac{\tau_e - \tau'_e}{R_c - R'_c}$$

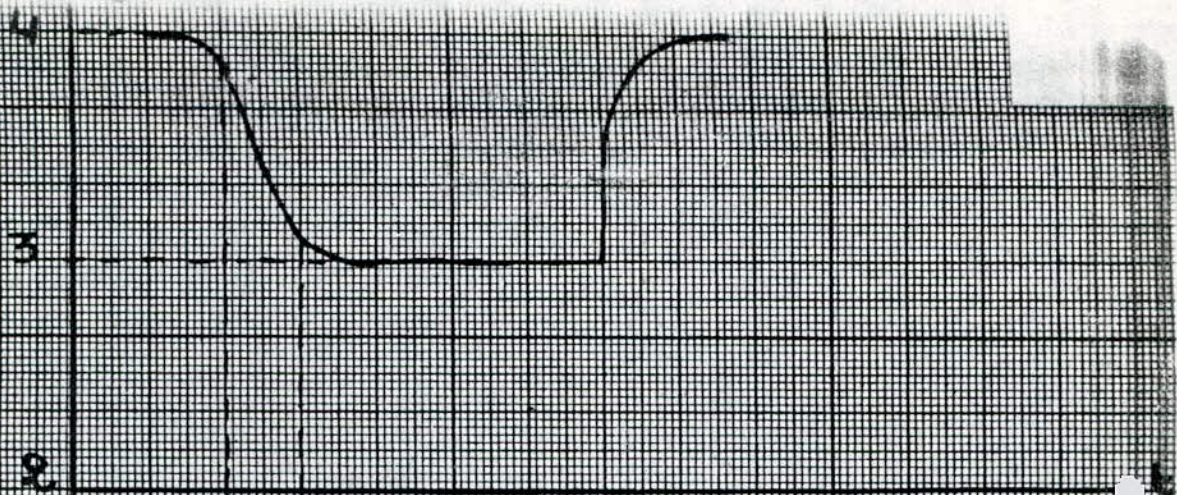


FIG. I

t_{EV}
90 ns

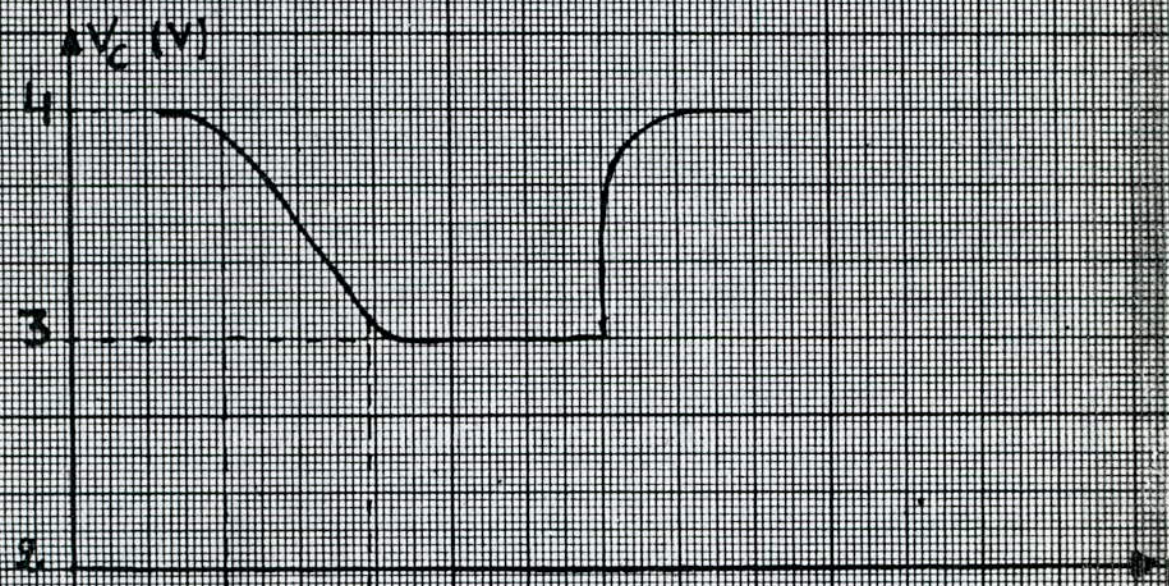


FIG. II

t_{EV}
175 ns

MESURE DE τ_{60}

FIG. I $\rightarrow T_1$
 FIG. II $\rightarrow T_2$

Le tableau ci-dessous résume les résultats obtenus :

	T1	T2
β	16	44
$\tau_e \mu s$	41	80
$\tau'_e \mu s$	22.7	48
$\tau_B \mu s$	15	34
$C_{ob} nF$	0.5	0.3
$f_{\alpha} MHz$	0.2	0.2

fréquence de coupure.

d. Mesure de β_I

On a utilisé le montage du transistor fonctionnant en inverse.

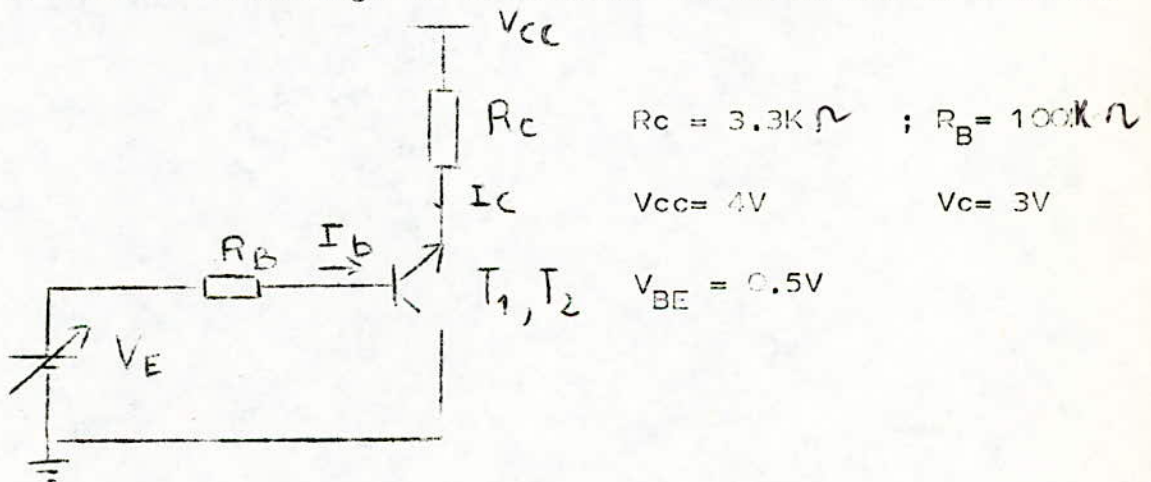


fig.d. mesure de β_I

La valeur de β_I est déterminée par :

$$\beta_I = \frac{I_c}{I_b} = \frac{V_{cc} - V_c}{R_c} \cdot \frac{R_b}{V_E - V_{BE}} = \frac{4 - 3}{3.3 \cdot 10^3} \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{V_E - 0.5}$$

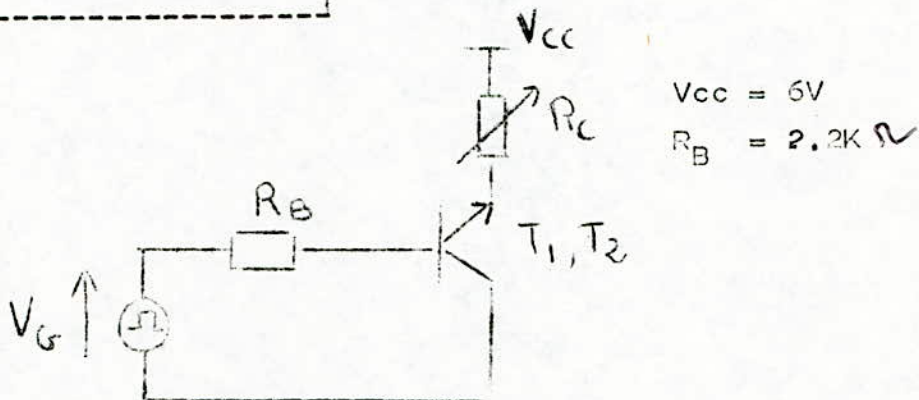
$$\beta_I = \frac{30}{V_E - 0.5}$$

	T1	T2
V_E v	6.9	4.4
B_I	5	8

e. Détermination de τ_I

On détermine en procédant de la même manière pour la valeur de τ_I est déterminée à partir du temps de descente (t_{fV}) de la tension de collecteur par :

$$\tau_I = \frac{t_{fV}}{2.2}$$



R_C K Ω	3.3		1	
	t_{fV} μS	τ_I μS	t_{fV} μS	τ_I μS
T1	26	11.8	15	6.8
T2	30	13.6	22	10

f. Détermination de τ_s

$$\text{On a } \tau_I = \tau_s + \beta_I C_e R_c$$

$$\tau'_I = \tau_s + \beta_I C_e R'_c$$

avec $R_c = 3.3 \text{ K}$

$R'_c = 1 \text{ K}$

C_e : capacité d'émetteur.

d'où :

$$\tau_s = \tau_I - \beta_I C_e R_c$$

et

$$C_e = \frac{1}{\beta_I} \frac{\tau_I - \tau'_I}{R_c - R'_c}$$

On obtient :

	T1	T2
β_I	5	8
$\tau_I \mu s$	11.8	13.6
$\tau'_I \mu s$	6.8	10
$\tau_s \mu s$	4.6	8.4
$C_e \text{ nF}$	0.4	0.2

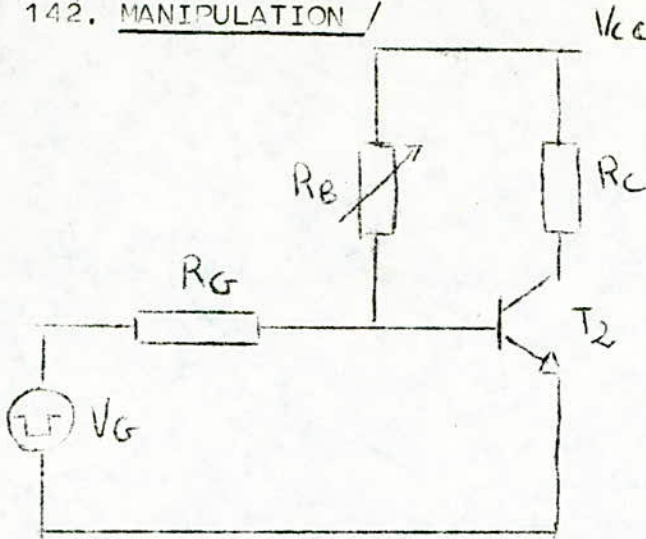
Regroupons les paramètres nécessaires pour le calcul des temps de commutation en utilisant le deuxième transistor (T2) dans le montage de la figure 1c.

$R_c = 3.3 \text{ K}$

	$R_B = 5 \text{ K}\Omega$	$R_B = 6 \text{ K}\Omega$
$\tau_{e \mu s}$	66	68
$\tau_s \mu s$	8.4.	
β	44	

./.

142. MANIPULATION /



- $V_{cc} = 4 \text{ V}$
- $V_G = -0.4 \text{ V}$
- $R_C = 3.3$
- $R_G = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_B = 10 ; 15 \text{ k}\Omega$

Fig. 1c Schéma du montage.

A. Calculs des temps de commutation :

On a :

$$t_{rV} = \tau_e \ln \frac{0.9 I_{cs} + I_{B2}}{0.1 I_{cs} + I_{B2}} \quad : \text{ temps de montée de la tension } V_c.$$

$$t_{fV} = \tau_e \ln \frac{N - 0.1}{N - 0.9} \quad : \text{ temps de descente}$$

$$t_s = \tau_s \ln \frac{I_{B1} + I_{B2}}{I_{B2} + I_{BJS}} \quad : \text{ temps de stockage (ou retard à la croissance de la tension).}$$

1°/ Calcul des différents courants.

courant de saturation I_{B1} :

$$I_{B1} = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_B} - \frac{V_{BE}}{R_G} = \frac{4 - 0.5}{R_B} - \frac{0.5}{10 \cdot 10^3}$$

$R_B \text{ k}\Omega$	10	15
$I_{B1} \text{ mA}$	0.3	0,2

courant de blocage I_{B2}

$$I_{B2} = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_B} - \frac{V_G + V_{BE}}{R_G} = \frac{4 - 0.5}{R_B} - \frac{0.5 + 4}{10 \cdot 10^3} = \frac{3.5}{R_B} - 0.45$$

$R_B \text{ k}\Omega$	10	15
$I_{B2} \text{ mA}$	-0.1	-0.22

Courant de saturation I_{cs} .

$$I_{cs} = \frac{V_{cc}}{R_c} = \frac{4}{3.3 \cdot 10^3} = 1.2$$

$$I_{cs} = 1.2 \text{ mA}$$

Courant de base juste nécessaire à la saturation : I_{BJS}

$$I_{BJS} = \frac{I_{cs}}{44} = \frac{1.2 \cdot 10^{-3}}{44} = 0.027$$

$$I_{BJS} = 0.03 \text{ mA}$$

Facteur de saturation : N

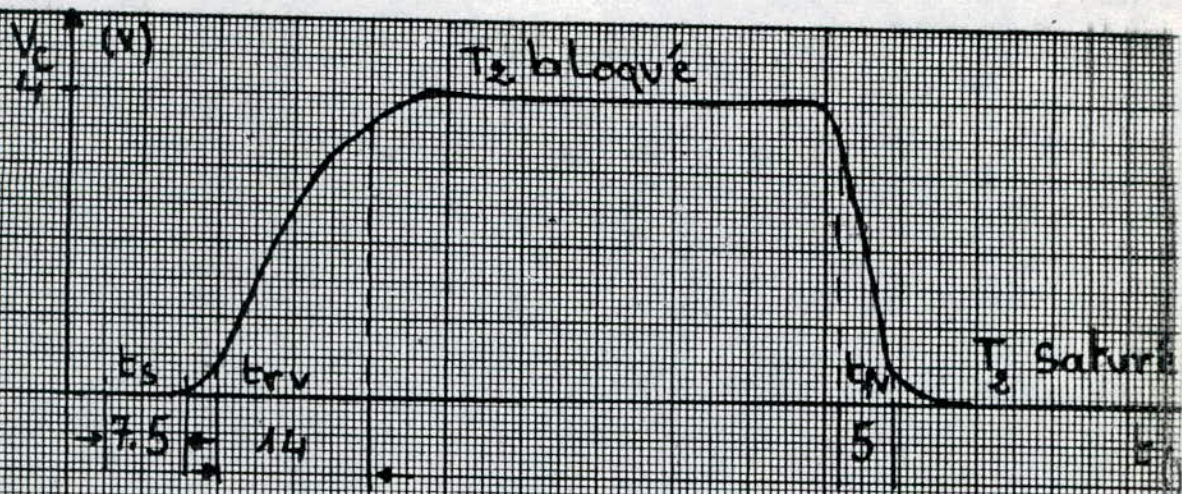
$$N = \frac{I_{B2}}{I_{BJS}} = \frac{I_{B1}}{0.03 \cdot 10^{-3}}$$

R_B	$K\Omega$	10	15
N		10	7

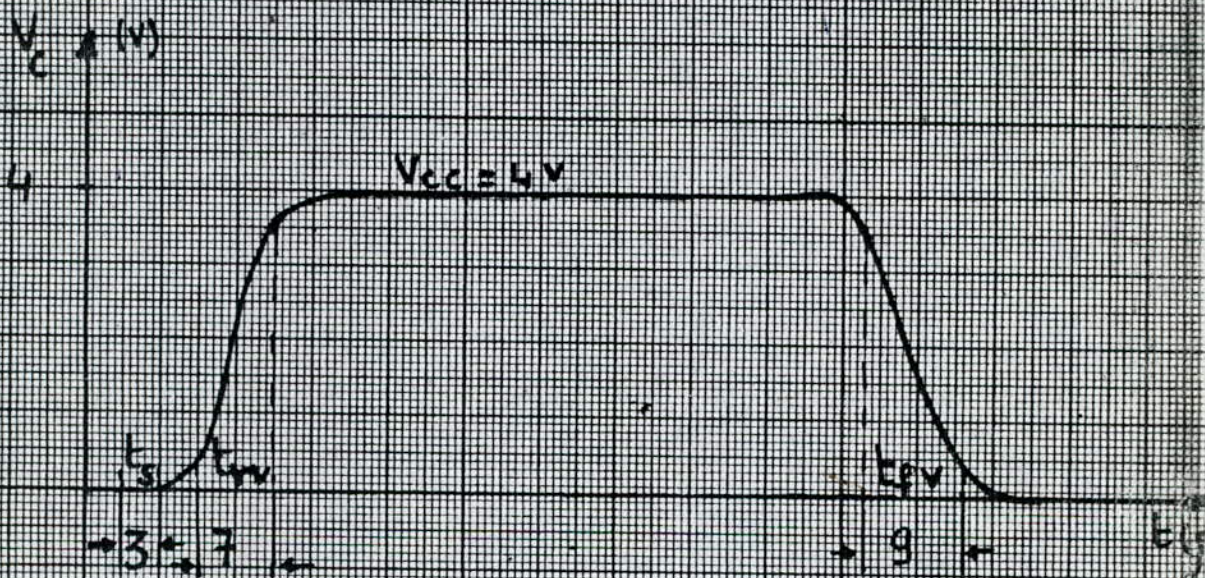
On obtient les résultats ci-dessous.

Résultats avec $R_B = 10 K\Omega$			
Théoriques	t_{rV} μs	t_{fV} μs	t_s μs
	13	5.6	9.4
Expérimentaux	14	5	7.5
Résultats avec $R_B = 15 K$			
Théoriques	t_{rV} μs	t_{fV} μs	t_s μs
	6.4	8.4	4.3
Expérimentaux	7	9	3

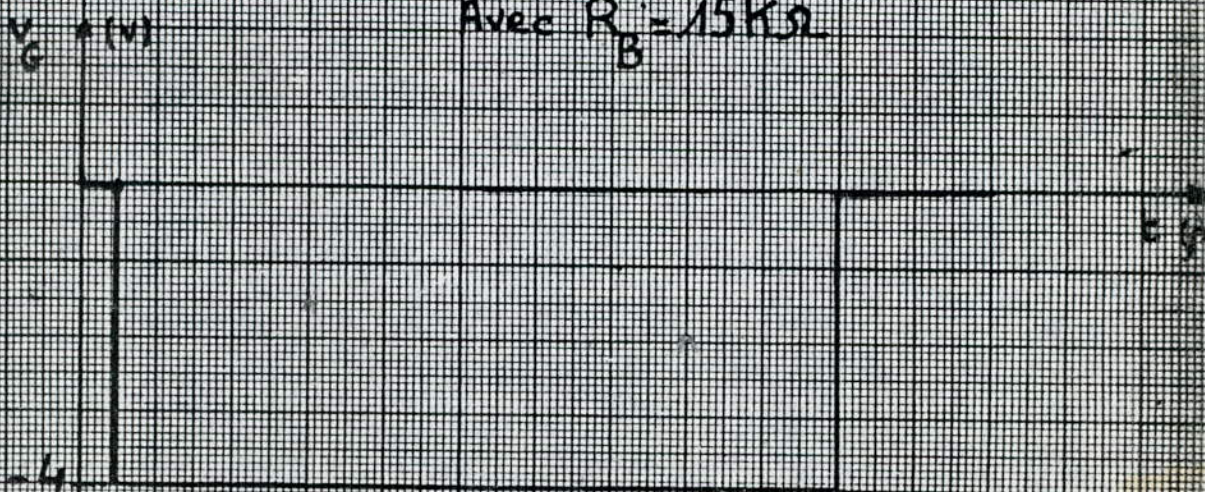
(Voir fig.12)



Avec $R_B = 10 K\Omega$



Avec $R_B = 15 K\Omega$



TEMPS de COMMUTATION

COMMENTAIRE /

Nous constatons que les résultats expérimentaux concordent avec les résultats théoriques, ce qui confirme la validité de l'expression (1) de la constante de temps utilisée.

Les quelques erreurs observées sont dues, à la lecture des résultats et au fait que la relation :

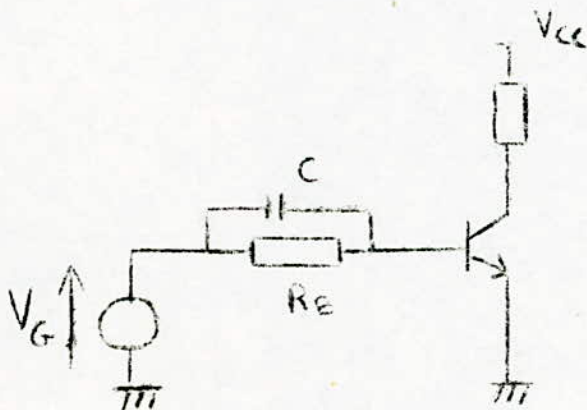
$$V_e = \frac{KT/q}{I_c} \quad 25$$

n'est valable qu'aux petits signaux.

D'autre part, nous remarquons en comparant les résultats obtenus pour R_B égale à 10 K et R_B égale à 15 K que

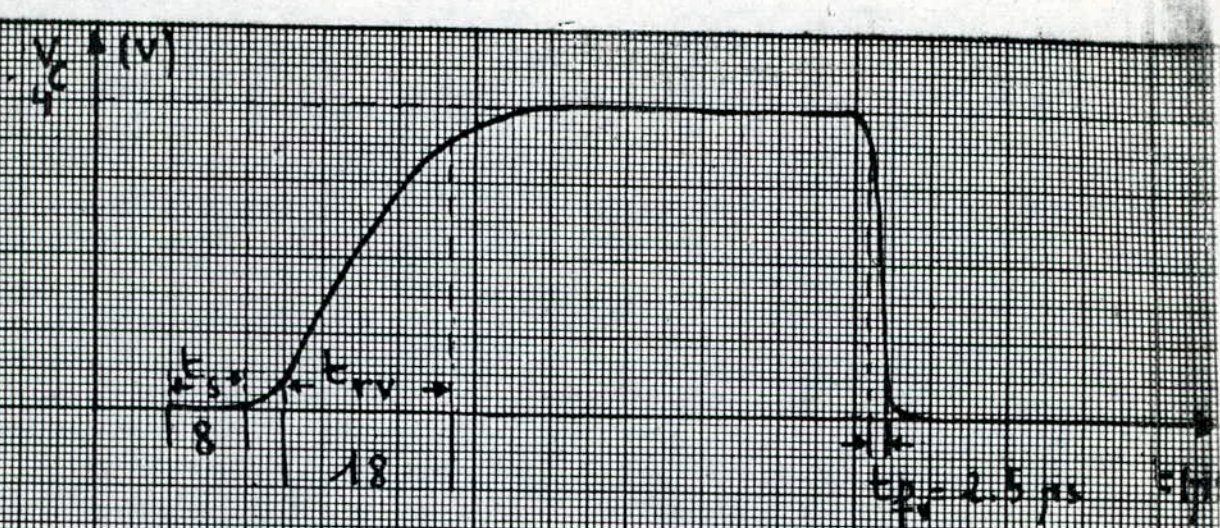
- le temps de montée (t_{rv}) diminue lorsque le courant de blocage (I_{B2}) augmente.
- le temps de descente (t_{fv}) augmente lorsque le courant de saturation (I_{B1}) diminue.
- et enfin le temps de stockage (t_s) diminue lorsque le taux de saturation diminue.

