

UNIVERSITE D'ALGER

677/68
68

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

net

PROJET DE FIN D'ETUDES

GENIE-ELECTRIQUE :

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE
THEORIE

DU
GENERATEUR D'IMPULSIONS

Proposé par
M. LOT

Etudié par
KHELIF.M

Université d'Alger.

École Nationale ^{Département} Polytechnique ^{Télécommunications}

Projet de fin d'études

Reçu le 15/6/68
M. KHELIF

Le générateur d'impulsions à largeur, temps de montée, temps de descente et fréquence de récurrence variables.

Sujet proposé par:
Monsieur LOT

Réalisation faite par:
L'élève-ingénieur

M. KHELIF

Année universitaire

67 - 68

Sommaire

- A - Introduction
- B - Utilisation des impulsions :
- C - Génération des impulsions
- D - Etude théorique du générateur d'impulsions.
 - I Multivibrateur astable pour les basses et moyennes fréquences
 - II Multivibrateur astable pour les hautes fréquences
 - III Dérivation et multivibrateur monostable
 - IV Trigger de Schmitt :
 - V Système de linéarisation de la montée et la descente de l'impulsion
 - VI Etage d'amplification et de sortie
- E - Remarques d'ordre général et conclusions :

-A- Introduction.

Les diodes à semi-conducteur et surtout les transistors se substituent très vite aux tubes électroniques à vide sauf pour le moment aux grandes puissances et aux fréquences très élevées. Pour les montages d'appareils courants nous avons de plus en plus tendance à utiliser des semi-conducteurs, car sous cet angle là, les avantages des transistors sont prédominants et pour ne citer que quelques exemples nous envisageons la fréquence de coupure parfois très haute (1000 MHz); faibles puissances mises en jeu, alimentation en général de l'ordre de la dizaine de Volts et surtout encore chose sur laquelle se penche l'électronique moderne volume très réduit. Par contre le transistor est très sensible aux variations de température. En effet lorsque la température s'élève la résistance d'un semi-conducteur décroît fortement et de ce fait tout transistor devant travailler en petits signaux doit nécessairement être stabilisé. De toutes façons le transistor doit travailler en interrupteur. ce problème de stabilisation ne se pose pratiquement pas; il faut toutefois prendre la précaution de limiter la dissipation de puissance dans le transistor à une valeur qui est généralement donnée par le constructeur.

B) Utilisation des impulsions.

Avant d'entamer l'étude des différents montages qui délivrent des impulsions, il serait peut être utile d'ouvrir une parenthèse et voir en quelques lignes à quoi peut servir une impulsion.

Bien entendu, le domaine d'utilisation des impulsions est très vaste et nous ne sommes pas en mesure de les citer une à une mais cependant personnellement je mettrai l'accent sur certaines d'entre elles lesquelles nous ont visiblement intéressées.

1) Utilisation des impulsions dans les lignes à retard

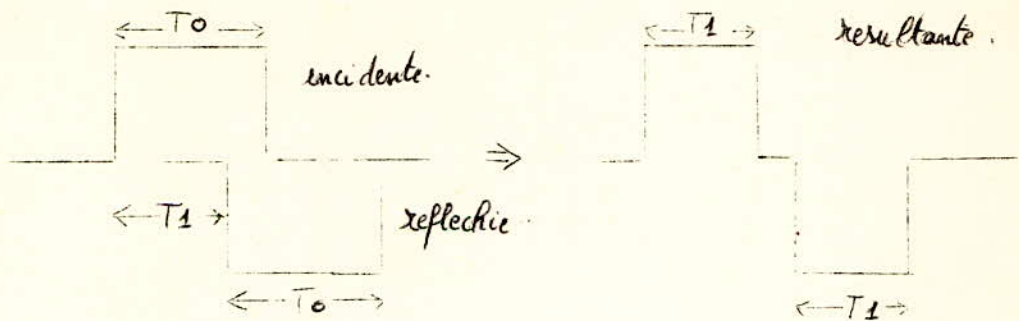
a) Détermination de l'impédance caractéristique

Nous mettons à l'extrémité d'une ligne une résistance variable et nous injectons à l'entrée des impulsions très brèves avec une très grande période. Nous visualisons alors les signaux d'entrée de la ligne avec un oscilloscope. Si l'onde réfléchie est une impulsion de même polarité que l'impulsion incidente nous saurons que la valeur de la résistance est plus grande que l'impédance caractéristique, si par contre l'onde réfléchie est polarisée inverse cela veut dire que la valeur de la résistance est plus faible que l'impédance caractéristique. Ainsi nous voyons très bien dans quel sens et fait faire varier la