B. Influence d'une capacité en parallèle sur la résistance de base :

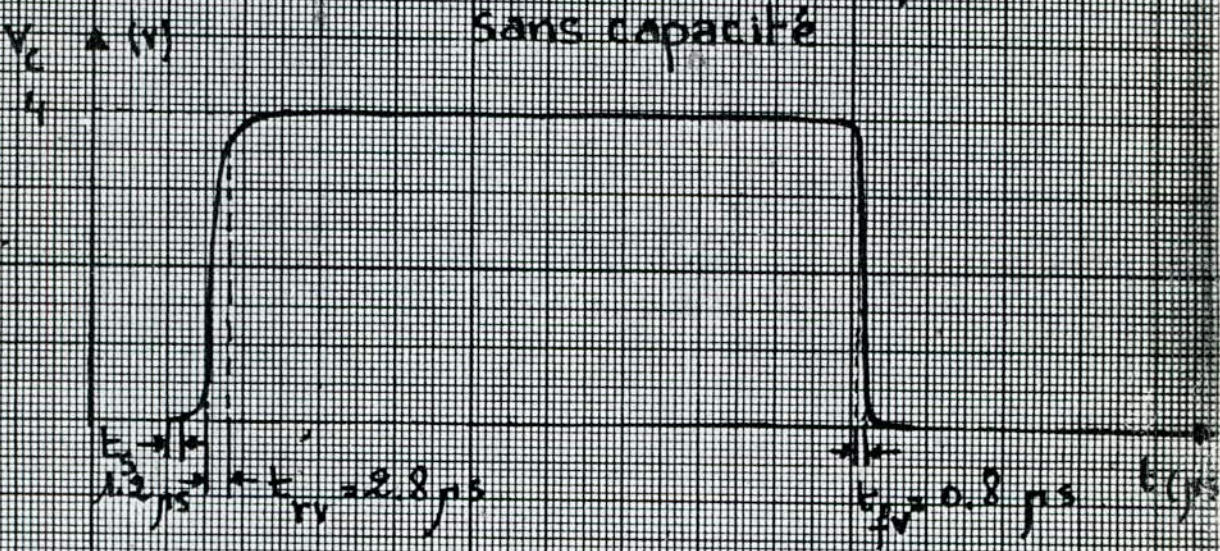


$V_{CC} = 4 \text{ V}$
 $V_G = 4 \text{ V}$
 $R_B = 5 \text{ K}\Omega$
 $C = 10 \text{ nF}$
 $R_C = 3.3 \text{ K}\Omega$

Fig. 1d- Montage utilisé. /.



Sans capacité



Avec capacité



INFLUENCE de la CAPACITÉ
Sur Les TEMPS de COMMUTATION

Calcul de la capacité optimale : C_{op}

La valeur de C_{op} est donnée par :

$$C_{op} R_B = \tau_e \quad C_{op} = \frac{\tau_e}{R_B} = \frac{66 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^3} = 13 \text{ nF}$$

On prend

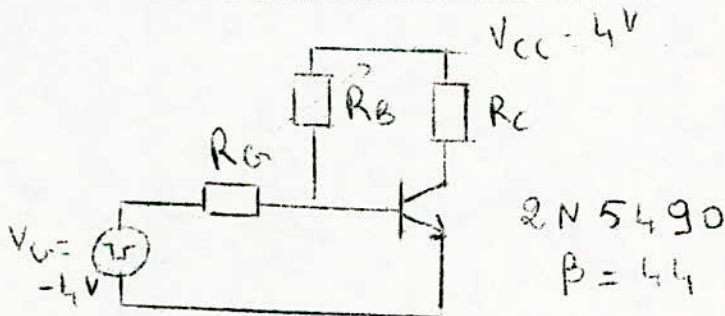
$$C = 10 \text{ nF}$$

Résultats expérimentaux obtenus :

	$t_{rv} \mu s$	$t_{fv} \mu s$	$t_s \mu s$
sans capacité	18	2.5	8
avec capacité	2.8	0.8	1.2

COMMENTAIRE / : On remarque que la capacité sert à améliorer les temps de commutation.

C. Questionnaire proposé pour le T.P.



1. Préparation :

Calculer, les temps, de montée, de descente et de stockage du montage ; pour

$$R_B = 10, 15 \text{ K}\Omega$$

Conclusion :

$$\tau_e = 66 \mu s, 68 \mu s.$$

$$\tau_s = 8,4 \mu s$$

./.

2. Manipulation :

a) Attaquer le montage avec un signal carré négatif d'amplitude de fréquence 10 K hz pour être dans la région active.

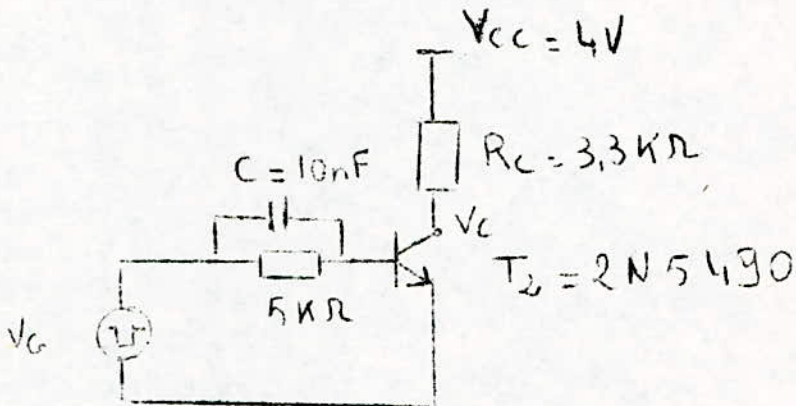
Déterminer τ_e pour $R_B = 10\text{ K}\Omega$ et $R_B = 15\text{ K}\Omega$

b) Attaquer le montage avec un signal carré négatif d'amplitude -4V , de fréquence 10Khz.
relever les oscillogrammes de V_C et V_G .

c) déterminer les temps, de montée, de descente et de stockage. ($R_B = 10\text{ K}$).
Comparer avec les résultats de calcul.

d) Procéder de la même manière pour $R_B = 15\text{ K}$
comparer les résultats obtenus avec ceux du (c).

e) Réaliser le montage suivant :



En observant les oscillogrammes de V_C et V_G

Relever les temps de montée, de descente et de stockage :

- sans la capacité ;

- avec la capacité ;

Conclusion.

CHAPITRE.2 : LE MULTIVIBRATEUR ASTABLE.

2.1. Introduction.

Les circuits générateurs d'impulsions se classent en deux catégories fondamentales. Les circuits passifs ou de mise en forme et les circuits actifs.

L'élément de base des générateurs de type passif est un oscillateur sinusoïdal dont la sortie est appliquée à des circuits passifs qui modifient la forme du signal pour obtenir la forme recherchée.

Les générateurs actifs, engendrent directement les impulsions et la plupart des oscillateurs de ce type sont des oscillateurs à relaxation.

Le multivibrateur astable est un des circuits à relaxation les plus employés.

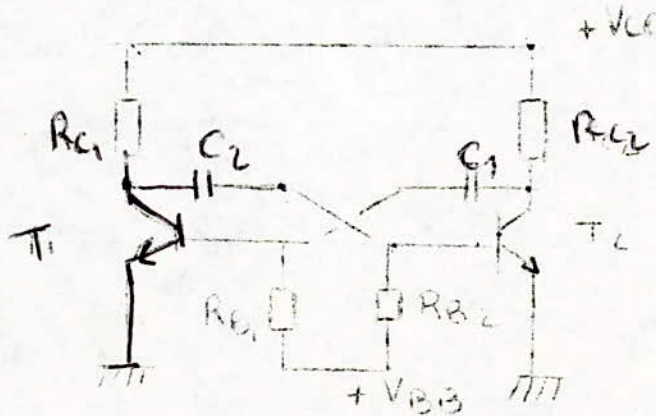
C'est un montage dans lequel les étages commutent sans cesse d'un état dans l'autre sans application d'un signal extérieur.

Le principe de fonctionnement consiste à emmagasiner de l'énergie dans un condensateur et à un certain moment, quand un certain niveau est atteint, de décharger le condensateur.

Nous avons à réaliser un astable symétrique qui produira un train continu d'oscillations rectangulaires de fréquence 1 KHZ.

2.2. Principe de fonctionnement.

Nous utiliserons le circuit ci-dessous.



Lorsque les tensions V_{CC} et V_{BB} , sont appliquées, chaque transistor conduit le déséquilibre entre les conceptions des deux transistors entraîne un courant collecteur maximal pour l'un et courant collecteur minimal pour l'autre. Supposons que dans l'état initial, T_1 conduise plus que T_2 , la tension aux bornes de R_{U1} s'accroît avec une diminution correspondante de la tension de collecteur de T_1 .

Cette variation négative de tension, appliquée par couplage où la base de T_2 , va diminuer la polarisation positive appliquée à cet étage d'où une diminution du courant collecteur et une augmentation de la tension collecteur de T_2 .

Cet accroissement positif de tension étant appliqué à la base de T_1 par le réseau $R_{B1} C_1$ accroît la polarisation directe de T_1 , ce qui a pour effet d'accroître le courant collecteur de T_1 et de diminuer sa tension collecteur.

Ce phénomène se poursuit jusqu'à ce que T_1 soit saturé et T_2 complètement bloqué.

Lorsque T_2 est bloqué, sa tension collecteur est égale à la tension d'alimentation ($V_{c2} = V_{CC}$) et C_1 se charge rapidement à travers la faible résistance de l'espace émetteur-base de T_1 .

Quand T_1 conduit, C_2 porte une charge positive sur l'armature reliée au collecteur. T_1 étant saturé par la commutation, son potentiel de collecteur devient $V_{c1} \approx 0$ (à $V_{CE \text{ Sat}}$ près). Puisque la base de T_2 est reliée à l'armature de droite de C_2 , son potentiel devient $(-V_{CC})$ à $V_{BE \text{ Sat}}$ près.

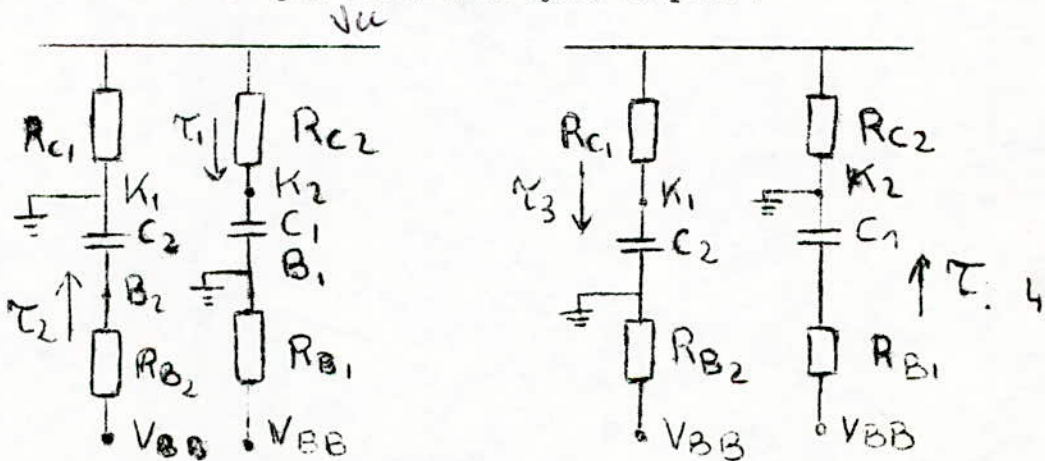
Le condensateur C_2 commence à se décharger exponentiellement à travers R_{B2} . Quand la charge de C_2 atteint

Zéro, le condensateur a tendance à se charger à V_{bb} , cela rétablit la polarisation directe de T2 et cet étage commence à conduire l'accroissement du courant collecteur (I_{c2}) de T2 entraîne une diminution correspondante de sa tension collecteur (V_{c2}). A partir de ce point l'action cumulative qui se produit est identique à celle décrite pour le demi-cycle précédent. En un temps très bref, T1 est complètement bloqué et T2 est saturé.

La tension collecteur de T1 croît jusqu'à V_{cc} et C2 se charge à travers la faible résistance de l'espace emetteur-base de T2. La tension de base de T1 devient ($-V_{cc}$) à la suite de cette commutation. Vu cycle complet s'est donc déroulé.

La tension de sortie peut-être prise sur l'un ou l'autre des collecteurs. Cette tension sera une suite d'impulsions rectangulaires qui ont leur niveau maximal lorsque le transistor est saturé.

Donnons les circuits équivalents d'un cycle complet :



T1 saturé

T2 bloqué

T1 bloqué

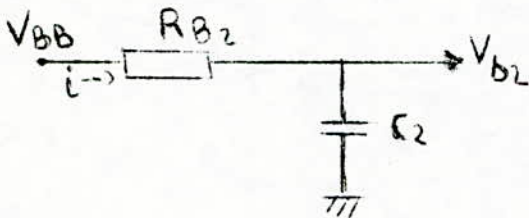
T2 saturé

(les points K1 et K2 sont les collecteurs de T1 et T2).

23 - Recherche de la période d'un multivibrateur

La période de l'astable (appelé simplement multivibrateur) dépend du temps nécessaire à la tension de base pour atteindre la valeur correspondant à la conduction directe .

Supposons que le transistor T 2 soit bloqué et le transistor T 1 soit saturé et représentons le circuit équivalent de cet état :



Le collecteur de T 1 est à la masse .

La tension de base de T 2 est $-V_{cc}$ lors du passage de T 2 de l'état saturé à l'état bloqué (car le condensateur C_2 est chargé à V_{BB})

$$\text{On a : } V_{BB} = R_{B2} i + \frac{1}{C_2} \int i dt + V_{b2}(0) \quad \text{avec } V_{b2}(0) = -V_{cc}$$

En appliquant la transformée de Laplace cette équation devient :

$$\frac{V_{BB} + V_{cc}}{s} = R_{B2} I(s) + \frac{I(s)}{C_2 s} = I(s) \left[R_{B2} \left(1 + \frac{1}{\tau_4} \right) \right]$$

$$\text{avec } \tau_4 = R_{B2} C_2$$

L'expression originale du courant sera : $i(t) = \frac{V_{BB} + V_{cc}}{R_{B2}} e^{-t/\tau_4}$

La tension de base de T 2 est donc :

$$V_{b2}(t) = V_{BB} - R_{B2} i(t) = V_{BB} - R_{B2} \frac{V_{BB} + V_{cc}}{R_{B2}} e^{-t/\tau_4}$$

On obtient : $V_{b2}(t) = (V_{BB} + V_{cc})(1 - e^{-t/\tau_4}) - V_{cc}$; avec

$$\tau_4 = R_{B2} C_2$$

Le temps de blocage du transistor T 2 (T_{B2}) ou ce qui revient au même : le temps de conduction de T 1 se détermine en prenant l'équation ci-dessus égale à zéro :

$$0 = (V_{BB} + V_{CC})(1 - e^{-T_{B2}/\tau_4}) - V_{CC}$$

$$\text{d'où } T_{B2} = \tau_4 \cdot \ln \left(1 + \frac{V_{CC}}{V_{BB}} \right)$$

En procédant de manière identique , on détermine le temps de blocage (T_{B1}) du transistor T 1 :

$$V_{B1} = (V_{BB} + V_{CC})(1 - e^{-t/\tau_2}) - V_{CC} \quad \text{avec } \tau_2 = R_{B1} \cdot C1$$

$$\text{d'où } T_{B1} = \tau_2 \ln \left(1 + \frac{V_{CC}}{V_{BB}} \right)$$

La période totale de la tension de sortie sera donc :

$$T = T_{B1} + T_{B2} \quad \text{d'où } T = (\tau_2 + \tau_4) \ln \left(1 + \frac{V_{CC}}{V_{BB}} \right)$$

Dans le cas d'un multivibrateur à autopolarisation , on a l'égalité des tensions V_{BB} et V_{CC} ; alors

T_{B1} et T_{B2} se réduisent à :

$$T_{B1} = \tau_2 \ln \left(1 + \frac{V_{CC}}{V_{BB}} \right) = \tau_2 \ln(2) = 0.69 \tau_2$$

$$\text{et } T_{B2} = \tau_4 \ln \left(1 + \frac{V_{CC}}{V_{BB}} \right) = \tau_4 \ln(2) = 0.69 \tau_4$$

$$T_{B1} = 0.69 \tau_2 = 0.69 R_{B1} C1$$

$$\text{et } T_{B2} = 0.69 \tau_4 = 0.69 R_{B2} C2$$

$$\text{d'où } T = 0.69 (R_{B1} \cdot C1 + R_{B2} \cdot C2)$$

Remarque :

On constate d'après l'expression de la période , que seules les constantes de temps τ_2 et τ_4 (constantes de décharge) jouent un rôle dans le basculement .

Dans notre cas ; le multivibrateur que nous réalisons est symétrique , On a les égalités :

$$RB1 = RB2 = R_B \text{ d'où } \tau_2 = \tau_4 = \tau_{dec}$$
$$\text{et } C_1 = C_2 = C$$

Il en résulte que les durées de blocages des deux transistors sont égales ainsi que leurs durées de saturations

$$(TB1 = TB2)$$

La période devient :

$$T = 2(0.69) \tau_{dec} = 2(0.69) R_B C$$

Conclusion :

La période du circuit dépend essentiellement de la constante de temps τ_{dec}

24 - Temps de montée de l'impulsion de sortie

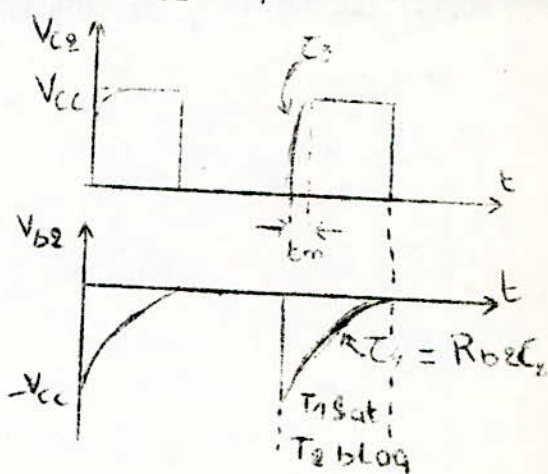
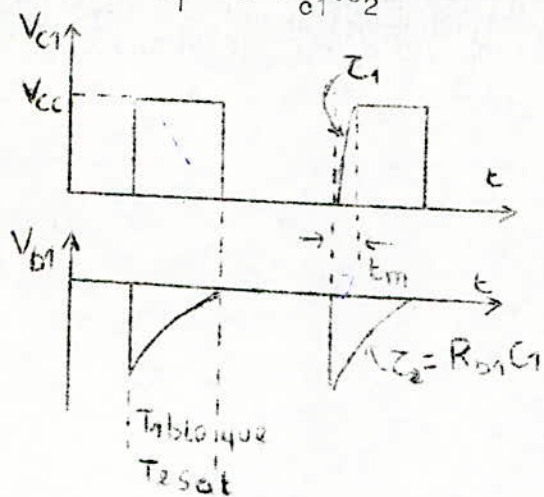
On remarque que les constantes de temps τ_1 et τ_3 (constantes de charge) n'ont aucun rôle dans le basculement , cependant elles influent sur le temps de montée de l'impulsion de sortie prise soit sur le collecteur de T1 soit sur celui de T2 (Vc1 ou Vc2)

Les tensions collecteurs des deux transistors sont décrites par :

$$V_{c1} = V_{cc} (1 - e^{-t/\tau_1}) \quad \text{et} \quad V_{c2} = V_{cc} (1 - e^{-t/\tau_3})$$

avec $\tau_1 = R_{c1} \cdot C_2$

avec $\tau_3 = R_{c2} \cdot C_1$



* Pour que V_{c2} ou (V_{c1}) atteigne rapidement la valeur maximale V_{cc} , autrement dit la charge de C_1 (ou C_2) doit s'effectuer pendant une fraction de la période de conduction de T_1 (ou T_2) on doit réaliser les conditions :

$$\tau_1 \ll \tau_2 \quad \text{et} \quad \tau_3 \ll \tau_4$$

Dans le cas de l'astable symétrique on a les égalités :

$$\left. \begin{aligned} R_{c1} &= R_{c2} = R_c \\ C_1 &= C_2 = C \end{aligned} \right\} \text{d'ou} \quad \tau_1 = \tau_3 = \tau_{ch} = R_c \cdot C$$

Les deux inégalités précédentes se ramènent à :

$$\tau_{ch} \ll \tau_{déch}$$

Le temps de montée de l'impulsion est défini par :

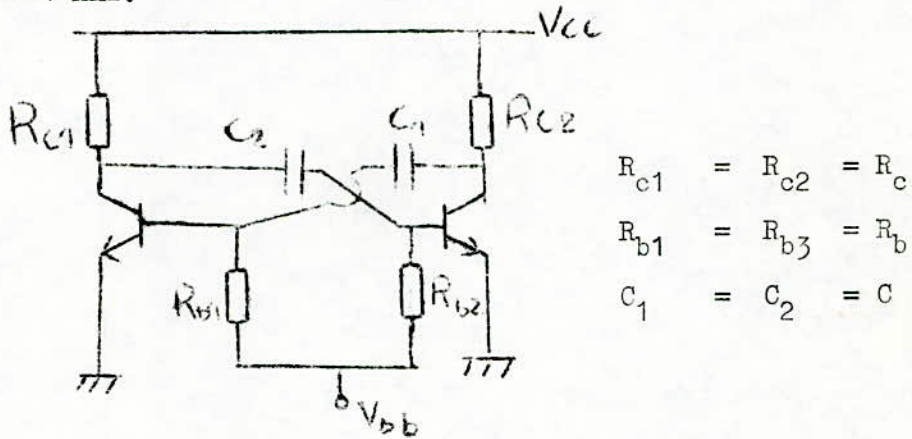
$$t_m = 2.2 \tau_{ch} = 2.2 R_c \cdot C$$

Conclusion :

On cherchera donc à réduire t_m , pour obtenir un front de montée le plus raide possible, et cela en choisissant lors de nos calculs une faible valeur pour R_c ; tout en tenant compte du courant maximal que peuvent supporter les transistores.

25 -- Calculs des éléments du circuit

Nous réalisons un astable symétrique dont la fréquence de sortie est $f_s = 1 \text{ KHz}$.



Rappelons les caractéristiques du transistor 2 N2222 :

$V_{cb \text{ max}} = 60 \text{ V}$

$V_{ce \text{ max}} = 30 \text{ V}$

$V_{eb \text{ max}} = 5 \text{ V}$

$B (25^\circ \text{ C}) = 50$

$I_{ce \text{ max}} = 800 \text{ mA}$

$f_c = 250 \text{ MHz}$

fréquence de coupure du transistor.

* Choix de la tension d'alimentation V_{cc} :

La valeur de V_{cc} doit vérifier la condition de non claquage du transistor : $2 V_{CC} \leq V_{ceB \max} = 60 \text{ V}$.

d'où $V_{cc} \leq 30 \text{ V}$ on choisit $V_{cc} = 6 \text{ V}$

* Choix du courant de saturation I_{cs} :

On choisit I_{cs} dans l'intervalle :

$$20 I_{ce \max} \ll I_{cs} \leq 800 \text{ mA}$$

On prend $I_{cs} = 6 \text{ mA}$.

* D'où le calcul des résistances R_{c1} et R_{c2}

$$R_{c1} = R_{c2} = R_c = \frac{V_{cc} - V_{ces}}{I_{cs}} = \frac{V_{cc}}{I_{cs}} = \frac{6}{6 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ k}\Omega$$

d'où $R_c = 1 \text{ k}\Omega$

* Choix de la tension de polarisation $V_{BB} =$

$$V_{BB} = V_{cc} \quad \text{d'où} \quad V_{BB} = 6 \text{ V}$$

* Calcul des résistances R_{B1} et R_{B2} :

On a la condition certaine de saturation :

$$I_B \quad I_{BS} = \frac{I_{cs}}{\beta_{sat}} \quad \text{d'où} \quad I_B = N I_{BS}$$

avec $N = 2$: facteur de saturation

$$\text{d'où} \quad R_{B1} = R_{B2} = R_B = \frac{V_{BB} - V_{Bes}}{I_B} = \beta \frac{V_{BB} - V_{Bes}}{N I_{cs}}$$

$$= 50 \frac{6 - 0.7}{2 \times 6 \cdot 10^{-3}} = 22 \text{ k}\Omega$$

$R_B = 22 \text{ k}\Omega$

* Calcul des capacités C_1 et C_2 :

$$\text{On a } T = 2 \times 0.69 R_B C = \frac{1}{F_s} = \frac{1}{103} = 1 \text{ ms}$$

$$T = 1 \text{ ms}$$

La durée de l'impulsion de sortie t_d sera :

$$t_d = t/2 = \frac{10^{-3}}{2} = 0.5 \text{ ms} \quad t_d = 0.5 \text{ ms}$$

La valeur de la capacité C est donnée par :

$$C_1 = C_2 = C = \frac{t_d}{0.69 R_B} = \frac{0.5 \cdot 10^{-3}}{0.69 \times 22 \cdot 10^3} = 33 \text{ nF}$$

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

* Vérification de la condition de saturation des transistors :

$$\text{On a : } I_b = \frac{V_{BB} - V_{bes}}{R_B} = \frac{6 - 0.7}{22 \cdot 10^3} = 0.24 \text{ mA}$$

$$\text{et } I_{bs} = \frac{I_{cs}}{\beta} = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{50} = 0.12 \text{ mA}$$

$$I_b > I_{cs}$$

Les deux transistors fonctionnent donc dans le régime de saturation.

* calcul des constantes de temps :

$$\tau_1 = \tau_3 = \tau_{ch} = R_C C = 1 \times 10^3 \times 33 \cdot 10^{-9} = 33 \text{ ns}$$

$$\tau_2 = \tau_4 = \tau_{dec} = R_B C = 22 \cdot 10^3 \times 33 \cdot 10^{-9} = 726 \text{ ns}$$

* Calcul du temps de montée :

$$t_{rV} = 2.2 \tau_{ch} = 2.2 (10^3) (33) 10^{-9} = 72.6 \mu s \quad \boxed{T_m = 72.6 \mu s}$$

* Calcul du temps de descente (t_{des})

$$T_{des} = 0.55 \tau_c \quad \text{AVEC } \tau = R_c \cdot C^*; C^* = \beta C_{ob} E_c = 1 \text{ K}\Omega; C^* = 50 \times 8 \text{ pF} = 400 \text{ pF}$$

$$T_{des} = 0.55 (10^3) (400 \cdot 10^{-12}) = 220 \text{ ns} \quad \boxed{T_{des} = 220 \text{ ns}}$$

* Vérifions que $t_d \gg t_{rV}$

$$T_d = (0.69)(726) 10^{-6} = 500 \mu s \quad \text{et } t_{rV} = 72.6 \mu s$$

ou a bien : $500 \mu s \gg 72.6 \mu s$.

t_d : durée de l'impulsion.

La condition étant vérifiée, les signaux que l'on obtiendra auront une forme convenable. (Fig 21)

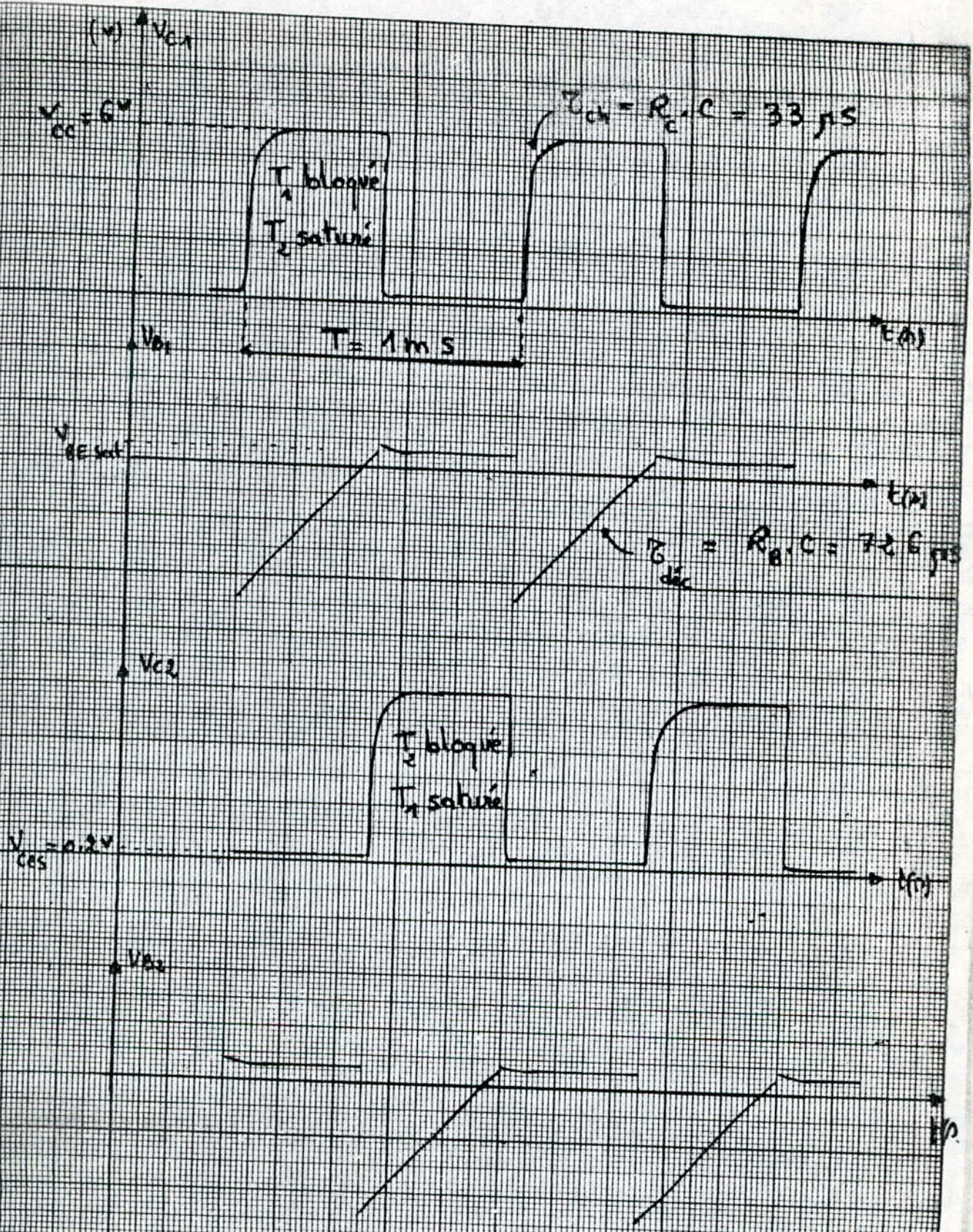


FIG 2.1
 OSCILLOGRAMMES
 de L'ASTABLE

26 - Résultats expérimentaux :

261 - Relatifs au temps de montée de l'impulsion de sortie

Afin d'illustrer l'influence de la résistance de collecteur sur le temps de montée, on a gardé fixes les paramètres du circuit, exceptée la résistance de collecteur de T_2 (R_{c2}).

On a, attribué à R_{c2} différentes valeurs en tâchant de respecter la condition de saturation du transistor et relevé les temps de montée correspondants, relatifs à l'impulsion de sortie V_{c2} .

R_{c2}	820 Ω	1 K Ω	3.3 K Ω	4.7 K Ω
t_m (exp) (ms)	60	75	250	350

Comentaire :

On constate que t_m varie linéairement en fonction de R_{c2} , t_m diminue; cependant on ne peut diminuer indéfiniment R_{c2} car le transistor ne fonctionnerait plus dans le régime de saturation.

Il existe donc une valeur minimale de R_{c2} , celle-ci est donnée en considérant que le transistor est à la limite de la saturation, fait qui se traduit par :

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

$$\text{comme } I_b = \frac{V_{BB} - V_{BEs}}{R_B} = \frac{6 - 0,7}{R_B} = \frac{5,3}{R_B}$$

$$I_{cs} = \frac{V_{CC}}{R_{c2 \text{ mini}}} = \frac{6}{R_{c2 \text{ mini}}}$$

$$\text{on aura } I_b = \frac{I_{cs}}{\beta} = \frac{6}{\beta R_{c2 \text{ mini}}} = \frac{5,3}{R_B}$$

$$\text{d'où } \beta = \frac{6}{5.3} \cdot \frac{R_B}{R_{C2 \text{ mini}}} = 1.2 \cdot \frac{R_B}{R_{C2 \text{ Mini}}} \quad (1)$$

$$\text{d'où } R_{C2 \text{ mini}} = \frac{1.2 \cdot R_b}{\beta} = \frac{1.2 \times 22 \times 10^3}{50} = 528 \Omega$$

ou prend

$$R_{C2 \text{ mini}} = 560 \Omega$$

REMARQUE :

D'après l'équation (1), on déduit la condition de saturation certaine :

$$\beta > 1.2 \cdot \frac{R_B}{R_{C2}}$$

Si on prend : $R_{C2} < R_{C2 \text{ mini}} = 560 \Omega$

par exemple : $R_{C2} = 470 \Omega$.

$$\text{on aura : } 1.2 \cdot \frac{R_B}{R_{C2}} \geq 1.2 \cdot \frac{22 \cdot 10^3}{470} \neq 56$$

Pour cette valeur, la condition ci-dessus n'est pas vérifiée ($B = 50 < 56$) ; le transistor travaille dans le régime actif.

Calcul de la valeur maximale que peut prendre R_{C2} :

Au delà de cette valeur, la forme du signal de sortie ne sera plus convenable, autrement dit la condition :

$$T_d = 0.69 R_b C > T_M = 2.2 R_c c$$

ne sera pas vérifiée

$$R_{C2 \text{ max}} \text{ est donnée par } R_{C2 \text{ maximum}} < \frac{0.69}{2.2} R_b \neq 7 \text{ K}\Omega$$

$$\text{ou prend : } R_{C2 \text{ max}} = 6.8 \text{ K}\Omega$$

262 - Variation de la fréquence :

a - En fonction des résistances de base.

La durée des créneaux du signal de sortie (V_{c1} ou V_{c2}) dépend de la constante : $\tau_{de} = R_B C$.

On a fixé les paramètres du circuit, exceptée les résistances de base R_{B1} et R_{B2} ($R_{B1} = R_{B2} = R_b$).

REMARQUE :

Avant de faire varier R_b , on a cherché la valeur minimale et la valeur maximale que l'on peut lui attribuer.

On sait que t_d diminue avec R_b , afin d'avoir une forme convenable des signaux on doit respecter la condition :

$$t_d = 0.69 R_B C \gg t_m = 2.2 R_C C.$$

$$\text{d'où } R_B \gg \frac{2.2}{0.69} R_C = 3.2 \times 10^3 = 3.2 \text{ k}\Omega$$

$$\text{D'où on prend } \boxed{R_B \text{ min} = 4.7 \text{ k}\Omega}$$

D'autre part, t_b augmente quand R_b augmente.

La condition de saturation étant $\beta > 1.2 \frac{R_B}{R_C}$

d'où $R_B \leq \frac{\beta}{1.2} R_C$, on a l'égalité quand le transistor est à

la limite de la saturation :

$$\text{d'où } R_B \text{ max} = \frac{\beta}{1.2} \times R_C = \frac{50 \times 10^3}{1.2} = 41.6 \text{ k}\Omega$$

$$\text{on prend } \boxed{R_B \text{ max} = 33 \text{ k}\Omega}$$

En faisant varier R_{B1} et R_{B2} , nous avons relevé les résultats du tableau

R_B	4,7	10	22	33
$T=2t_d$ exp(ms)	0,24	0,4	1	1,4
F_s (Kh_3)	1,2	2,5	1	0,7

COMMENTAIRE :

On constate d'après les résultats du tableau, que la période de l'astable varie linéairement avec les résistance de base, par conséquent sa fréquence leurs est inversement proportionnelle.

b) Variation de la fréquence en fonction de la tension de polarisation (V_{BB})

En maintenant fixées les paramètres du montage (calculés au paragraphe 5) nous avons fait varier V_{BB} entre sa valeur minimale et sa valeur maximale déterminées par :

$$I_B = N \frac{I_{cs}}{\beta} \quad \text{avec } N \gg 1 \quad (\text{régime de saturation}).$$

Où on a $I_B = \frac{V_{BB} - V_{Bes}}{R_B}$ et $I_{cs} = \frac{V_{cc} - V_{ces}}{R_c}$

$$\text{D'où } \frac{V_{BB} - V_{Bes}}{R_B} = N \frac{V_{cc} - V_{ces}}{R_c} \implies V_{BB} = N \frac{R_B}{\beta R_c} (V_{cc} - V_{ces}) + V_{Bes}$$

Avec $V_{cc} = 6^V$; $R_B = 22 \text{ K}\Omega$; $R_c = 1 \text{ K}\Omega$; $\beta = 50$

$$\text{D'où } V_{BB} = N \cdot \frac{22}{50} (6 - 0,3) + 0,7 \longrightarrow \boxed{V_{BB} = 2,5 N + 0,7 \quad \downarrow}$$

$N = 1,5$

$$V_{BB} = 2,5 \cdot 1,5 + 0,7 = 4,45^V \quad \text{on prend } \boxed{V_{BB} = 4,5 \text{ V min.}}$$

$N = 3$

$$V_{BB} = (2,5) \cdot 3 + 0,7 = 8,2^V \quad \text{on prend } \boxed{V_{BB} = 8^V \text{ max.}}$$

RESULTATS OBTENUS :

V_{BB} (V)	4.5	5	6	7	8
$\ln\left(1 + \frac{V_{cc}}{V_{BB}}\right)$	0.84	0.79	0.62	0.62	0.56
T_{exp} (ms)	1.3	1.1	1	0.9	0.8
$f_{s=1}$ T_{rxp} (KHz)	0.77	0.91	1	1.1	1.25

COMMENTAIRE :

On constate d'après les résultats que la période du circuit décroît linéairement en fonction de la quantité

$\ln\left(1 + \frac{V_{cc}}{V_{BB}}\right)$ conformément à la relation : $T = 2\tau_{dec} \ln\left[1 + \frac{V_{cc}}{V_{BB}}\right]$

avec $\tau_{dec} = 726 \mu s$ et $V_{cc} = 6V$ par conséquent la fréquence du circuit, elle, croît lorsque V_{BB} croît.

C - Variation de la fréquence en fonction de la tension d'alimentation (V_{cc})

On procède de la même manière qu'en (b), en faisant varier V_{cc} min et V_{cc} max.

d'après la condition de saturation : $I_B = \frac{N I_{cs}}{\beta}$
on obtient : $V_{cc} = \frac{1}{N} \beta \frac{R_c}{R_B} (V_{BB} - V_{BES}) + V_{ces}$

d'où : $V_{cc} = \frac{1}{22} 50 (6 - 0.7)V + 0.3V = 0$ $V_{cc} = \frac{12}{N} V + 0.3V$

N°1.5 $V_{cc} = \frac{12}{1.5} + 0.3 = 8.3^V$ on prend $V_{ccmax} = 8V$

N°23 $V_{cc} = \frac{12}{3} + 0.3 = 4.3^V$ on prend $V_{ccmin} = 4.5V$

Résultats obtenus

VCC (V)	4.5	5	6	7	8
$\ln \left(1 + \frac{VCC}{VRR} \right)$	0.56	0.61	0.69	0.77	0.85
Texp (ms)	0.8	0.9	1	1.05	1.1
$f_s = \frac{1}{T_{exp}}$ (KHz)	1.25	1.1	1	0.95	0.91

Commentaire :

On constate d'après les résultats que la période du circuit croît linéairement en fonction de la quantité $\ln \left(\frac{1+VCC}{VRR} \right)$

conformément à la relation : $T = 2\tau_{dech} \ln \left\{ 1 + \frac{VCC}{VRR} \right\}$

avec $\tau_{dec} = 726 \mu s$ et $VCC = 6V$, par conséquent la fréquence du circuit, elle, décroît lorsque VCC croît

27 - Synchronisation du multivibrateur astable

Le multivibrateur astable n'a pas une bonne stabilité en fréquence, en effet un changement de paramètres de transistores, une variation de l'un des éléments, résistance ou capacité, ont une répercussion immédiate sur la fréquence de fonctionnement.

Pour obtenir une fréquence stable, il est nécessaire de synchroniser le multivibrateur en utilisant un signal sinusoïdal ou une série d'impulsions de fréquence stable.

Dans notre cas nous avons synchronisé notre circuit (astable) par addition d'une tension de commande sinusoïdale de fréquence f_{ext} sur la base du premier étage (T_1).

soient :

f_s libre, la fréquence de sortie du circuit sans synchronisation,
 $f_s \text{ libre} = 1 \text{ K Hz}$

f_s syn, la fréquence de sortie du circuit avec synchronisation.

On choisit f_{ext} de l'ordre de $f_{SL} + (10 \pm 40) \% F_{SL}$

On aura $f_s \text{ syn} = F_{ext}$

Les oscillogrammes du circuit, obtenus pour $f_{ext} = 1.4 \text{ KHz}$ sont représentés sur la figure 2, 2

La figure 2 1) montre le signal sur la base de T_2 , lorsque T_2 est bloqué, il faut en l'absence de synchronisation un certain temps pour que le condensateur se soit suffisamment déchargé autrement dit pour que la tension de base de (T_2) atteigne la valeur de déblocage.

La figure 2 2) montre que lorsque la tension sinusoïdale, supplémentaire est appliquée sur la base, la tension de déblocage est atteinte plus rapidement et le transistor (T_2) conduit car l'alternance positive du signal de commande s'ajoute à la tension normale de polarisation.

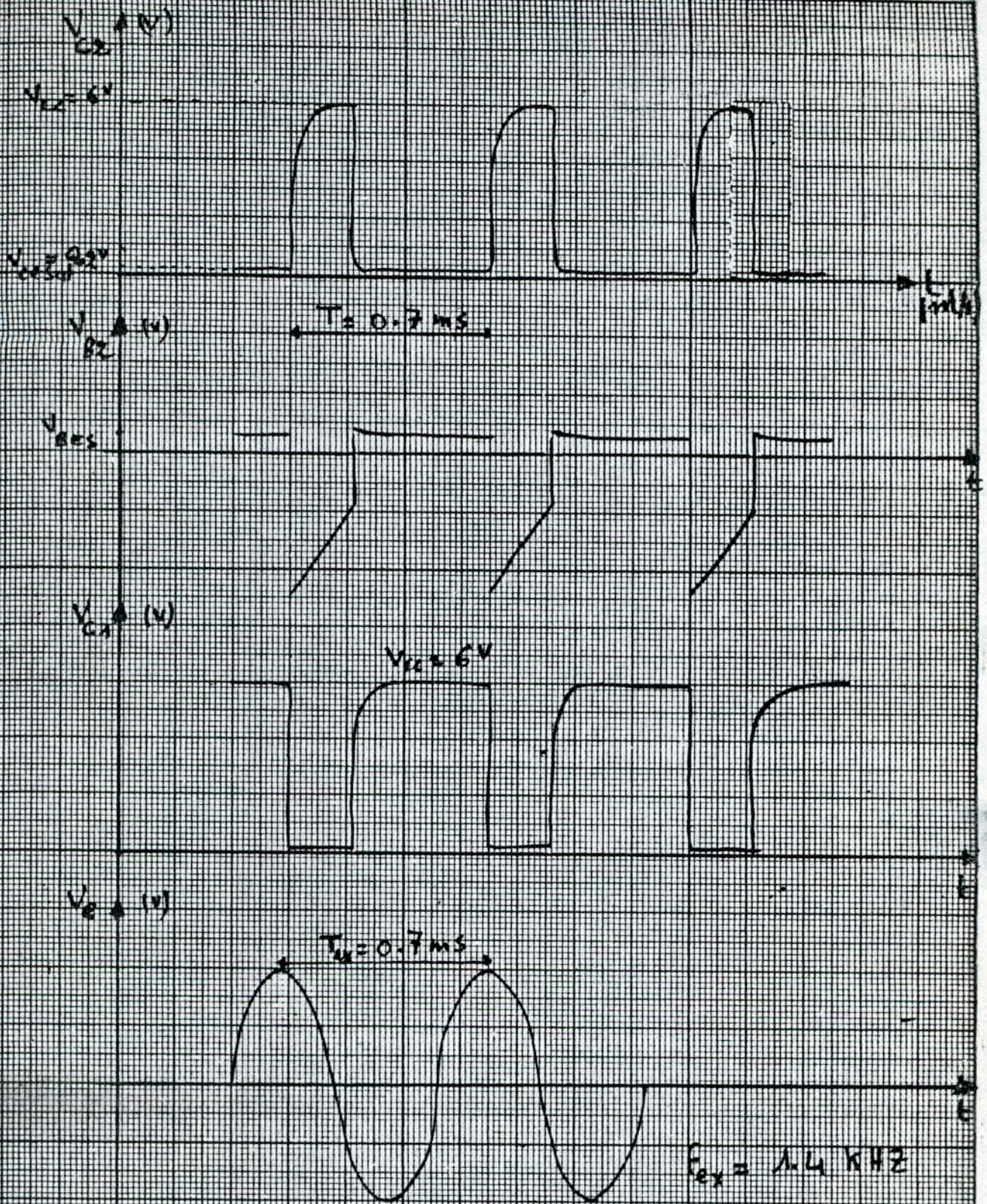
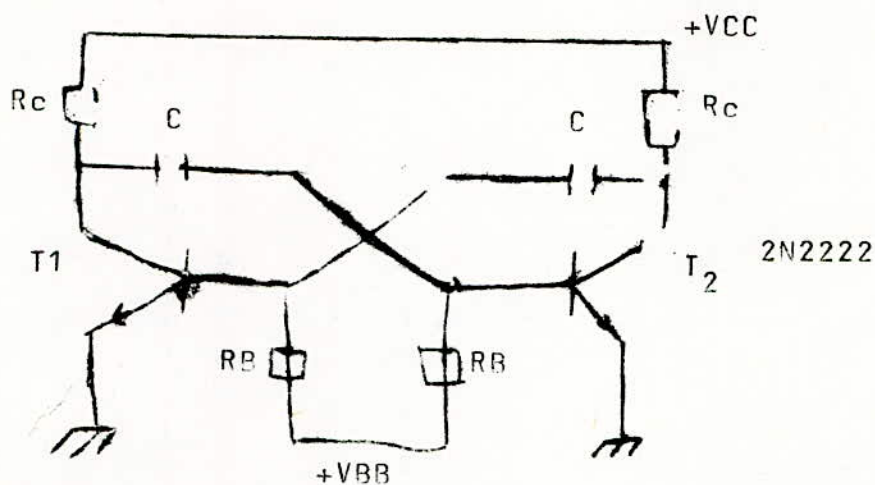


FIG 22
 OSCILLOGRAMMES
 de L'ASTABLE avec SYNCHRONISATION

28 - QUESTIONS PROPOSEES POUR LE T.P.

2°-1 - PREPARATION



$V_{VCC} = 6V$
 $V_{VBB} = 6V$
 $R_C = 1k\Omega$
 $R_B = 22k\Omega$
 $B = 50$
 $f_a = 250Hz$

- 1 - Représenter les oscillogrammes de l'astable et noter les paramètres qui caractérisent le fonctionnement du schéma.
- 2- Calculer la fréquence de sortie f_s et le temps de montée pour les valeurs des composants données.
- 3 - Pourquoi le temps de montée de l'astable est beaucoup plus grand que le temps de descente.
- 4 - Calculer le facteur de saturation N , pour les valeurs des composants données.

5 - Pour les autres paramètres fixes du montage :

- Déterminer la valeur maximale de R_C , pour laquelle les signaux délivrés ont une forme convenable.
- Déterminer la valeur minimale de R_C en tenant compte que le transistor ne doit pas passer dans le régime actif.

6 - Pour les autres paramètres fixes du montage :

- Déterminer la valeur minimale de R_B pour laquelle la forme des signaux est convenable.
- Déterminer la valeur maximale de R_B en tenant compte que le transistor ne doit pas passer dans le régime actif.

7 - Si la capacité C augmente a fois et la **résistance** R_B diminue a fois, est-ce-que la fréquence change ?

- ~~Se~~ produit-il un changement dans le fonctionnement du montage ?

8 - Que devient la fréquence f_S quand :

- V_{CC} augmente.
- V_{BB} augmente.
- R_C augmente.

Manipulation.

- 1 - Relever les oscillogrammes de V_{c2} et V_{b2} ;
- mesurer la fréquence f_s .
- 2 - Relever le temps de montée et le temps de descente pour R_{c2} variant de 820Ω à $4,7\text{ K}\Omega$. conclusion.
- 3 - Relever la fréquence f_s pour les résistances R_{B1} et R_{B2} ($R_{B1} = R_{B2}$) variant de $4,7\text{ K}\Omega$ à $33\text{ K}\Omega$. conclusion.
- 4 - Relever f_s pour V_{BB} variant entre $V_{BB\text{ min}}$ et $V_{BB\text{ MAX}}$ conclusion.
- 5 - Relever F_s pour V_{cc} variant entre $V_{cc\text{ min}}$ et $V_{bb\text{ max}}$
Conclusion.
- 6 - Attaquer la base de T1 par un signal de synchronisation sinusoïdale de fréquence f_{ext}

Faire varier f_{ext} entre 1 KHZ et 1.5 KHZ.

Conclusion.

Relever les oscillogrammes de V_{c1} et V_{B2}

Conclusion.

- 9 - Calculer la valeur minimale de V_{BB} suffisante pour saturer le transistor.
- Calculer V_{BB} pour $N = 3$.
- 10 - Calculer la valeur maximale de V_{CC} , en tenant compte que le transistor ne doit pas passer dans le régime actif.
- Calculer V_{CC} pour $N = 3$.

CHAPITRE III

LE MONOSTABLE

31 -o- INTRODUCTION :

Le monostable est un circuit possédant un état stable et un état instable ; il délivre à sa sortie des impulsions rectangulaires dont la durée dépend des valeurs de ses composants.

- En absence de signal extérieur, le circuit reste indéfiniment dans son état stable. Dès la réception d'une impulsion de commande convenable, il bascule à l'état instable, puis rebascule spontanément après un laps de temps bien déterminé et indépendant de la forme ou de l'intensité de l'impulsion de commande.

- En technique des impulsions, les applications des circuits monostables se ramènent à deux objectifs :

* Obtenir une impulsion de durée déterminée, à l'aide du signal de déclenchement, qui servira à commander l'ouverture ou la fermeture d'autres circuits durant cette durée.

* Obtenir une impulsion avec un retard connu par rapport à l'impulsion de déclenchement, le monostable est alors un circuit de retard.

Nous avons à réaliser un circuit monostable à couplage par les émetteurs, avec des signaux d'entrées positifs de fréquence f_e . L'impulsion délivrée en sortie devra avoir pour durée $100 \mu s$ et un temps de montée inférieur à $1 \mu s$.

32 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

Nous utilisons le circuit ci-dessous.

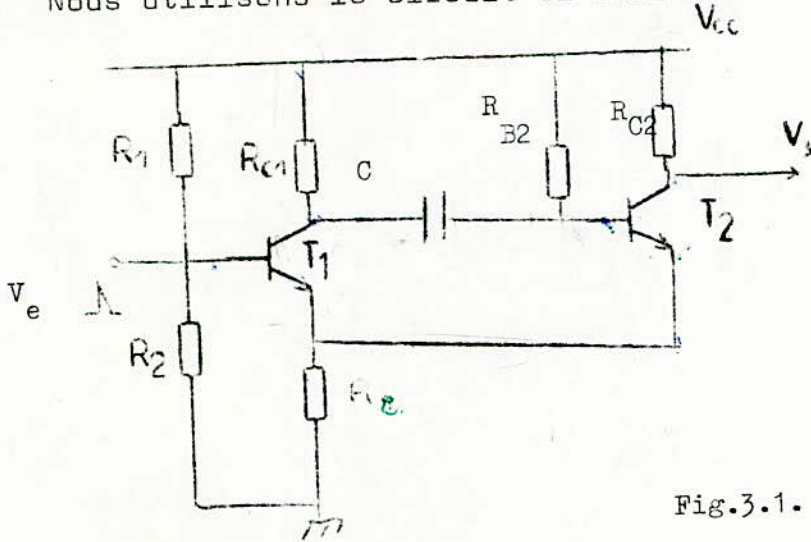


Fig.3.1.

CARACTERISTIQUES DE CE CIRCUIT.

Ce circuit a plusieurs caractéristiques intéressantes:

- Une seule source d'alimentation est nécessaire.
- Le signal de sortie (entre le collecteur de T2 et la masse) n'intervient pas dans la boucle de réaction.
- Le signal de déclenchement peut être appliqué à la base de T1 qui n'est pas relié directement à la boucle de réaction.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

L'état stable est caractérisé par T1 bloqué et T2 saturé.

En effet avant l'application de l'impulsion de commande, le transistor T2, polarisé par V_{cc} et R_{b2} est saturé à cause du courant de base: $I_{B2} > I_{Bs2}$.

Il existe donc un courant d'émetteur I_{E2} , nous avons alors: $V_{E2} = V_{RE} = R_E \cdot I_{E2}$

Pour avoir T1 bloqué, sa tension de base (V_{B1}) doit être inférieure à sa tension d'émetteur (NPN): $V_{B1} < V_{RE}$.

Pendant cet état la tension collecteur de T1 (V_{C1}) est égale à la tension d'alimentation: $V_{C1} = V_{CC}$, nous avons $V_{B2} = V_{RE}$ à $V_{BES} = 0.7V$ près.

Le condensateur C se charge à travers R_{C1} et $(R_E // R_{C2})$ pendant le temps de recouvrement T_r à la tension $V_{CC} - V_{C2}$.

Lorsque nous appliquons l'impulsion positive à la base de T1, nous produisons ainsi la saturation de celui-ci. La tension collecteur de T1 (V_{C1}) passe de la valeur V_{CC} à zéro volt. Cette variation négative de tension est transmise par le réseau (R_{B2}) à la base de T2, celui-ci se bloque. Le potentiel de collecteur de T2 va tendre vers V_{CC} . Nous nous trouvons dans le second état: l'état instable, caractérisé par T1 saturé et T2 bloqué.

Pour maintenir le système dans son état instable après la disparition de l'impulsion de commande, il faut que la variation de la tension d'émetteur durant l'état intermédiaire soit négative:

Dans l'état instable on a : $V_E = R_E I_{E1}$
 dans l'état stable on a : $V_E = R_E I_{E2}$
 d'où : $\Delta V_E = R_E I_{E1} - R_E I_{E2} < 0$ d'où $I_{E2} > I_{E1}$

Pendant cet état, le condensateur C se décharge à travers la résistance R_{B2} . Lorsque la tension de base de T2 (V_{B2}) atteint la valeur de déblocage, T2 redevient conducteur. Sa tension de collecteur chute à V_{CSAT} , ce qui bloque T1. Nous nous retrouvons ainsi dans l'état initial stable. Une impulsion de commande unique a donc provoqué le déroulement d'un cycle complet du monostable.

32 - CALCULS DES ELEMENTS DU CIRCUIT.

Rappelons les caractéristiques du transistor 2N2222.

$V_{CB \text{ max}} = 60 \text{ V}$	$I_{CO \text{ max}} = 10 \text{ A}$	$f = 250 \text{ MHz}$
$V_{EB \text{ max}} = 45 \text{ V}$	$I_C \text{ max} = 800 \text{ mA}$	= fréq de coup
$V_{CE \text{ max}} = 30 \text{ V}$	$\beta(25^\circ\text{C}) = 50$	

Nous alimentons notre circuit par une tension : $V_{CC} = 6 \text{ V}$

En effet cette valeur vérifie la condition:

$$2 V_{CC} = 12 \text{ V} \leq V_{CB \text{ max}} = 60 \text{ V.}$$

DETERMINATION DE LA RESISTANCE R_{C2} .

Nous exigeons un temps de montée (t_m) de l'impulsion de sortie inférieure à $1 \mu\text{s}$.

Ce temps correspond au passage de T2 de l'état saturé à l'état bloqué, en tenant compte que les transistors utilisés (2N2222) possèdent une capacité collecteur $C = 8 \text{ pF}$, nous aurons:

$$t_m = 2.2 R_{C2} \cdot C < 1 \mu\text{s} \Rightarrow R_{C2} < \frac{10^{-6}}{(2.2)(8 \cdot 10^{-12})} = 1.14 \text{ k}\Omega$$

Nous prenons $R_{C2} = 1 \text{ k}\Omega$

$$C^* = C_{ob} \beta = 400 \text{ pF}$$

Ce courant doit appartenir à l'intervalle:

$$20 I_{c0} \ll I_{cs} \ll I_{c \text{ max}}$$

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

La valeur de I_{cs} est donnée par : $I_{cs} \neq \frac{V_{cc} - V_{E2}}{R_{C2}}$

Nous choisissons : $V_{E2} = 0,2 V_{cc}$

$$V_{E2} = 1,2 \text{ V}$$

d'où $I_{cs} = \frac{6 - 1,2}{10^3} = 4,8 \text{ mA}$

$$I_{cs} = 4,8 \text{ mA}$$

I_{cs} appartient alors à l'intervalle précédent.

CALCUL DE LA RESISTANCE R_E

La valeur de R_E est donnée par : $R_E = \frac{V_{E2}}{I_{E2}}$

comme : $I_B > I_{Bs} = \frac{I_{cs}}{\beta}$ d'où $I_B = \frac{N I_{cs}}{\beta}$ avec $N = 2$

et $I_{E2} = I_{cs} + I_B$ d'où $I_{E2} = I_{cs} (1 + \frac{N}{\beta})$

d'où $R_E = \frac{V_{E2}}{I_{cs} (1 + \frac{N}{\beta})} = \frac{1,2}{4,8 \cdot 10^{-3} (1 + \frac{2}{50})} = 240 \Omega$

nous prenons: $R_E = 220 \Omega$

$$R_E = 220 \Omega$$

Calcul de la résistance R_{B2}

D'après le circuit nous avons : $V_{cc} = R_{B2} I_B + V_{E2}$

$$R_{B2} = \frac{V_{cc} - V_{E2}}{I_B} \quad \text{d'où} \quad R_{B2} = \frac{V_{cc} - V_{E2}}{I_{cs} \frac{N}{\beta}} = \frac{\beta}{N} R_{C2} = \frac{50 \cdot 10^3}{2} = 25 \text{ K}\Omega$$

nous prenons $R_{B2} = 22 \text{ K}\Omega$

Calcul de la résistance R_{C1}

Quand T_1 conduit, nous avons : $V_{cc} = R_{C1} I_{C1} + R_E I_{E1}$

Quand c'est T_2 qui conduit : $V_{cc} = R_{C2} I_{C2} + R_E I_{E2}$

or $I_C = \alpha I_E$ avec : $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{50}{51} = 0,98$

$$\alpha = 0,98$$

d'où : $V_{cc} = R_{C1} \alpha I_{E1} + R_E I_{E1}$

$$= R_{C2} \alpha I_{E2} + R_E I_{E2}$$

Pour maintenir le circuit dans l'état instable, après la disparition de l'impulsion de commande, nous devons réaliser la condition: $I_{E2} > I_{E1}$, $I_{E2} = (2 - 3) I_{E1}$

nous prenons: $I_{E2} = 2 I_{E1}$

nous aurons : $V_{cc} = R_{C1} \alpha I_{E1} + R_E I_{E1}$
 $= 2 R_{C2} \alpha I_{E1} + 2 R_E I_{E1}$

Nous trouvons :

$$R_{c1} = 2 R_{c2} + \frac{R_E}{\alpha}$$

$$d'où : R_{c1} = (2)(1)10^3 + \frac{220}{8,98} = 2,2 \text{ K}\Omega$$

$$R_{c1} = 2,2 \text{ K}\Omega$$

CALCUL DES RESISTANCES R₁ ET R₂

Pour que T₁ soit bloqué, il faut que sa tension de base soit inférieure à sa tension d'émetteur.

$$V_{B1} < V_E + V_{\gamma} \quad (V_{\gamma} = 0,5 \text{ V tension de seuil})$$

$$V_{B1} < 1,2 + 0,5 = 1,7 \text{ V.}$$

$$\text{Prenons : } V_{B1} = 1,2 \text{ V.}$$

$$\text{Or } V_{B1} = V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 6 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 1,2 \text{ V}$$

Nous fixons la valeur d'une résistance, en prenant $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$

$$d'où : 6 \frac{R_2}{10^3 + R_2} = 1,2 \text{ V} \implies R_2 = 250 \Omega$$

nous prenons $R_2 = 330 \Omega$

$$R_2 = 330 \Omega$$

$$d'où V_{B1} = V_{B2} = V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 6 \frac{330}{10^3 + 330}$$

$$= 1,5 \text{ V}$$

$$V_{B1} = 1,5 \text{ V}$$

DETERMINATION DE LA CAPACITE C:

La capacité C est donnée par la relation :

$$C = \frac{t_d}{0,69 R_{B2}}$$

T_d : durée de l'impulsion à la sortie du monostable.

Nous désirons obtenir une impulsion dont : $T_d = 100 \mu\text{s}$

$$d'où C = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{(0,69) 22 \cdot 10^3} = 6,6 \text{ nF. Nous prenons } C = 6,8 \text{ nF}$$

32 - CALCUL DES DIFFERENTS TEMPS.

* Calcul du temps de montée:

$$t_m = 2,2 \tau_c = 2,2 R_{c2} \cdot C = 2,2 \cdot 10^3 \cdot 6,8 \cdot 10^{-9} = 15,04 \cdot 10^{-6} = 15,04 \mu\text{s}$$

$$t_m = 8,80 \text{ ns}$$

* CALCUL DU TEMPS DE RECOUVREMENT :

$$t_r = 2,2 \tau_{ch} \quad \text{avec} \quad \tau_{ch} = C(R_{c1} + R_E // R_{c2})$$

$$\tau_{ch} \neq CR_{c1} \quad \text{car} \quad R_{c2} \gg R_E$$

$$\text{d'où } t_r = 2,2 R_{c1} \cdot C = 2,2(2,2)10^3(6,8)10^{-9} = 32,9 \cdot 10^{-6}$$

$$t_r = 33 \mu s$$

32. - DETERMINATION DE LA FREQUENCE MAXIMALE D'ATTAQUE :

Soit T_e , la période des impulsions de commande : $T_e = \frac{1}{f_e}$

pour que le circuit délivre un train périodique de cycles identiques, la période d'entrée T_e doit satisfaire la condition:

$$T_e \geq t_r + T_d$$

T_d : durée de l'impulsion de sortie

t_r : temps de recouvrement.

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

doit donc être: $f_e \leq \frac{1}{T_d + t_r}$

On déduit alors la fréquence maximale d'attaque:

$$f_{e \max} = \frac{1}{T_d + t_r} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-6} + 33 \cdot 10^{-6}} = 7,5 \text{ KHZ}$$

$$f_{e \max} = 7,5 \text{ KHZ}$$

$$\text{d'où } f_e \leq \frac{1}{33 \cdot 10^{-6} + 100 \cdot 10^{-6}} = 7,5 \text{ KHZ}$$

Nous déduisons la fréquence maximale d'attaque

$$f_{e \max} = 7,5 \text{ KHZ}$$

33 - CALCUL DES ELEMENTS DU CIRCUIT D'ATTAQUE :

Le signal de commande est constitué d'impulsions brèves obtenues à partir d'un signal carré de fréquence 7,5 KHZ fourni par un générateur, dérivé et redressé.

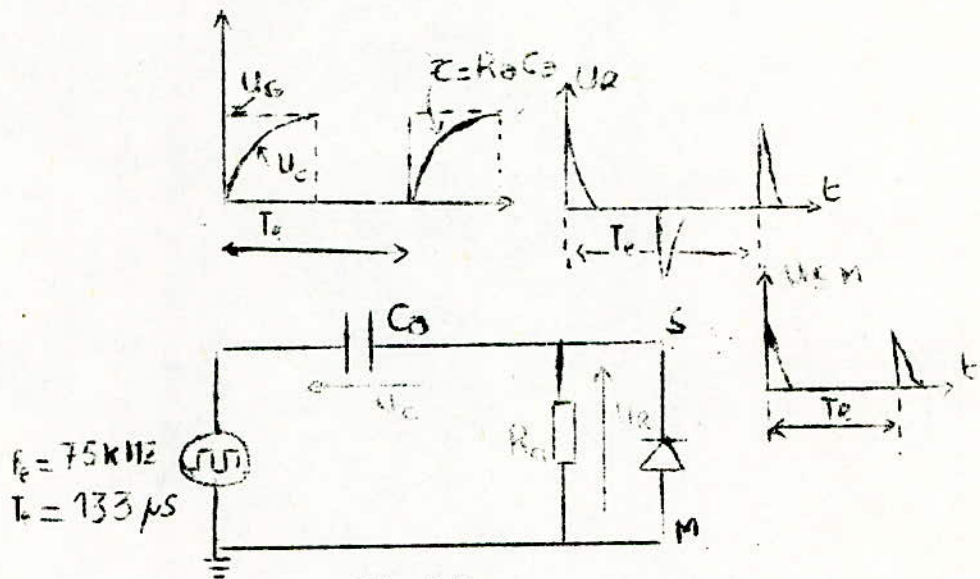


Fig.3 2.

Pour obtenir ces impulsions brèves, nous avons considéré la condition :

$$\tau \ll T_e$$

nous avons pris $\tau = R_a C_a = \frac{1}{100} T_e = \frac{1}{100} \frac{1}{f_e}$

nous avons choisi :

$$R_a = 6,8 \text{ K}\Omega$$

d'où $C_a = \frac{1}{100 f_e R_a} = \frac{1}{100 (7,5) 10^3 (6,8) 10^3} = 196 \text{ PF}$

nous prenons :

$$C_a = 220 \text{ PF}$$

V_{ce} (V)

V_{cc}
 $V_{cc} = 6V$

$T_p = 300 \mu s$

$V_{ce} + V_{ces}$

V_{ce}

$T_p = 100 \mu s$

t_{r1}

$t_{r2} = 53 \mu s$

$V_{ce} + V_{ces}$

V_{ce}

$V_{cc} = 6V$

$V_{ce} + V_{ces}$

t_{gr}

OSCILLOGRAMMES du MONOSTABLE
obtenus pour $f_c = 3 KHz$

5

10

15

34 - RESULTATS EXPERIMENTAUX.

341 - VARIATION DE LA DUREE DE L'IMPULSION EN FONCTION DE LA RESISTANCE DE BASE R_{B2}

En maintenant fixes les paramètres du circuit et en faisant varier R_{B2} entre ses deux valeurs limites, nous avons relevé les durées de l'impulsion correspondantes.

R_{B2} (K Ω)	15	22	33
T_d (exp) (μ s)	70	100	150

Les ~~deux~~ valeurs extrêmes de R_{B2} sont déterminées à l'aide de la relation :

$$R_{B2} = \beta \frac{R_{c2}}{N}$$

* La valeur maximale est :

$$R_{B2 \text{ max}} = \beta \frac{R_{c2}}{N} \quad \text{pour } \underline{N=1} \quad (\& \text{ la limite de la saturation})$$

d'où $R_{B2 \text{ max}} = \frac{50 \cdot 10^3}{1} = 50 \text{ K}\Omega$, nous prenons $R_{B2 \text{ max}} = 37 \text{ K}\Omega$

* La valeur minimale est :

$$R_{B2 \text{ min}} = \beta \frac{R_{c2}}{N} \quad \text{pour } \underline{N=3} \quad (\text{pour } R_{B2} < R_{B2 \text{ min}}, \text{ c'est la saturation}).$$

$R_{B2 \text{ min}} = \frac{50 \cdot 10^3}{3} = 16,6 \text{ K}\Omega$, nous prenons : $R_{B2} = 15 \text{ K}\Omega$

COMMENTAIRE :

Nous constatons que lorsque R_{B2} double, la durée de l'impulsion double aussi, autrement dit les résultats du tableau confirme que la durée de l'impulsion varie linéairement avec la résistance de base R_{B2} .

342 - VARIATION DE LA DUREE DE L'IMPULSION EN FONCTION DE LA CAPACITE C.

Nous avons maintenu fixes les paramètres du circuit et faisant varier C, nous avons relevé les résultats du tableau.

C (nF)	4,7	6,8	10
T_d^{exp} (s)	70	100	140
$t_{r exp}$ (rs)	20	35	45

COMMENTAIRE :

D'après le tableau, T_d varie dans le même sens que C lorsque la valeur de C double, T_d double aussi, nous pouvons conclure que T_d varie linéairement avec la capacité C.

343 - INFLUENCE DE RESISTANCE D'EMETTEUR SUR LE SEUIL DE DECLENCHEMENT ;

En maintenant fixes les paramètres du circuit, nous avons relevé les résultats du tableau ci-dessous pour R_E variable.

R_E (Ω)	100	220	470	560	ETAT STABLE	
ETATS DES TRANSISTORS	T_1 SAT T_2 SAT	T_1 Bloq T_2 sat	T_1 bloq T_2 Sat	T_1 bloq T_2 Sat		
V_{B1} (V)	1,5	1,3	1,1	1		
V_E (V)	0,8	1	1,6	2		
$V_{B1} - V_E = V_{BE1}$ (V)	0,7	0,3	-0,5	-1		
V_{B1} (seuil) (V)	"	1,4	2,2	2,5		ETAT INSTABLE
V_E (V)	"	0,6	1,4	1,9		
$V_{BE1} = V_{B1} - V_E$ (V)	"	0,8	0,8	0,6		

COMMENTAIRE :

On constate que pour R_E égale à 100Ω , la différence de tension V_{BE} est supérieur à $0,5\text{ V}$ ($V_{B1} > V_E + V_{\gamma}$), le transistor T_1 est donc saturé, et le circuit ne peut changer d'état par l'application du signal de déclenchement. Dans l'état stable, T_1 reste bloqué lorsque R_E augmente, en effet la différence V_{BE} est inférieure à $0,5\text{ V}$ ($V_{B1} < V_E + V_{\gamma}$). De plus V_{BE} devenant de plus en plus petit la tension de seuil de déclenchement augmente avec R_E .

344 - TEMPS DE RECOUVREMENT DU CIRCUIT MONOSTABLE.

On a vu sur les chronogrammes précédents (Fig.31.) que le circuit n'était complètement revenu à son état stable qu'un certain temps après la fin de l'impulsion. Cette durée (t_r) qui s'ajoute à la durée T_d est le temps de recouvrement du circuit, elle dépend de la constante de temps τ_{ch} ($\tau_{ch} = R_{c1} \cdot C$).

Supposons que le circuit monostable reçoit à son entrée (base de T_1) des impulsions positives espacées d'une durée à peine supérieure à T_d .

A la fin d'un intervalle T_d , la capacité C se recharge à travers R_{c1} et la durée de cette recharge est le temps de recouvrement.

Si une nouvelle impulsion de déclenchement est appliquée avant la fin de la recharge de C , les tensions V_{B2} et V_{c1} n'ont pas encore atteint leurs valeurs finales, il en résulte que la durée T'_d de l'état instable après la 2ème impulsion est inférieure à T_d ; On obtient finalement un train périodique de cycle différents, représentés sur la figure 34 pour $f_e = 8\text{ KHZ}$.

($T_e = 125\ \mu\text{s}$).

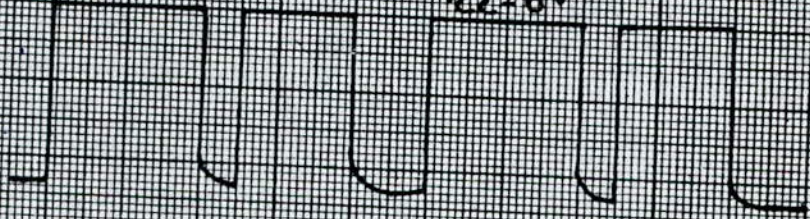
V_e



V_{ce}

$T_p = 125 \mu s$

$V_{cc} = 6V$



V_{ce}



V_{c1}



OSCILLOGRAMMES du Monostable
obtenus pour $f_e = 8 \text{ KHZ}$.

5

10

15

20

35 - QUESTIONNAIRE PROPOSE POUR LE TP.

351 - PREPARATION DU TP.

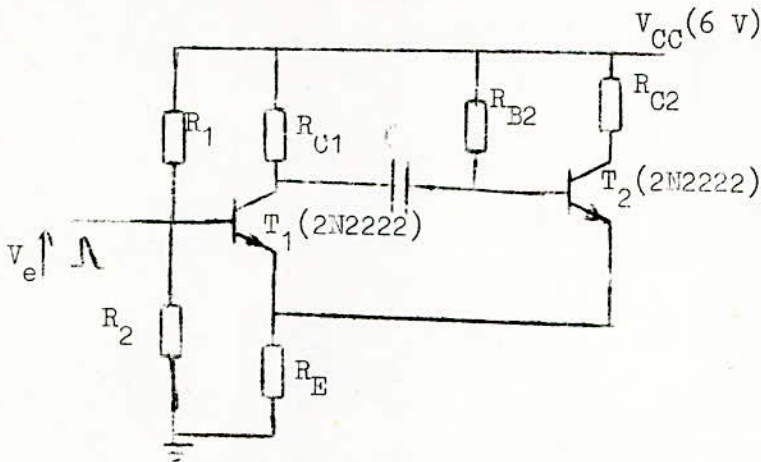


Fig.3 5.

- 1 - En *utilisant les paramètres* des transistors du montage *avoir* calculer la valeur de R_{C2} pour un temps de montée de 180 ns avec $\beta = 50$ et une capacité collecteur $C_{ob} = 8\text{ pF}$.
- 2 - En supposant que dans l'état stable T_2 est saturé, calculer R_{B2} pour un facteur de saturation n . Négale à 2 avec: $V_{E2} = 0,2 V_{CC}$ en déduire R_E .
- 3 - Calculer la valeur de R_2 pour que T_1 soit bloqué.
- 4 - Calculer la capacité C et la résistance R_{C1} pour une durée de l'impulsion de sortie T_d de $100\ \mu\text{s}$ et un temps de recouvrement de $33\ \mu\text{s}$?
- 5 - Calculer la fréquence maximale d'attaque pour laquelle le circuit fonctionne en monostable.
- 6 - Pour une fréquence d'entrée légèrement supérieur à $f_{e\text{ max}}$, que se produit - il ?
- 7 - En supposant R_{C2} fixe, déterminer $R_{B2\text{ max}}$, en utilisant les paramètres du transistor et en tenant compte que T_2 ne doit pas passer dans le régime actif.
- 8 - En supposant R_{C2} fixe, déterminer $R_{B2\text{ min}}$, en tenant compte que T_2 ne doit pas passer dans le régime de sursaturation.

9 - Calculer T_d correspondant aux valeurs de R_{B2} comprises entre ses valeurs limites ?
conclusion.

352 - MANIPULATION .

Réaliser le montage de la figure 35.

$R_1 = 1\text{K}\Omega$ $R_2 = 330\text{K}\Omega$ $R_{C1} = 22\text{K}\Omega$

$R_{C2} = 1\text{K}\Omega$ $R_E = 220\Omega$ $C = 6,8\text{ nF}$

- 1 - Relever les valeurs de V_{C1} , V_{B1} , V_{C2} , V_{B2} , et V_E ,
indiquer les états des deux transistors.
- 2 - Attaquer le montage par des impulsions positives de
fréquence : $f_e = 5\text{ KHZ}$.
 - Relever les chronogrammes de V_{C2} et V_{B2} .
 - Relever le temps de montée et le temps de descente.
- 3* - Pour : $f_e = 8\text{KHZ}$
Relever V_{C2} et V_{B2} et V_{C1} - conclusion.
- 4 - Faire varier R_{B2} ($15\text{ K}\Omega$ $33\text{ K}\Omega$)
Relever T_d - conclusion.
- 5 - Faire varier C ($4,7\text{ nF}$ 10 nF)
Relever T_d - conclusion.
- 6 - Faire varier R_E (100Ω 560Ω)
Relever les valeurs de V_{B1} et V_E dans les deux
états - conclusion.

CHAPITRE.4 : BASCULES.

4.1. Introduction.

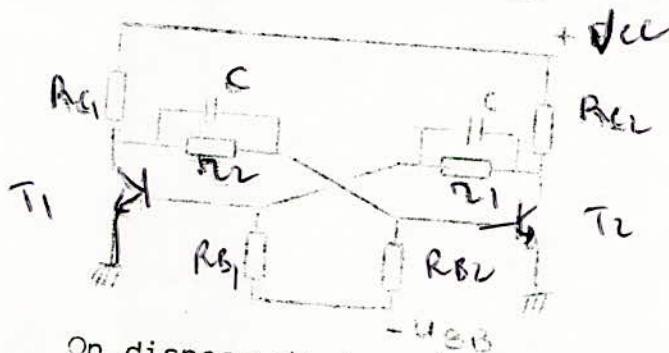
Une bascule (trigger de Schmitt, flip flop, multi-bistable) est un montage possédant deux états stables; qui délivre des impulsions de sortie.

Lorsque des impulsions de commandes sont appliquées à l'entrée, un cycle complet de signal de sortie (c'est-à-dire une impulsion) est obtenue après deux impulsions d'entrée on dit qu'une bascule est un diviseur de fréquence par deux.

Une bascule à transistor comprend deux étages d'amplification à liaison croisée entre sortie et entrée à l'aide de circuit exemple une résistance (R) ou une cellule résistante en parallèle avec une capacité C (R // C) les liaisons sont collecteur T_1 et la base T_2 .

4.2. Fonctionnement du bistable.

On utilise le montage ci-dessous.



On dispose de deux étages d'amplificateur inverseur à transistor T_1 et T_2 tels que la sortie de chacun des deux soit reliée à l'entrée de l'autre par l'intermédiaire d'un pont de résistance (R_{Bi} , $\forall i$) ramenées à une source de tension.

Fonctionnement

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

Soit le transistor T_1 possédant un courant plus important que T_2 (le transistor T_1 est plus conducteur que T_2) cela est dû au léger déséquilibre. D'où le courant I_{c1} augmente

la tension au borne de R_{c1} augmente, on observe une diminution de la tension

Cette diminution est appliquée à la base T_2 . Le diviseur potentiométrique (r_2 R_{B2}) fait que le courant I_{b2} (courant de la base T_2) se réduit de plus en plus ; on observe alors une augmentation de la tension U_{c2} qui est transmise à la base de T_1 par le pont (r_1 et R_{B1}) d'où un nouveau accroissement du courant I_{c1} et une diminution de U_{c1} ce qui a pour effet de rendre le transistor T_1 encore plus conducteur.

Le processus étant cumulatif il conduit à un état stationnaire lorsque la base T_2 tend vers V_{B2} (tension de blocage).

En pratique, on ajoute une capacité parallèle à r_1 et r_2 pour s'assurer que la variation tension sur un collecteur soit bien transmise rapidement à la base de l'autre transistor.

4.2.1. Déclenchement du bistable.

On suppose qu'on ait l'état T_1 bloqué T_2 saturé (conducteur).

Pour faire basculer le bistable (c.a.d avoir le 2eme état T_1 saturé T_2 bloqué) on a trois types d'attaque.

- a. l'attaque d'un des deux collecteurs par des impulsions positives ou négatives
- b. l'attaque l'une des deux bases par des impulsions positives ou négatives
- c. l'attaque est appliquée aux deux bases ou aux deux collecteurs (en utilisant un montage approprié)

1.a. L'attaque est appliquée à un collecteur:

Considérant le cas d'un transistor NPN et l'état stable initial (T_1 bloqué, T_2 saturé).

On doit attaquer le collecteur T_1 par une impulsion négative (ou bien on attaque le collecteur T_2 par une impulsion positive) ceci nous conduit à l'état 2 (T_1 saturé, T_2 bloqué)

2.b. L'attaque d'une des 2 bases.

Si on applique à cette bascule une impulsion positive elle n'aura aucun effet sur le transistor T_1 , mais elle rendra le transistor T_2 conducteur, ceci se représentera par une chute de la tension U_{c2} . Cette diminution de tension est appliquée par le diviseur potentiométrique (r_1 et R_{B1}) sur la base T_1 de moins en moins conducteur d'où une augmentation de U_{c1} , cette augmentation va être transmise par le diviseur potentiométrique (r_2, R_{B2}) d'où le transistor T_2 deviendra plus conducteur ceci conduit à un état stable T_1 bloqué, T_2 saturé.

Si on applique maintenant une impulsion négative de déclenchement et en supposant que le transistor T_1 conduit et T_2 bloqué (avant l'application du signal d'entrée). Cette impulsion n'aura aucun effet sur le transistor T_2 mais la tension du collecteur de T_1 augmente cette variation de tension est transmise à l'aide du diviseur potentiométrique (r_1, R_{B2}) à la base de T_2 ce qui aura pour effet de rendre T_2 conducteur, on aboutit à un nouvel état stable caractérisé par T_1 bloqué et T_2 saturé (conducteur).

3.c. L'attaque est appliquée à une entrée unique (que ce soit pour les 2 collecteurs ou aux 2 bases.).

Soit initialement on a l'état stable suivant T_1 saturé (conducteur) T_2 bloqué le basculement peut être produit par l'application d'une impulsion négative sur la base de T_2 .

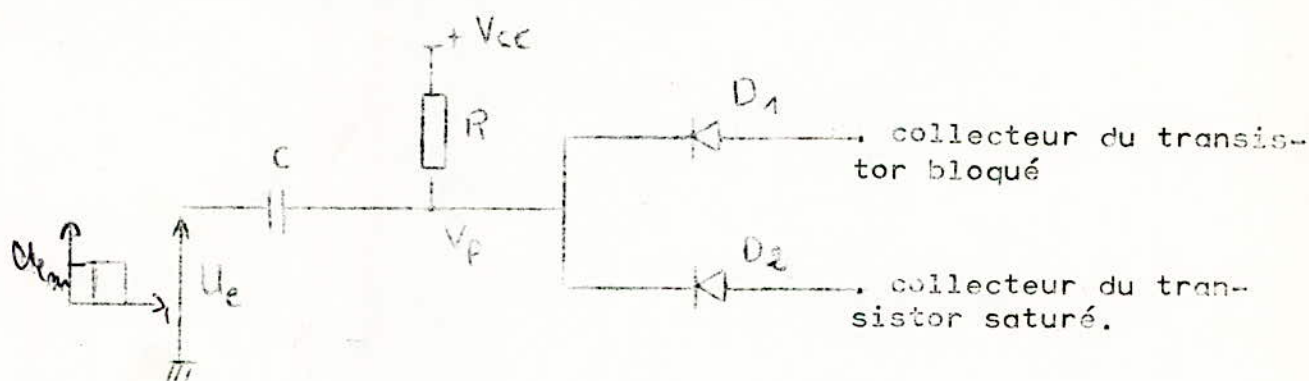
Supposant maintenant qu'une impulsion de déclenchement soit appliquée simultanément aux deux entrées (aux 2 bases) par exemple une impulsion positive, cette impulsion a tendance à faire conduire le transistor bloqué (NON) et à accroître la conduction du transistor qui conduisant dans ce cas le transistor conducteur demeure dans cet état pendant l'action de l'impulsion et le processus de basculement est ralenti le temps de montée et de descente du signal sont allongés à cause de la saturation du transistor qui était conducteur avant l'application de l'impulsion de déclenchement.

- on aboutit à une conclusion analogue avec l'application d'impulsion négative car dans ce cas le transistor bloqué reste bloqué pendant l'action de l'impulsion.

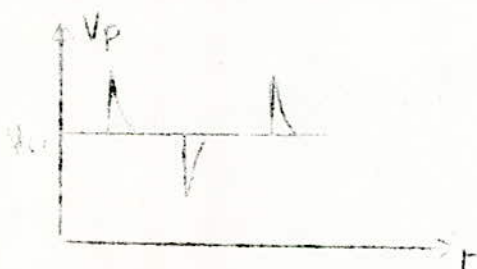
- Pour éliminer cette action ralentie on utilise des diodes de commande à l'entrée des transistors (base).

En effet considérons une bascule avec des transistors NPN commande pas des impulsions positives et supposons que T_1 est conducteur et T_2 bloqué.

Le montage utilisé à l'entrée de bascules à diode de commande est le suivant :



La tension vue en V_p est la suivante



avec $V_p = \begin{cases} V_{cc} + U_{em} e^{-1/\tau} \\ V_{cc} - U_{em} e^{-1/\tau} \end{cases}$

L'anode de la diode D_1 est reliée au collecteur du transistor bloqué on a la tension à l'anode de D_1 égal à U_{cc}

L'anode de la diode D_2 est reliée au collecteur du transistor saturé, on a la tension à l'anode de D_2 nul

Sans l'application d'impulsion à l'entrée de l'étage dérivateur () la tension de . Les diodes D_1 et D_2 sont toutes les deux des diodes bloquées pour D_1 on a la tension à l'anode de sa cathode supérieure à celle de l'anode.

- Avec l'application d'impulsion carrée on obtient la tension de V_p

Avec V_p toujours positif.

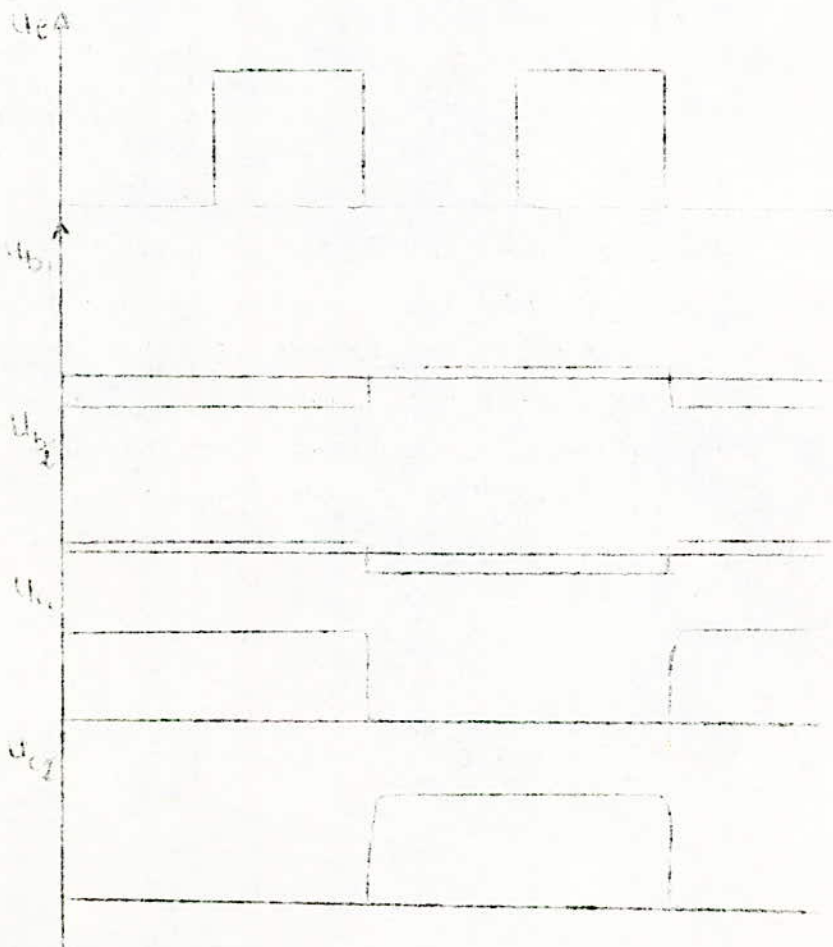
La diode D_2 restera toujours bloquée.

La diode D_2 est bloquée lorsque la tension V_p varie entre

U_{cc} et 0.

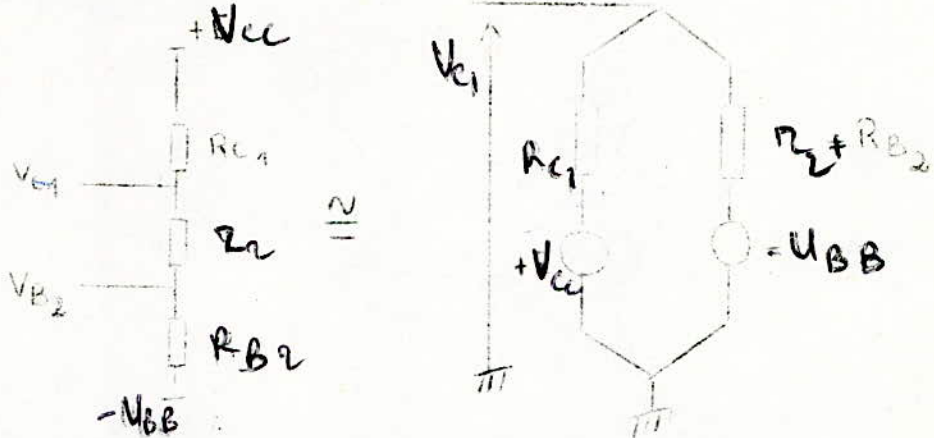
La conduction de D1 nous permettra d'attaquer la bascule et rendra le transistor bloqué en un transistor saturé et par suite le transistor saturé deviendra bloqué (caractéristique de la bascule) lorsque la deuxième impulsion arrive (dont la tension est comprise entre U_{cc} et 0) la diode D1 deviendra bloquée et la diode D2 deviendra conductrice dans ce cas la diode D2 nous permettra d'attaquer la bascule et aussi on aura un changement d'état.

Diagramme des temps du bistable



4.2.2. Calcul des tensions.

Soit T1 bloqué et T2 saturé; Calculs de $V_{C1}, V_{B1}, V_{C2}, V_{B2}$.
 En négligeant le courant qui passe dans la base de T2 par rapport au courant qui passe par R_{C1} et R_B on aura le montage équivalent.



On aura alors d'après le théorème de Millman

$$V_{C1} = \frac{V_{CC}(r_2 + R_{B2}) - U_{BB}R_{C1}}{R_{C1} + r_2 + R_{B2}}; \quad V_{B2} = V_{BE \text{ sat}}$$

T2 étant saturé $V_{C2} = V_{CE}$

On sait que $V_{CE \text{ sat}} = 0,3V$, puisque $V_E = 0$ (masse)

$$V_{C2} = 0,3$$

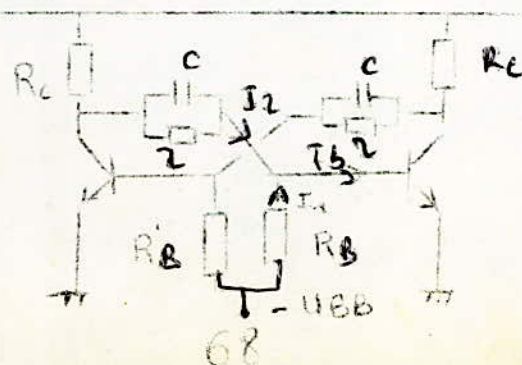
On sait que T1 bloqué le transistor T1 représente un circuit ouvert. Soit le montage équivalent

$$V_{B1} = - \frac{r_1}{R_{B1} + r_1} U_{BB}$$



4.3. Calcul des éléments d'une bascule.

Soit le montage suivant :



$$+E = +V_{CC}$$

- Choix de U_{ce} $U_{ce} = (0,75 \div 0,95) U_{cc}$
- Choix de U_{ce} $U_{ce} \ll V_{cc} \ll V_{ce \text{ max}}$

- Choix du courant de saturation

$$20 I_{co \text{ max}} \ll I_{cs} < I_{cm \text{ max}}$$

- Calcul de la fréquence maximum des impulsions d'entrée

$$f_{\text{max}} = \frac{1}{3} f_x$$

- Calcul de la résistance R_c

On a

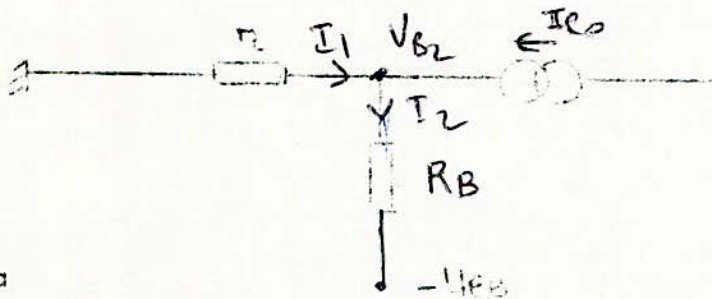
$$R_c I_{csat} = U_{cc} - U_{ce \text{ sat}} = V_{cc} - U_{ce \text{ sat}} = 0,9 V_{cc}$$

$$\text{d'où } R_c = \frac{0,9 V_{cc}}{I_{csat}}$$

- Calcul de la résistance R_b

On considère le blocage de T1 ou de T2

Soit T1 bloqué \rightarrow T2 saturé \rightarrow on aura le schéma équivalent suivant



On a

$$I_2 = I_1 + I_{CO}$$

$$I_1 = 0 - V_{be} \quad I_1 = - \frac{V_{be}}{2}$$

$$I_2 = \frac{V_{be} + U_{BE}}{R_B}$$

$$\text{d'où } I_2 = I_1 + I_{CO}$$

$$\frac{V_{be} + U_{BE}}{R_B} = - \frac{V_{be}}{2} + I_{CO}$$

$$\frac{V_B}{R_B} + \frac{U_{BB}}{R_B} = -\frac{V_B}{r} + I_{CO}$$

transistor NPN d'où T2 bloqué veut dire $V_{B2} \leq 0$

$$\frac{V_B (r + R_B)}{r R_B} = \frac{(I_{CO} R_B - U_{BB})}{R_B}$$

$$V_B \leq 0 \Rightarrow I_{CO} R_B - U_{BB} \leq 0$$

$$R_B \leq \frac{U_{BB}}{I_{CO}}$$

. Calcul de la résistance

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

(qui est $I_b \gg \frac{I_c \text{ sat}}{\beta}$)

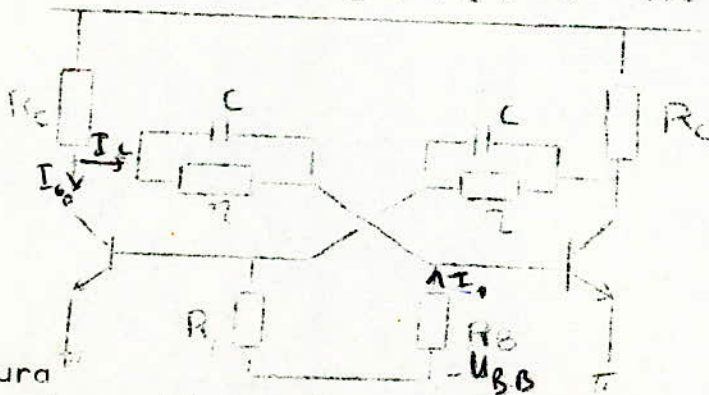
On a

$$I_1 + I_b = I_2 \quad I_b = I_2 - I_1$$

$$I_1 = \frac{U_{BB} - U_{BE5}}{R_B}$$

$$U_{CE} = U_{BE5} + r I_2 + R_C I_1$$

$$= U_{BE5} + r I_2 + R_C (I_2 - I_{CO}) + V_{CC}$$



On aura

$$I_2 = \frac{V_{CC} - U_{BE5} + R_C I_{CO}}{R_C + r}$$

On a d'autre part

$$I_{CS} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{R_C}$$

d'où on doit avoir $I_2 - I_1 \geq \frac{I_{CS}}{\beta}$

En remplaçant I_2 et I_1 par leur valeur

$$\frac{U_{CC} - R_C I_{CO} - U_{EBS}}{R + R_C} - \frac{U_{BB} - U_{EBS}}{R} \geq \frac{U_{CC} - U_{CES}}{R_C \beta}$$

On a les conditions suivantes

$$U_{CC} \gg U_{EBS}$$

$$U_{CC} \gg R_C I_{CO}$$

$$U_{BB} \gg U_{EBS}$$

$$U_{CC} \gg U_{CES}$$

En tenant compte de ces conditions on aura alors

$$\frac{U_{CC}}{R + R_C} - \frac{U_{BB}}{R_C} \geq \frac{U_{CC}}{R_C \beta_{min}}$$

On doit remplacer β par β_{min} qui provient $I_b \geq \frac{I_{CS}}{\beta}$

(plus que la saturation)

$$\text{avec } I_b = N I_{bS}$$

$$\text{avec } N = (1 + 1,5)$$

$$\frac{U_{CC}}{R + R_C} - \frac{U_{BB}}{R_C} \geq \frac{N U_{CC}}{\beta_{min} R_C}$$

$$\frac{1}{R + R_C} \geq \frac{U_{BB}}{R_C U_{CC}} + \frac{1}{\beta_{min} R_C}$$

d'où

$$R \leq \left[\frac{1}{\frac{U_{BB}}{R_C U_{CC}} + \frac{1}{\beta_{min} R_C}} - R_C \right]$$

. Détermination de la capacité C

$$C = (100 + 600) \text{ nF}$$

4.4. Réalisation du bistable.

Pour la réalisation du bistable on prend deux transistors 2N.17.11 dont les caractéristiques sont les suivants

$$\begin{array}{lll}
 U_{ce\max} = 50V & U_{ce\max} = 5V & I_{ce\max} = 10 \mu A \\
 U_{ce\max} = 50V & I_{c\max} = 1A & \beta = 100 \\
 f_x = 70 \text{ MHz} & &
 \end{array}$$

- Calcul des éléments
- Choix de U_{cc}

$$U_{ce} \ll U_{cc} \ll U_{cB \max}$$

Pour le transistor 2N.17.11 on a $U_{ce} = 0,3V$

$$U_{ce\max} = 50V$$

On prend $U_{cc} = 6V$

$$0,3V \ll 6 \leq 50V$$

- Choix de U_{BB}

$$U_{BB} = \frac{U_{cc}}{2.4} = 3$$

$$U_{BB} = 3V$$

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

$$f_{\max} = \frac{1}{3} f_x = \frac{250}{3} = 23 \text{ MHz}$$

$$f_{\max} = 23 \text{ MHz}$$

- Choix du courant I_{CS}

On sait que $20 I_{co} \ll I_{cs} < I_{c \max}$

$$\text{d'où } 200 \mu A < I_{cs} < 1A$$

$$I_{cs} = 6 \text{ mA}$$

- Calcul de R_c

On sait que à la saturation on a

$$R_c = \frac{U_{ce} - U_{cep}}{I_{cs}} = \frac{0,3 U_{ce}}{I_{cs}} = 900 \Omega$$

nous prenons

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

. Calcul de la résistance R_B

nous avons $R_B \leq \frac{U_{BB}}{I_{CO \max}}$

$$R_b < \frac{0,8 U_{BB}}{I_{CO \max}} = 240 \text{ k}\Omega$$

nous prenons

$$R_B = 100 \text{ k}\Omega$$

. Calcul de la résistance r

nous avons

$$r \leq \left[\frac{1}{\frac{U_{BB}}{R_B U_{CC}} + \frac{1}{\beta R_C}} - R_C \right] = 65 \text{ k}\Omega$$

avec

$$\beta_{\min} = \beta$$

$$N = (1 + 1.5)$$

nous prenons

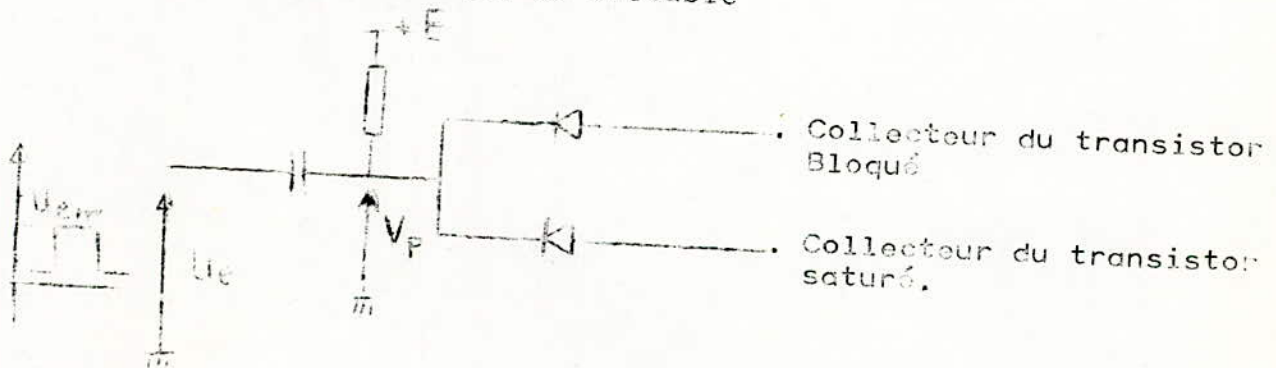
$$r = 10 \text{ k}\Omega$$

- Capacité C

$$C = (100 \text{ à } 600) \text{ pF}$$

on choisira $C = 200 \text{ pF}$

- Montage d'attaque du bistable



La tension recueillie au point D sera égale à

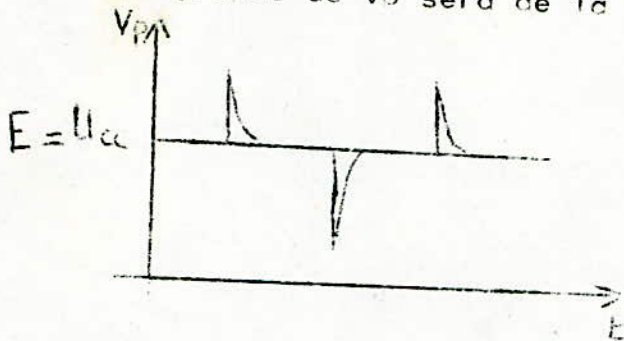
$$V_{D1} = E + U_{em} e^{-t/\tau}$$

$$V_{D2} = E - U_{em} e^{-t/\tau}$$

pour $U_e = U_{em}$

pour $U_e = 0$

Le graphe de V_D sera de la forme

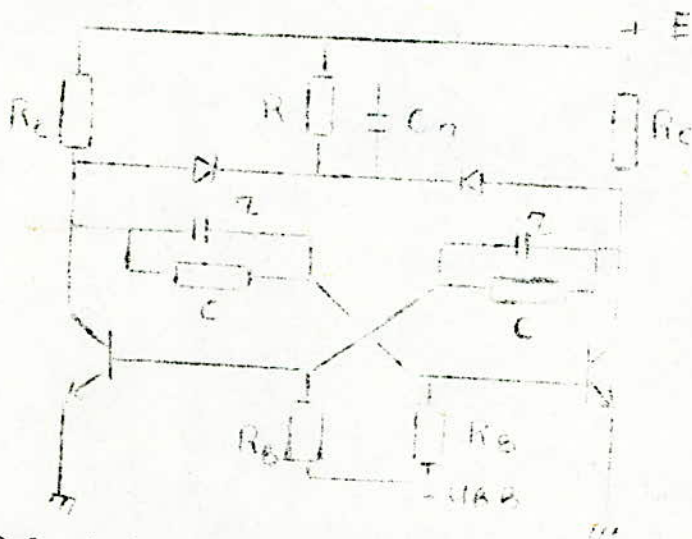


pour que l'on ait des impulsions

Bref on prend

$$R = 5,0 \text{ k}\Omega; C = 220 \text{ pF}$$

Le montage sera alors



4.5. Calcul des temps de montée et de descente

Comme on l'a vu au premier chapitre le temps de montée et de descente de ce type de montage.

$$t_{rv} = \tau_B \ln \left[\frac{t_{re}}{B\tau_c} + 1 \right] \quad \text{et} \quad t_{fv} = \frac{1}{\tau_c - \tau_B} \ln \frac{1}{1 - \tau_B \left[\frac{1}{\tau_c} - 1 \right]}$$

(Calcul théorique)

En visualisant le temps de montée et de descente à l'aide de l'oscillo la formule littérale change car la capacité de charge a une grande influence sur t_{rv} ;

Les formules des temps de montée et de descente deviennent

$$t_{rv} = \sqrt{\tau_{fv}^2 + \left[\frac{\tau_c \tau_B}{\tau_c - \tau_B} \right]^2} \quad \text{et} \quad t_{fv} = \tau_c \ln \frac{1}{1 - \tau_B \left[\frac{1}{\tau_c} - 1 \right]}$$

avec

$$\tau_{ch} = R_c \cdot C_1$$

$$\tau_e = \sqrt{\tau_\beta^2 + \tau_{ch}^2}$$

avec

$$\tau'_{ch} = R_c \cdot C_2$$

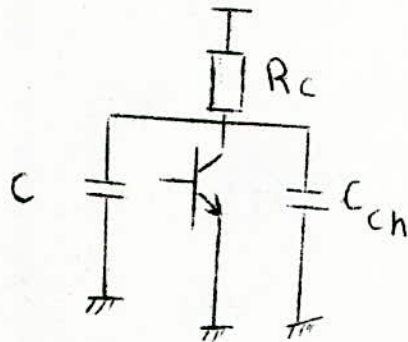
- Calcul de C_1 et C_2

- Calcul de C_1

C_1 est la capacité vue sur le collecteur de T_2 lorsqu'il se bloque ;

et on sait que si T_2 se bloque T_1 se sature d'où la capacité C du montage va être en parallèle avec la capacité de charge.

On aura le schéma équivalent.



C_{ch} = Capa de l'oscilloscope

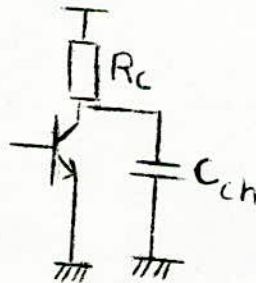
d'où $C_1 = C // C_{ch}$

- Calcul de C_2

$$C_1 = (C + C_{ch})$$

C_2 est la capacité vue sur le collecteur de T_2 lorsqu'il se sature.

Et on sait que si T_2 se sature T_1 se bloque d'où la capacité vue sur le collecteur ne sera que celle de la capacité de charge C_{ch}



d'où $C_2 = C_{ch}$

La formule de t_{rV} ; t_{fV} deviendra

$$t_{fv} = \sqrt{t_{FE}^2 + [2,2\tau_{ch}]^2}$$

$$t_{fv} = \tau_e \ln \frac{1}{1 - \tau_{\alpha} [\tau_c^{-1} - \tau_{\beta}^{-1}]}$$

$$\tau_{ch} = R_c C_{ch}$$

4.6. Résultat expérimental.

- Calcul des tensions V_{C1} ; V_{C2} ; V_{B1} ; V_{B2} pour notre montage

. Soit T_1 bloqué et T_2 saturé

$$V_{C1} = 5,8V$$

$$V_{B2} = 0,7V$$

$$V_{C2} = 0,3V$$

$$V_{B1} = -0,27V$$

- Mesure des tensions V_{C1} ; V_{C2} ; V_{B1} ; V_{B2}

$$V_{C1} = 5,9V$$

$$V_{B2} = 0,6V$$

$$V_{C2} = 0,3V$$

$$V_{B1} = -0,3V$$

On remarque que les résultats théoriques concordent avec le résultat expérimental

- Diagramme des oscillogrammes de V_{C1} ; V_{B1} ; V_{C2} ; V_{B2}

avec $R_{C1} = R_{C2} = 1K \Omega$

$$R_{b1} = R_{b2} = 100 K \Omega$$

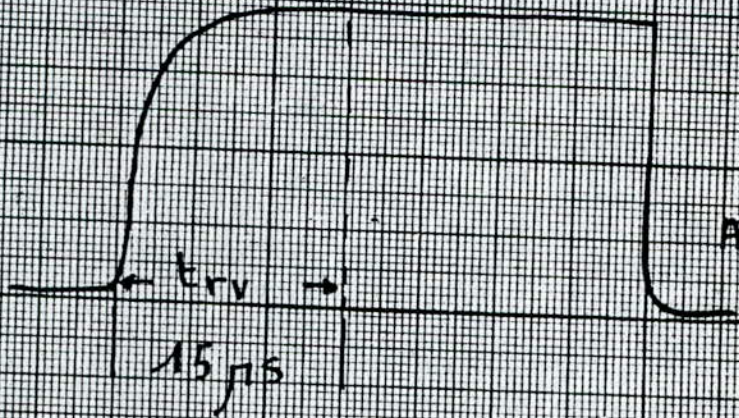
$$\tau_1 = \tau_2 = 10K \Omega$$

a. pour $C = 200 pF$

b. pour $C = 10 nF$

V_c (V)

6



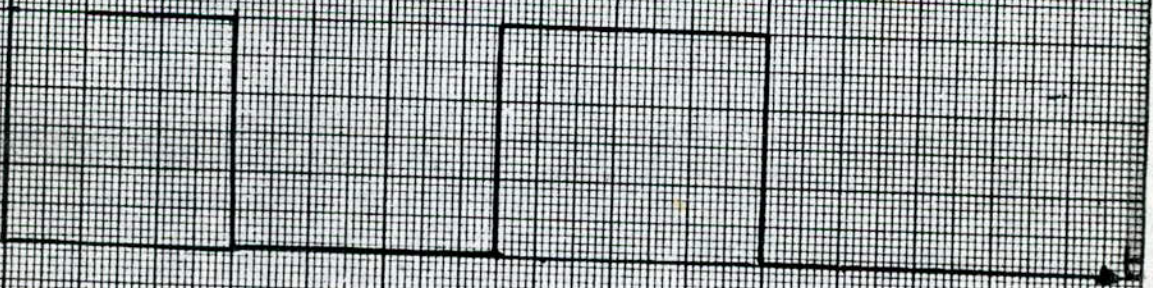
V_c (V)

6



V_c (V)

4



OSCILLOGRAMMES
de SORTIE

D'après les oscillogrammes on a les résultats suivants :

- Pour $c = 10 \text{ nF}$

$$trv = 15 \mu\text{s}$$

$$tfv = 0,01 \mu\text{s}$$

- Pour $c = 200 \text{ pF}$

$$trv = 1 \mu\text{s}$$

$$tfv = 0,01 \mu\text{s}$$

En utilisant les formules théoriques, on trouve :

- Pour $c = 10 \text{ nF}$

$$trv = 14 \mu\text{s}$$

$$tfv = 0,025 \mu\text{s}$$

- Pour $c = 200 \text{ pF}$

$$trv = 0,9 \mu\text{s}$$

$$tfv = 0,02 \mu\text{s}$$

- Pour $c = 10 \text{ nF}$

On constate que les valeurs expérimentales et théoriques sont pratiquement égales :

- Pour $c = 200 \text{ pF}$

$$trv = 1 \mu\text{s}$$

$$tfv = 0,01 \mu\text{s}$$

En utilisant les formules théoriques, on trouve :

- Pour $c = 10 \text{ nF}$

$$trv = 14 \mu\text{s}$$

$$tfv = 0,025 \mu\text{s}$$

- Pour $c = 200 \text{ pF}$

$$trv = 0,9 \mu\text{s}$$

$$tfv = 0,02 \mu\text{s}$$

4.7 - Questions proposées pour la préparation du T.P.

1- Calculer la valeur de la résistance maximale de R_B pour que l'etabli fonctionne

$$E = 6V ; U_{BB} = -3V , R_c = 1,0 \text{ k}\Omega ; r = 10 \text{ k}\Omega$$

2- Calculer la valeur de la résistance maximale de r pour que l'etabli fonctionne

$$E = 6V ; U_{BB} = -3V ; R_c = 1,0 \text{ k}\Omega ; R_b = 100 \text{ k}\Omega$$

3 - Quel type d'impulsion peut-on appliquer sur les collecteurs ou les bases des transistors pour qu'il y est basculement .

4 - Proposer un montage qui permet d'avoir un signal dont la fréquence est égale au quart de la fréquence d'attaque .

5 - Calculer le temps de montée et de descente de la bascule sachant que la fréquence de coupure du transistor est égale à 70 MHz

$$\text{A.N. } R_c = 1,0 \text{ k}\Omega ; r = 10 \text{ k}\Omega \text{ et } c \text{ de l'oscilloscope } 50 \text{ pF}$$

$$R_B = 100 \text{ k}\Omega ; c = 200 \text{ pF}$$

6 - Calculer le temps de montée et de descente pour :

$$R_c = 1 \text{ k}\Omega \quad r = 10 \text{ k}\Omega \quad \text{et } c \text{ de l'oscilloscope} = 50 \text{ pF}$$

$$R_B = 100 \text{ k}\Omega \quad c = 10 \text{ nf}$$

4.8 - Questions proposées pour la manipulation

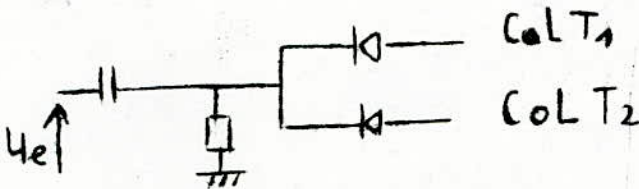
- 1 - Réaliser le montage avec $\begin{cases} R_c = 10 \text{ k}\Omega & r = 10 \text{ k}\Omega \\ R_b = 100 \text{ k}\Omega & c = 100 \text{ pF} \end{cases}$
 $V_{cc} = 6 \text{ V} \quad V_{bb} = -3 \text{ V}$

Déterminer le transistor bloqué et le transistor saturé ?

2 - Remplacer la résistance R_B par une résistance égale à 270 k - qu'observe-t-on ?

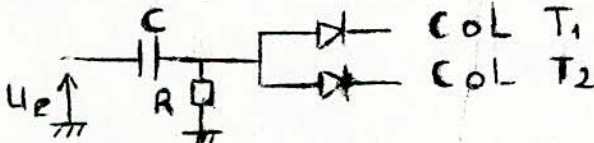
3 - Remplacer la résistance r par une résistance égale à 220 k - qu'observe-t-on ?

4 ^a Réaliser le montage d'attaque suivante :



Relever l'oxillogramme du collecteur de T1 ; T2 de la base de T1 et T2

4 ^b Réaliser le montage d'attaque suivant :



Relever les oxillogrammes des collecteurs T1 et T2

Relever les oxillogrammes des bases de T1 et T2

5 - Mesurer le temps de montée et de descente pour les deux cas : $c = 200 \text{ pF}$... $c = 10 \text{ nF}$

6 - Comparer les résultats théoriques avec les résultats expérimentaux .

CHAPITRE IV.

Le Trigger de Schmitt.

5.1. INTRODUCTION.

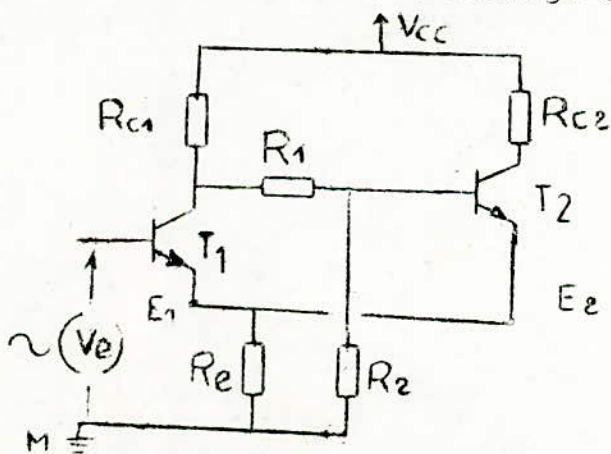
Le trigger de Schmitt est une forme particulière de multivibrateur bistable, il fournit des impulsions rectangulaires à sa sortie lorsque nous lui injectons un signal $V_e(t)$ à l'entrée de forme quelconque.

Le signal $V_e(t)$ passe par un niveau V_1' au temps " t_1 " et par un niveau V_1'' au temps " t_2 ". Les niveaux V_1' et V_1'' appelés seuils de basculement caractérisent le trigger de Schmitt car l'impulsion délivrée à sa sortie a pour largeur $\Delta t = t_2 - t_1$.

Nous avons à réaliser un circuit, trigger de Schmitt, dont les seuils V_1' et V_1'' devront être égaux respectivement à 2V et 1.5V. Ces deux valeurs contribueront ultérieurement au calcul des composants du circuit.

5.2. Principe de fonctionnement.

Nous utilisons le montage suivant :



En absence de signal à l'entrée, l'état stable est caractérisé par T_1 bloqué et T_2 conducteur.

En effet T_1 est bloqué puisque sa base est en l'air.

Sa tension de collecteur est donc égale à V_{cc} ; $V_{c1} = V_{cc}$.

Cette tension positive couplée à la base de T_2 polarise la jonction base-emetteur de T_2 dans le sens direct ; c'est ce qui fait conduire T_2 . Le courant d'émetteur de T_2 circulant alors dans R_e maintient l'émetteur de T_1 à un potentiel positif $V_{Re} = R_e I_{e2}$.

La polarisation inverse entre émetteur et base de T_1 maintient ce transistor dans l'état bloqué.

Lorsqu'on applique sur la base de T_1 , un signal d'amplitude supérieure à la tension d'émetteur de polarisation, ce transistor se débloque.

Il en résulte une diminution de la tension de collecteur de T_1 , cette variation de tension transmise sur la base de T_2 abaisse la tension d'émetteur, ce qui fait croître encore plus le courant de T_1 . Le processus est cumulatif et en un temps très bref T_2 est bloqué et T_1 conducteur. La tension de sortie prise sur le collecteur de T_2 est maximale $V_{c2} = V_{cc}$.

Le nouveau régime stable persiste, jusqu'à ce que le signal d'entrée, atteigne en décroissant l'amplitude suffisante pour bloquer T_1 . A ce moment là, l'action de basculement se reproduit et le circuit a repris rapidement son état initial avec T_1 bloqué et T_2 conducteur.

5.3. Expressions des seuils de basculement.

5.3.1. Seuil de déclenchement.

C'est la tension d'entrée V_1 qui débloquent le transistor T_1 . Nous supposons dans l'état initial que T_1 est bloqué et T_2 est conducteur, fonctionnant au régime actif afin de réduire le temps de désaturation.

Représentons le circuit correspondant à cette situation :

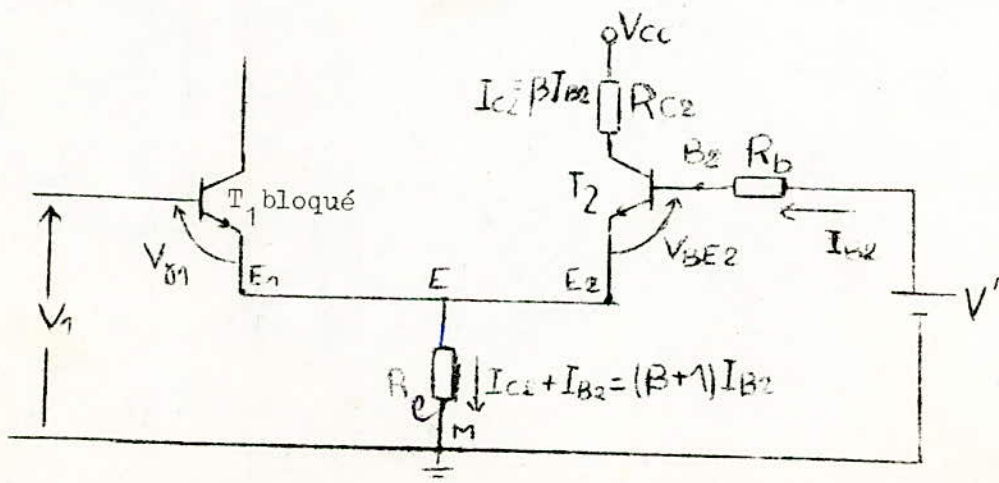


Fig.1

Nous avons remplacé V_{cc} , R_{c1} , R_1 et R_2 par la tension équivalente de Thevenin V' et en série avec R_b .

$$V' = V_{cc} \frac{R_2}{R_{c1} + R_1 + R_2} \quad \text{et} \quad R_b = \frac{R_2 (R_{c1} + R_1)}{R_{c1} + R_1 + R_2}$$

En observant la maille de droite, on a :

$$V' - V_{BE2} = (R_b + R_e (B+1)) I_{B2}$$

D'autre part : $V_{EM} = V_{EM2} = (I_{C2} + I_{B2}) R_e = (B+1) R_e I_{B2}$

On obtient :

$$V_{EM} = (V' - V_{BE2}) \frac{R_e (B+1)}{R_b + R_e (B+1)}$$

Nous trouvons finalement l'expression du seuil V'_1 :

$$V'_1 = V_{EM} + V_{\gamma 1} \quad \text{d'où} : \quad V'_1 = (V' - V_{BE2}) \frac{(B+1) R_e}{R_b + (B+1) R_e} + V_{\gamma 1}$$

5.3.2. Seuil de retournement.

Il est défini comme étant la tension d'entrée V''_1 , capable de débloquent T_2 .

Supposons alors que, T_2 est bloqué et T_1 fonctionne au régime actif.

Soit le circuit suivant correspondant à cet état :

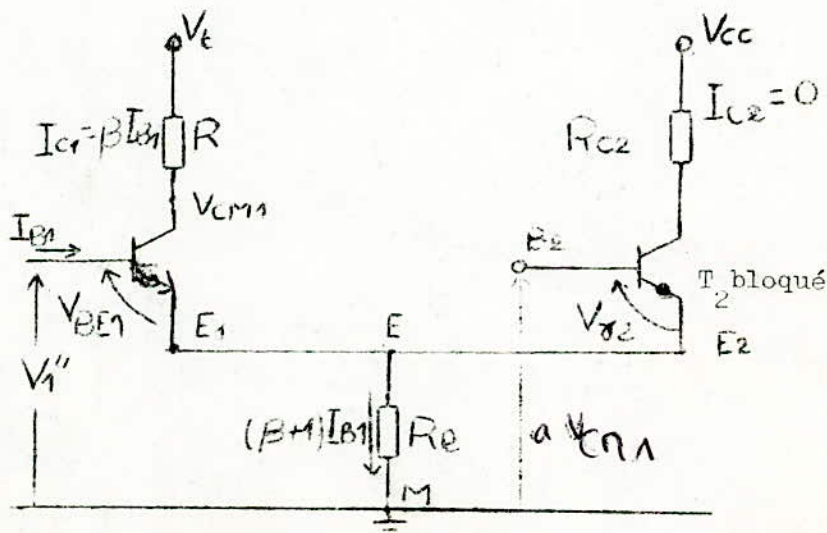


Fig.2.

Nous avons remplacé R_1 , R_2 , R_{c1} et V_{cc} par la tension équivalente de thevenin en série avec R .

$$V_t = V_{cc} \frac{R_1 + R_2}{R_{c1} + R_1 + R_2} \quad \text{et} \quad R = \frac{R_{c1} (R_1 + R_2)}{R_{c1} + R_1 + R_2}$$

Le diviseur R_1 , R_2 transmet une fraction de la tension V_{CM1} à la base de T_2 .

$$\text{On a : } V_{BM2} = a V_{CM1} \quad \text{où} \quad a = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Le signal d'entrée décroît et quand il atteint la valeur V''_1 , le transistor T_2 se débloque.

D'après la loi de Kirchoff nous avons :

$$\boxed{-a V_{CM1} + V_{\gamma 2} + (I_{B1} + I_{c1}) R_e = 0} \quad (2)$$

$$\text{où } V_{CM1} = V_t - I_{c1} R \quad \text{et} \quad I_{c1} = \beta I_{B1}$$

En remplaçant V_{CM1} par $V_t - I_{c1} R$ dans l'équation (2) nous trouvons :

$$\boxed{I_{c1} = \frac{a V_t - V_{\gamma 2}}{aR + R'_e} = \frac{V' - V_{\gamma 2}}{aR + R'_e}}$$

$$\text{avec } R'_e = R_e \frac{\beta + 1}{\beta}$$

$$\text{et } a V_t = V'$$

D'après le circuit précédent, nous avons

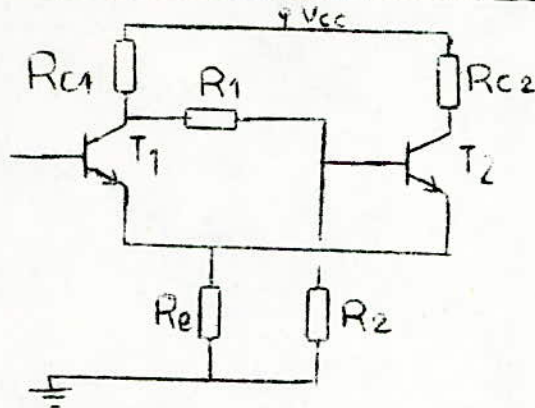
$$\begin{aligned} V''_2 &= V_{BE1} + (I_{B1} + I_{c1}) R_e = V_{BE1} + I_{c1} R'_e \\ &= V_{BE1} + \frac{R'_e}{aR + R'_e} (V' - V_{\gamma 2}) \end{aligned}$$

En considérant que : $R'_e \neq R_e$

On trouve finalement l'expression du seuil de retournement :

$$\boxed{V''_1 = V_{BE1} + \frac{R_e}{aR + R_2} (V' - V_{\gamma 2})} \quad (3)$$

5.4. Calculs des éléments du circuit.



Rappelons les caractéristiques du transistor 2N2222 :

$$V_{cB} \text{ max} = 60V$$

$$\beta (25^\circ) = 50$$

$$V_{ce} \text{ max} = 30V$$

$$I_{co} \text{ max} = 800 \text{ mA}$$

$$V_{eB} \text{ max} = 5V$$

$$f_d = 250 \text{ MHz}$$

Nous alimentons le circuit par une tension : $V_{cc} = 6V$

En effet cette valeur vérifie la condition : $2V_{cc} \leq V_{cB\text{max}} = 60V$

Recherchons l'équation aux résistances, fournie par le seuil de déclenchement :

$$\text{On a : } V'_1 = (V' - V_{BE2}) \frac{(\beta+1) R_e}{R_b + R_e (\beta+1)} + V_{\delta 1} = 2V \quad (1)$$

Sachant que :

$$V_{\delta 1} = V_{\delta 2} = 0.5V \quad ; \quad \text{tension de blocage}$$

$$V_{BE1} = V_{BE2} = 0.6V \quad ; \quad \text{dans la région active}$$

$$\text{et } V' = 6 \frac{R_2}{R_{c1} + R_1 + R_2} \quad ; \quad R_b = \frac{R_2 (R_{c1} + R_1)}{R_{c1} + R_1 + R_2}$$

En prenant :

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

On obtient d'après l'équation (1) :

$$70 R_{c1} + 70 R_1 + R_2 R_{c1} + R_2 R_1 = 133 R_2 \quad (2)$$

Equation aux résistances fournie par le seuil de retournement.

$$\text{D'après l'équation : } V''_1 = V_{BE1} + \frac{R_e}{R_1 + R_e} (V' - V_{\delta 2}) = 1.5V \quad (3)$$

On obtient :
$$R_2 R_{c1} + 1.6 R_{c1} + 1.6 R_1 = 5 R_2 \quad (4)$$

Nous avons donc un système de deux équations à 3 inconnues, R_{c1} , R_1 et R_2 :

$$\begin{cases} 70 R_{c1} + 70 R_1 + R_2 R_{c1} + R_2 R_1 = 133 R_2 \\ 1.6 R_{c1} + 1.6 R_1 = 5 R_2 \end{cases}$$

Nous fixons une inconnue

$$R_2 = 3.9 \text{ K}\Omega$$

Après résolution du système nous trouvons :

$$R_1 = 4.7 \text{ K}\Omega$$

et

$$R_{c1} = 2.2 \text{ K}\Omega$$

Détermination de la résistance R_{c2} :

En considérant que le transistor présente une ^{capacité} ~~montée~~ ^{inertie} (de collecteur $C_{02} = 8 \text{ pF}$) ; le temps de montée de l'impulsion de sortie (V_{c2}) sera alors :

$$t_m = 2.2 R_{c2} \cdot C \quad \text{avec } C^* = C_{02} \beta = 50 \cdot 8 \cdot 10^{-12} = 400 \text{ pF}$$

Le front de montée sera raide si : $t_m < 2 \mu\text{s}$

$$\text{d'où } 2.2 R_{c2} \cdot C < 10^{-6} \text{ s} \Rightarrow R_{c2} < \frac{10^{-6}}{2.2 \cdot 400 \cdot 10^{-12}} = 2.3 \text{ k}\Omega$$

Nous prenons :

$$R_{c2} = 2.2 \text{ K}\Omega$$

5.5. Calcul des potentiels

Considérons l'état où T_1 est bloqué et T_2 saturé

a. Calcul du potentiel d'émetteur V_{EM}

$$V_{EM} = V_{EM1} = V_{EM2} = (V' - V_{BE2}) \frac{R_e (\beta + 1)}{R_b + (\beta + 1) R_c}$$

$$\text{avec } R_e = R_2 \frac{R_{c1} + R_1}{R_{c1} + R_1 + R_2} \quad ; \quad V' = V_{cc} \frac{R_2}{R_{c1} + R_1 + R_2}$$

En remplaçant par la valeur des résistances calculés précédemment on trouve :

$$R_b = 2,49 \text{ K}\Omega \quad , \quad V' = 2,17\text{V} \quad , \quad V_{BE2} = 0,6\text{V}$$

on trouve

$$V_{EM} = 1,5\text{V}$$

d'où la tension seuil V' sera $V'_1 = V_{EM} + V_{\delta 1} = 2 \text{ V}$

$$V'_1 = 2\text{V}$$

REMARQUE :

D'après les calculs précédents nous concluons que $R_b \ll (\beta+1)R_e$, nous pourrions alors négliger la chute de tension aux bornes de R_b et écrire pour le schéma de la figure.1 :

$$V_{EM} \cong V' - V_{BE2} = 2,1 - 0,6 = 1,5\text{V}$$

Nous aurons l'expression approximative de V'_1

$$V'_1 = V_{EM} + V_{\delta 1} = V' - V_{BE2} + V_{\delta 1} = V' - 0,1$$

$$V'_1 = V' - 0,1$$

b. Calculons le potentiel de la Jonction collecteur Base :

Il s'agit de montrer que le transistor T_2 fonctionne dans le régime actif.

$$\text{Nous avons } V_{cB2} = V_{cE2} - V_{BE2} = V_{cc} - R_{c2} I_{c2} - V_{EM} - V_{BE2}$$

$$\text{avec } R'_e = R_e \frac{(\beta+1)}{\beta} \quad , \quad I_{c2} = \frac{V_{EM}}{R'_e}$$

d'où en remplaçant par les valeurs des résistances calculés précédemment on trouve

$$V_{cB2} = 0,67\text{V}$$

Ce potentiel étant positif; la Jonction collecteur base de T_2 (NPN) est polarisée en inverse par conséquent T_2 fonctionne dans la région active.

c. Calculons la tension de sortie V_{cM2}

Nous avons :

$$V_{cM2} = V_{cc} - R_{c2} I_{c2} =$$

$$V_{cM2} = 2,77\text{V}$$

d. Calculons la tension de base V_{B2n}

D'après la figure.1 nous avons

$$V_{B2n} = V_{EM} + V_{BE2}$$

$$V_{B2n} = 2.1V$$

3. * Considérons l'état où T_1 conduit et T_2 bloqué.

a. Calculons le potentiel de collecteur de T_1 : V_{cM1}

$$V_{cM1} = V_{cc} - R_{c1} I_{c1}$$

La valeur de I_{c1} est déterminée par l'équation(2)

$$I_{c1} = \frac{V_t - V_{e2}}{R_{c1} + R'_e}$$

$$\text{où } V_t = V_{cc} \frac{(R_1 + R_2)}{R_{c1} + R_1 + R_2} = 6 \frac{(4.7 + 3.9)}{2.2 + 4.7 + 3.9} = 4.77V,$$

$$V_t = 4.77V$$

$$R = R_{c1} \frac{(R_1 + R_2)}{R_{c1} + R_1 + R_2} = 2.2 \frac{(4.7 + 3.9)}{2.2 + 4.7 + 3.9} = 1.75$$

$$R = 1.75k\Omega$$

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3.9}{4.7 + 3.9} = 0.45$$

$$\alpha = 0.45$$

$$\text{d'où } I_{c1} = \frac{2.15 - 0.5}{(0.8 + 1.02)10^3} = 0.91\text{mA} ;$$

$$I_{c1} = 0.91\text{mA}$$

$$\text{et } V_{cM1} = 6 - (2.2) (0.91) = 3.99V ;$$

$$V_{cM1} = 4V$$

b. Calculons le potentiel d'émetteur de T_1 .

$$V_{EM} = V_{EM1} = \frac{(B+1)}{B} R_e I_{c1} = (1.02)10^3 (0.91)10^{-3} = 0.95V ;$$

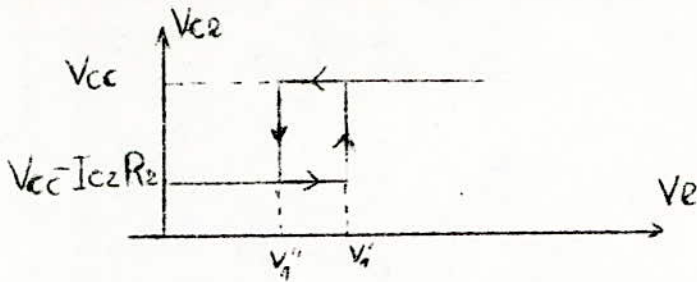
$$V_{EM} = 0.95V$$

c. Calculons le potentiel de base de T_1 :

$$V_{BM1} = V_{EM1} + V_{BE1} = 0.95 + 0.6 + 1.55V ;$$

$$V_{BM1} = 1.55V$$

5.6. Caractéristique de transfert du trigger de Schmitt.



Caractéristique de transfert du trigger de Schmitt

Comme on le voit, la présence de deux tensions de seuils a pour effet l'apparition sur la caractéristique d'une boucle d'Hysteresis dont la largeur est V_H .

Pour notre circuit on a $V_H = V'_1 - V''_1 = 2 - 1.5 = 0.5V$

$V_H = 0.5V$

REMARQUE.

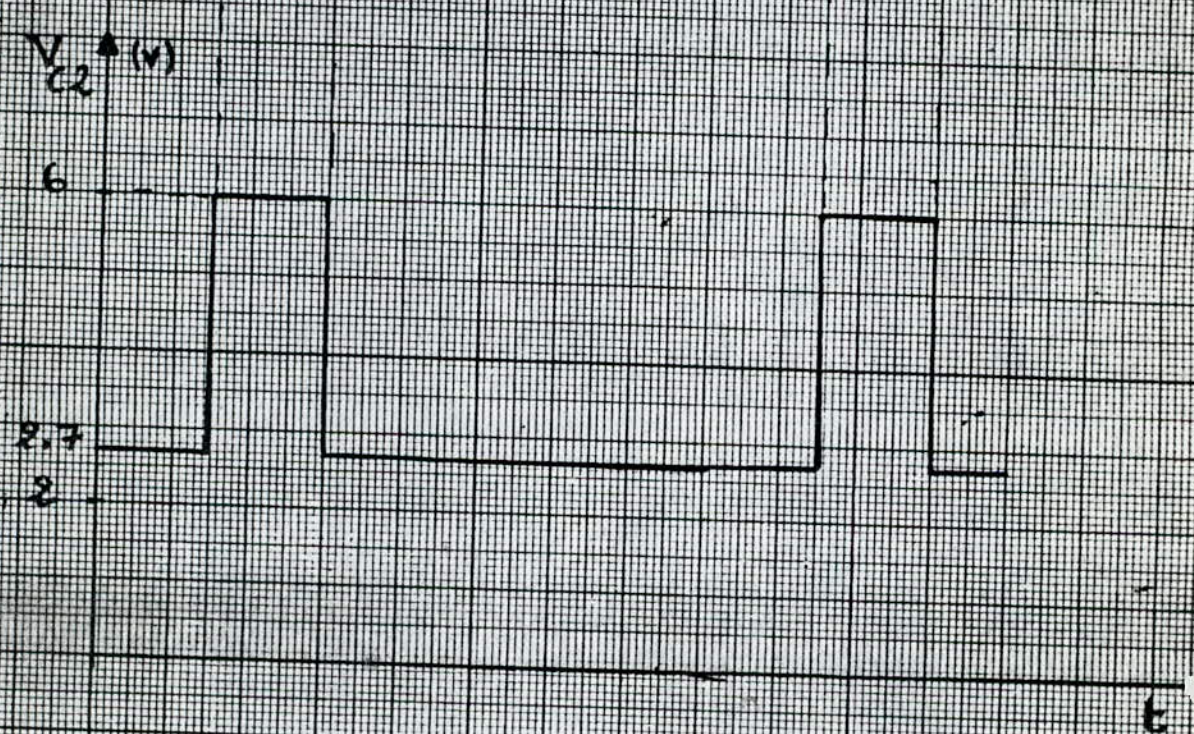
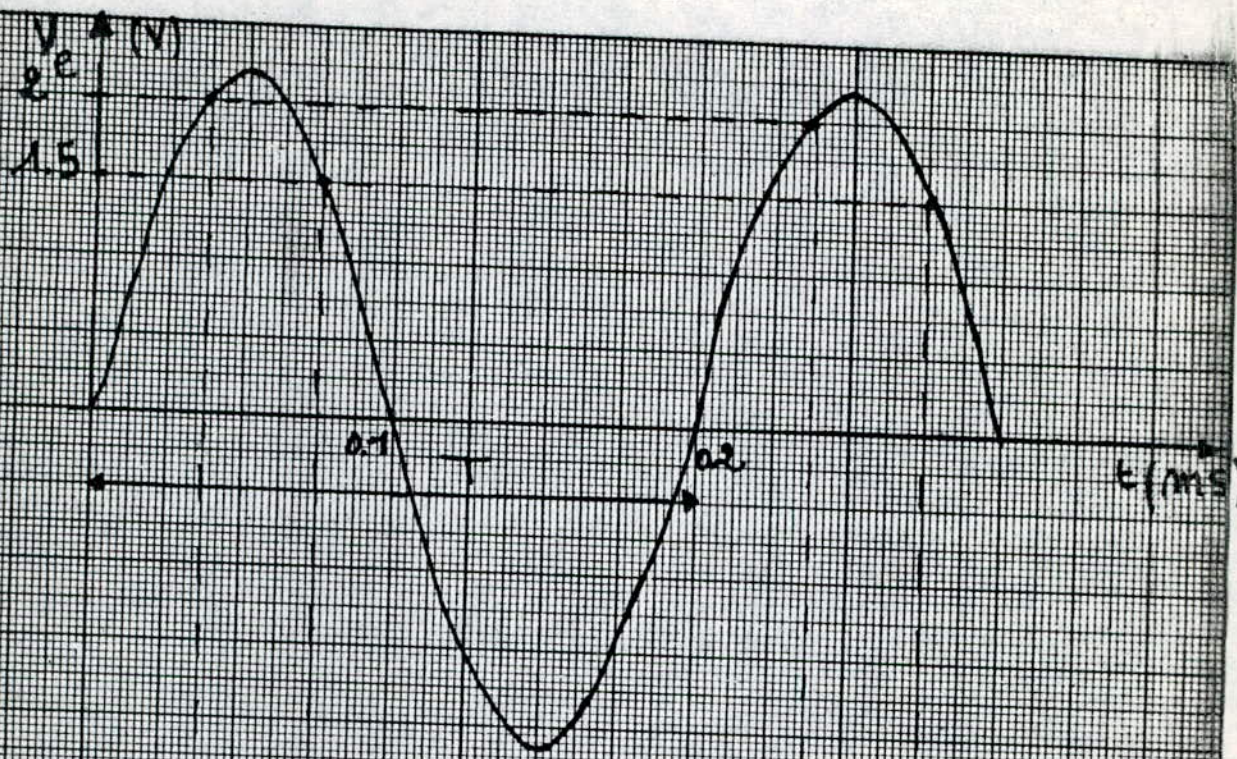
Nous avons attaqué notre circuit par un signal d'entrée $V_e(t)$ sinusoïdal d'amplitude supérieure à deux volts.

Avant de relever les diagrammes des temps du circuit nous avons estimé qu'il était préférable d'étudier les variations de la largeur de la boucle d'hysteresis en fonction de la fréquence d'entrée. Les résultats obtenus sont donnés dans le tableau ci-dessus.

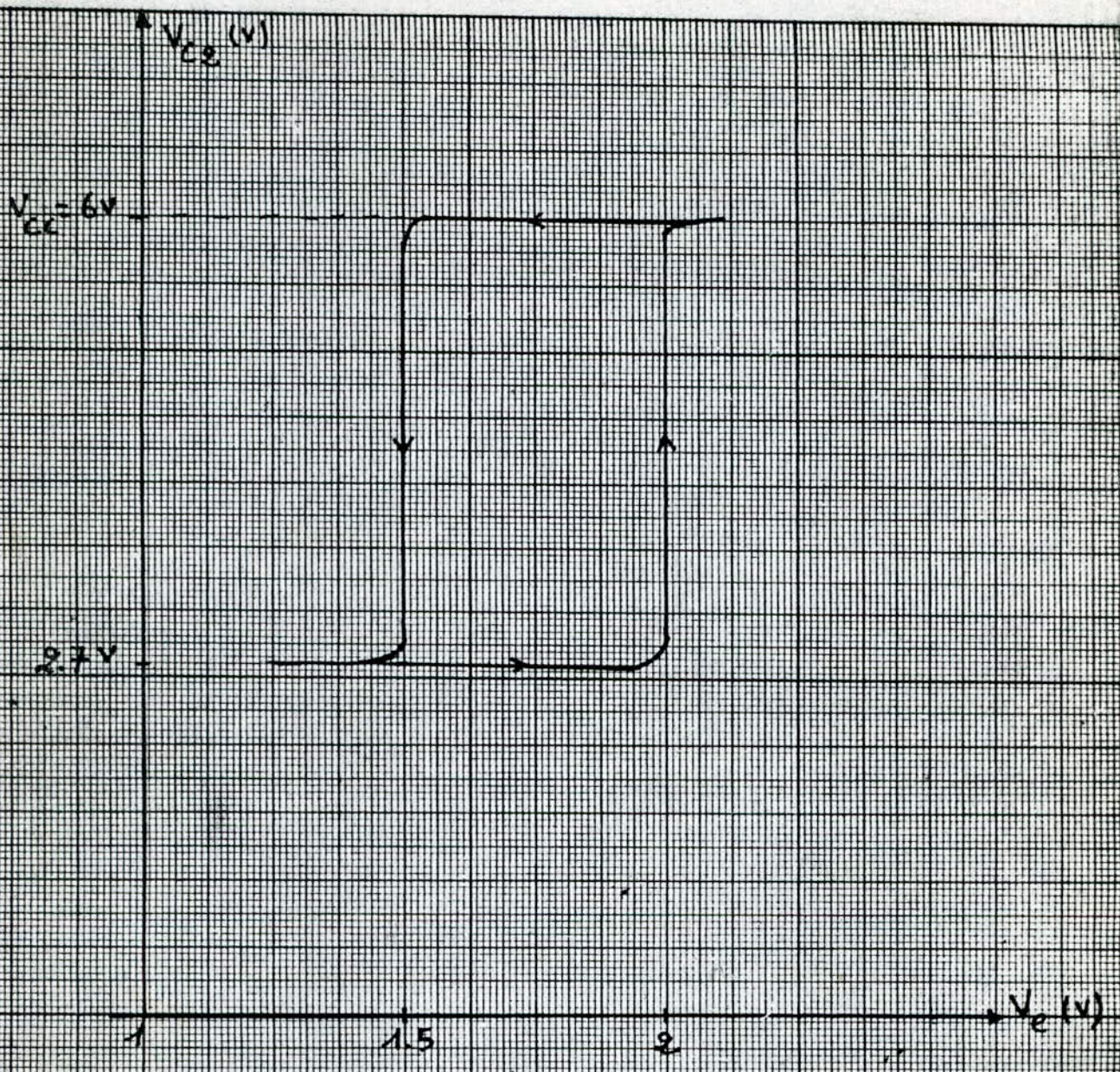
f_e	$< 100\text{HZ}$	$> 100\text{HZ}$	1KHZ	2KHZ	5KHZ	10KHZ	25KHZ	80KHZ
$V'_1 (V)$	2	2	2	2	2	2	2	2
$V''_1 (V)$	1.6	1.5	1.5	1.5	1.5	1.4	1.4	1.2
$V_H (V)$	0.4	0.5	0.5	0.5	0.5	0.6	0.6	0.8

CONCLUSION.

D'après le tableau, nous constatons que pour avoir une largeur de la boucle d'hystérésis constante et égale à 0.5 volt, nous devons choisir une fréquence d'entrée f_e comprise entre 100 Hertz et 5 KHertz.



OSCILLOGRAMME de Sortie
du TRIGGER de SCHMITT.



CYCLE D'HYSTERESIS-

5.7. Influence des résistances sur les tensions de seuils.

5.7.1. Variation de la première tension de seuil en fonction des résistances.

Dans l'expression approximative de V_1' :

$$V_1' = V' - 0.1 = V_{cc} \frac{R_2}{R_{c1} + R_1 + R_2} - 0.1$$

V' est fonction des résistances R_{c1} , R_1 et R_2 .

Pour déterminer l'influence de ces dernières sur V_1' , nous calculerons les dérivées partielles de V_1' par rapport à ces résistances.

Nous aurons :

$$dV_1' = \frac{\partial V_1'}{\partial R_{c1}} dR_{c1} + \frac{\partial V_1'}{\partial R_1} dR_1 + \frac{\partial V_1'}{\partial R_2} dR_2.$$

$$\frac{\partial V_1'}{\partial R_{c1}} = -V_{cc} \frac{R_2}{[R_{c1} + R_1 + R_2]^2} = -6 \frac{3.9 \cdot 10^3}{[(2.2 + 4.7 + 3.9) \cdot 10^3]^2} = -0.2 \cdot 10^{-4}$$

$$\left| \frac{\partial V_1'}{\partial R_{c1}} \right| = +0.2 \cdot 10^{-3}$$

$$\frac{\partial V_1'}{\partial R_1} = -V_{cc} \frac{R_2}{[R_{c1} + R_1 + R_2]^2}$$

$$\left| \frac{\partial V_1'}{\partial R_1} \right| = +0.2 \cdot 10^{-3}$$

$$\frac{\partial V_1'}{\partial R_2} = V_{cc} \frac{R_{c1} + R_1}{[R_{c1} + R_1 + R_2]^2} = 6 \frac{2.2 \cdot 10^3 + 4.7 \cdot 10^3}{[(2.2 + 4.7 + 3.9) \cdot 10^3]^2} = 3.5 \cdot 10^{-4}$$

$$\left| \frac{\partial V_1'}{\partial R_2} \right| = 3.5 \cdot 10^{-4}$$

En comparant les valeurs trouvées, nous constatons que la résistance R_2 est la plus influente sur la tension de seuil V_1' .

5.7.2. Variation de la deuxième tension de seuil V_2'' en fonction des résistances.

Nous procédons de la même manière que précédemment.

D'après l'expression de la tension de seuil V_1'' :

$$V_1'' = V_{BE1} + \frac{R_e}{\alpha R + R_e} (V' - V_{\delta 2})$$

$$\text{avec } V' = V_{cc} \frac{R_2}{R_{c1} + R_1 + R_2}, \quad R = \frac{R_{c1} (R_1 + R_2)}{R_{c1} + R_1 + R_2}, \quad a = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\text{Nous aurons : } V_1'' = V_{B21} + V_{cc} \frac{R_e R_2}{R_2 R_{c1} + R_e (R_{c1} + R_1 + R_2)} - V_{\gamma 2} \frac{R_e (R_{c1} + R_1 + R_2)}{R_2 R_{c1} + R_e (R_{c1} + R_1 + R_2)}$$

V_1'' est fonction des résistances R_{c1} , R_1 , R_2 et R_e .

Nous aurons alors :

$$dV_1'' = \frac{\partial V_1''}{\partial R_{c1}} dR_{c1} + \frac{\partial V_1''}{\partial R_1} dR_1 + \frac{\partial V_1''}{\partial R_2} dR_2 + \frac{\partial V_1''}{\partial R_e} dR_e$$

Les dérivées partielles seront :

$$\frac{\partial V_1''}{\partial R_{c1}} = -V_{cc} \frac{R_e R_2 (R_2 + R_e)}{[R_2 R_{c1} + R_e (R_{c1} + R_1 + R_2)]^2} -$$

$$V_{\gamma 2} \frac{R_e [R_2 R_{c1} + R_e (R_{c1} + R_1 + R_2)] - R_e (R_{c1} + R_1 + R_2) (R_2 + R_e)}{[R_2 R_{c1} + R_e (R_{c1} + R_1 + R_2)]^2}$$

$$\frac{\partial V_1''}{\partial R_1} = -V_{cc} \frac{R_2 (R_e)^2}{[R_2 R_{c1} + R_e (R_{c1} + R_1 + R_2)]^2} - V_{\gamma 2} \frac{R_e [R_2 R_{c1} + R_e (R_{c1} + R_1 + R_2)] - [R_{c1} + R_1 + R_2] R_e^2}{[R_2 R_{c1} + R_e (R_{c1} + R_1 + R_2)]^2}$$

$$\frac{\partial V_1''}{\partial R_2} = V_{cc} \frac{R_e [R_2 R_{c1} + R_e (R_{c1} + R_1 + R_2)] - R_e R_2 (R_{c1} + R_e)}{[R_2 R_{c1} + R_e (R_{c1} + R_1 + R_2)]^2} -$$

$$V_{\gamma 2} \frac{R_e [R_2 R_{c1} + R_e (R_{c1} + R_1 + R_2)] - R_e (R_{c1} + R_1 + R_2) (R_{c1} + R_2)}{[R_2 R_{c1} + R_e (R_{c1} + R_1 + R_2)]^2}$$

$$\frac{\partial V_1''}{\partial R_e} = \frac{[R_{c1} R_2 (V_{cc} R_2 - V_{\gamma 2} (R_{c1} + R_2 + R_1))] (R_{c1} + R_1 + R_2)}{R_{c1} R_2 + R_e (R_{c1} + R_1 + R_2)}$$

Avec $V_{cc} = 6 \text{ V}$; $V_{y2} = 0.5 \text{ V}$; $R_{c1} = 2.2 \text{ K}\Omega$; $R_1 = 4.7 \text{ K}\Omega$;
 $R_2 = 3.9 \text{ K}\Omega$ et $R_e = 1 \text{ K}\Omega$

Après calcul, nous trouvons :

$$\left| \frac{\partial V''_1}{\partial R_{c1}} \right| = + 26 \cdot 10^{-5} ; \left| \frac{\partial V''_1}{\partial R_1} \right| = 7.4 \cdot 10^{-5} ; \left| \frac{\partial V''_1}{\partial R_2} \right| = 13 \cdot 10^{-5}$$

$$\left| \frac{\partial V''_1}{\partial R_e} \right| = 41 \cdot 10^{-5}$$

D'après ces valeurs nous constatons que la résistance R_e est la plus influente sur V''_1 .

Résultats expérimentaux.

a. En maintenant les paramètres du circuit fixes, exceptée la résistance R_2 , nous avons relevé les résultats du tableau pour une fréquence d'entrée f_e de 5 KHZ.

R_2 (K Ω)	1	2,2	3,9	4,7
V'_{1th} (V)	0,66	1,35	2,07	2,33
V''_{1th} (V)	0,8	1,22	1,53	1,62
$V_{Hth} = V'_{1th} - V''_{1th}$ (V)	-0,14	0,13	0,54	0,71
V'_{exp} (V)	0,6	1,4	2,1	2,4
V_{2exp} (V)	0,75	1,28	1,6	1,7
V_{Hexp} (V)	-0,13	0,13	0,5	0,7
$V_{cc} - V_{CM2} = R_{C2} \cdot I_{C2}$ (V)	0,6	2	3,4	4

Commentaire.

Nous constatons que les résultats expérimentaux concordent avec les résultats théoriques ; les deux tensions de seuils varient dans le même sens que la résistance R_2 , cependant V'_1 varie plus rapidement que V''_1 en fonction de R_2 , de telle sorte que le cycle d'hystérésis, tend à être négatif lorsque R_2 diminue et augmente lorsque R_2 augmente. L'amplitude du signal de sortie corrêt avec R_2 .

b. En maintenant fixes les paramètres du circuit, exceptée la résistance R_e , nous avons relevé les résultats du tableau ci-dessous.

Pour le calcul de V_1' , nous avons utilisé son expression exacte :

$$V_1' = (V' - V_{BE2}) \frac{(B+1) R_e}{(B+1) R_e + R_b} + V_{b1}$$

R_e	220 Ω	1K Ω	2.2K Ω	4.7 Ω	10K Ω
$V_{1\text{ th}}'$ (V)	1.8	2.07	2.03	2.04	2.04
$V_{1\text{ th}}''$ (V)	0.96	1.53	1.82	2.03	2.15
$V_{H\text{ th}} = V_{1\text{ th}}' - V_{1\text{ th}}''$ (V)	0.84	0.54	0.20	0.04	-0.08
$V_{1\text{ exp}}'$ (V)	1.6	2.1	2.1	2.1	2.1
$V_{1\text{ exp}}''$ (V)	0.98	1.6	1.9	2	2.18
$V_{H\text{ exp}} = V_{1\text{ exp}}' - V_{1\text{ exp}}''$ (V)	0.62	0.5	0.2	0.1	-0.08
V_{e2} (T_2 conducteur) (V)	0.6	2.6	4	4.8	5.2

Commentaire.

Nous avons toujours concordance entre les résultats expérimentaux et la théorie. V_1' n'est pas affectée par les variations de R_e à partir de 1 K Ω , au dessous de cette valeur, V_1' décroît car la résistance R_b (2.49 K Ω) n'est plus négligeable devant $(B+1) R_e$.

V_1'' augmentant avec R_e , le cycle d'hystéresis diminue jusqu'à devenir négatif ; et l'amplitude du signal de sortie diminue avec R_e .

5.8. Considération d'Hystéresis.

Nous pouvons éliminer l'hystéresis en plaçant en série, avec l'émetteur de T_1 une résistance R_{e1} ou avec l'émetteur de T_2 une résistance R_{e2} .

81. Présence d'une résistance R_{e1} sur l'émetteur de T_1 .

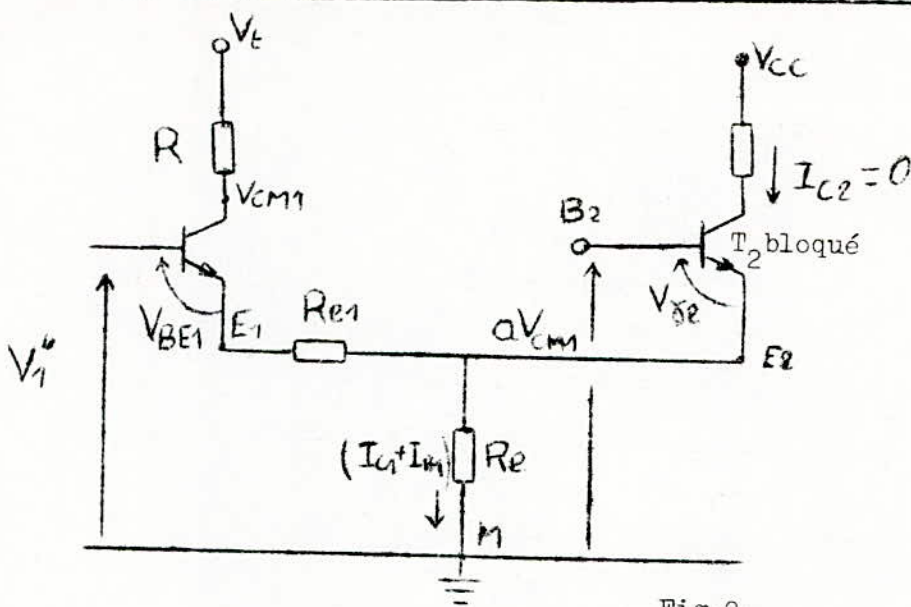


Fig.2.

La présence de R_{e1} affectera V''_1 et non V'_1 d'où : $V''_1 = 2V$.
 D'après la figure (2), nous remarquons que le courant I_{c1} déterminé par l'équation (2) n'est pas affecté par la présence de R_{e1} ; la valeur de la tension d'émetteur V_{EM2} pour laquelle T_2 commence à conduire reste alors inchangée.

Pour que le courant ne change pas en présence de R_{e1} , la tension d'entrée $V_e = V''_1$ doit augmenter de la quantité $(I_{c1} + I_{B1}) R_{e1}$. La résistance R_{e1} doit donc être choisie de telle façon que $(I_{c1} + I_{B1}) R_{e1}$ soit égale à la valeur de V_H avant au'on ait placé R_{e1} . Ce qui se traduit par :

$$V'_1 = V''_1 + (I_{c1} + I_{B1}) R_{e1}$$

$$\text{d'où } R_{e1} = \frac{V'_1 - V''_1}{I_{c1} + I_{B1}}$$

$$\text{avec } V'_1 = 2V \text{ et } V''_1 = 1.5V$$

$$\text{et } I_{c1} = 0.91 \text{ mA}$$

$$I_{B1} \text{ est donnée par : } I_{B1} = \frac{I_{c1}}{\beta} = \frac{0.91 \cdot 10^{-3}}{50} = 0.02 \text{ mA}$$

$$I_{B1} = 0.02 \text{ mA}$$

$$R_{e1} = \frac{2 - 1.5}{(0.91 + 0.02) \cdot 10^{-3}}$$

$$= 537 \Omega, \text{ nous prenons}$$

$$R_{e1} = 560 \Omega$$

En présence de R_{e1} , les deux tensions de seuils sont toutes deux égales à 2V.

5.8.2. Présence d'une résistance R_{e2} sur l'émetteur de T_2

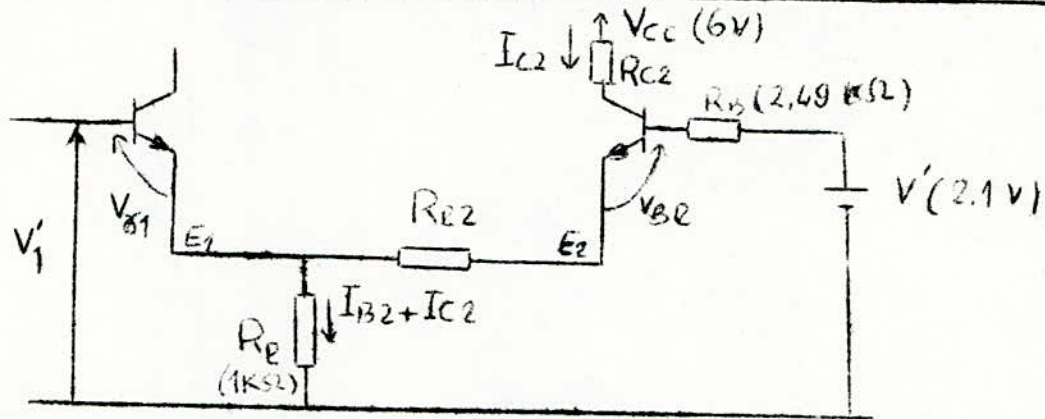


Fig.2.

D'après la figure (1), nous voyons bien qu'en plaçant la résistance R_{e2} en série avec l'émetteur de T_2 , celle-ci n'affecte pas V_1 car T_2 est bloqué ; d'où V_1 reste égale à 1.5V. Cependant d'après la figure (2), nous constatons que R_{e2} affecte la tension d'émetteur V_{EM} et aussi V_1 .

En observant la maille de droite de la figure (2) nous avons :

$$V' = V_{BE} + R_b I_{B2} + (R_{e2} + R_e)(I_{b2} + I_{c2})$$

En résolvant cette équation nous trouvons :

$$I_{c2} = \frac{1.6}{1.02 R_{e2} + 1.07}$$

$$\text{On a : } V_{EM} = R_e (I_{c2} + I_{b2}) = R_e (\beta + 1) I_{c2} = 1.02 I_{c2}$$

$$\text{d'où } \boxed{V_{EM} = \frac{1.63}{1.02 R_{e2} + 1.07} \text{ V}}$$

$$\text{et } V_1' = V_{EM} + V_{\delta 1} = \frac{1.63}{1.02 R_{e2} + 1.07} \text{ V} + 0.5 \text{ V}$$

Comme nous devons avoir $V'_1 = 1.5V$ pour l'hystéresis nul, en résolvant l'équation :

$$1.5V = \frac{1.63}{1.02 R_{e2} + 1.07} V + 0.5V$$

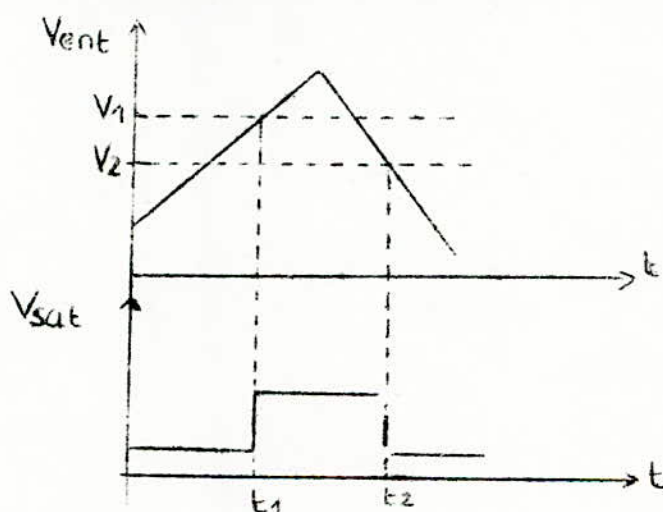
Nous trouvons la valeur de R_{e2} : $R_{e2} = 549\Omega$

nous prenons

$$R_{e2} = 560\Omega$$

En présence de R_{e2} , les tensions de seuils V'_1 et V''_1 sont toutes deux égales à $1.5V$.

Emploi de la bascule de Schmitt.



Cette figure illustre un procédé typique d'emploi de la bascule Schmitt comme dispositif à seuils. En cas d'une croissance progressive de V_{ent} (tension d'entrée) à partir de zéro, le montage est à l'état initial (T_1 bloqué).

Dés que V_{ent} atteint la valeur de V_1 , il se produit le basculement de la bascule: le transistor T_2 se bloque et on obtient à la sortie un saut de tension positive.

Si le signal d'entrée n'atteint pas la valeur du seuil de fonctionnement, le signal de sortie (saut) est nul.

- la bascule de Schmitt permet donc de "trier" les signaux d'entrée d'après leur amplitude: supérieure à V_1 ou inférieure à V_1 . De tels dispositifs portent le nom d'analyseurs d'amplitude ou de discriminateurs d'amplitude.

Si l'amplitude des signaux d'entrée est à priori supérieure au seuil de déclenchement, la bascule de Schmitt remplit une autre fonction : elle se transforme en formeur d'impulsions. Cette fonction signifie que des signaux d'entrée continus d'amplitude variable sont convertis en impulsions rectangulaires (créneaux) normalisées (en amplitude) à fronts raides. Une telle "remise en forme" des impulsions est bien souvent utilisée en pratique.

5. 9. Questions proposées pour la préparation du T.P.

- 1.- En tenant compte que les transistors du montage présentent une capacité de collecteur c [$c = 8 \text{ pF}$] est de 30 pF ; Quelle est la valeur de RC_2 qui correspond à un temps de montée de $2 \mu\text{s}$.
- 2.- Calculer les seuils de basculement V'_1 et V''_1 du montage en supposant que le transistor n'est pas saturé. En déduire la largeur de la boucle d'hystérésis.
- 3.- Pourquoi ces seuils sont-ils différents?
- 4.- Montrer que T_2 travaille dans la région active.
- 5.- Calculer les potentiels V_{C2} , V_{EM2} , V_{BM2} lorsque T_2 conduit.
- 6.- Calculer les potentiels V_{C1} , V_{EM1} , V_{BM1} lorsque T_1 conduit.
- 7.- Laquelle des résistances du montage est la plus influente sur V'_1 et sur V''_1 ?
- 8.- Quelle est la valeur de R_e qui correspond à $V_H = 0.84 \text{ V}$?
- 9.- Quelle est la valeur de R_2 qui annule l'hystérésis.
- 10.- En plaçant une résistance R_{e1} en série avec l'émetteur de T_1 , celle-ci affecte-t-elle V'_1 et V''_1 ?
Quelle est la valeur de R_{e1} qui annule l'hystérésis?
- 11.- En plaçant une résistance R_{e2} en série avec l'émetteur de T_2 , celle-ci affecte-t-elle V'_1 et V''_1 ?
Quelle est la valeur de R_{e2} qui annule l'hystérésis?

5.44 Questions proposées pour la manipulation.

Attaquer le montage par un signal sinusoïdal de fréquence f_e

1. Pour $f_e = 5 \text{ KHZ}$, relever :
 - les oscillogrammes de V_{c2} et V_e
 - les seuils de basculement (V'_1 et V''_1)
 - le cycle d'hystérésis

2. Etudier les variations de ces seuils en fonction de f_e .
Comment choisir f_e pour avoir la différence de tension $V_H = V'_1 - V''_1$ constante et est égale à $0.5.V$.

3. Faire varier R_2 (1K 4.7 K)
 - relever V'_1 et V''_1 en déduire V_H .
 - Conclusion

4. Faire varier R_e (220 - 10 K)
 - relever V'_1 et V''_1 en déduire V_H
 - Conclusion

5. Placer R_{e1} (560)
 - relever V'_1 et V''_1
 - Conclusion

6. Placer R_{e2} (560)
 - relever V'_1 et V''_1 .
 - Conclusion.

CONCLUSION.

Les difficultés rencontrées au cours de ce projet de fin d'études, nous ont été plus que bénéfiques, puisqu'elles nous ont permis de découvrir les véritables problèmes de l'adaptation d'une étude théorique à une réalisation pratique.

Nous avons proposé, à la fin de chaque chapitre, un questionnaire pour la préparation du TP et un autre pour la manipulation.

Nous espérons que le travail que nous avons accompli sera un outil utile pour le laboratoire de "Technique des Impulsions".

-*-  I B L I O G R A P H I E -*-

- MILLMAN and TAUB : " PULSE, DIGITAL and SWITCHING WAVERFORMS ".
- J.M. DOYLE : "IMPULSIONS et CIRCUITS IMPULSIONNELS ".
- R. LYON -CAEN : " DIODES et TRANSISTORS UTILISES en COMMUTATION".
- G. FONTAINE : " LES TRANSISTORS en REGIME D'IMPULSIONS".
- J.M. FOUCHET : " ELECTRONIQUE PRATIQUE ".
- A. PEREZ-MAS
- I. STEPANENKO : " PRINCIPES DE LA MICROELECTRONIQUE".
- J.P VABRE : "ELECTRONIQUE DES IMPULSIONS" TOME II
- C. VERBEEK : " LES COMPOSANTS ACTIFS EN COMMUTATION ".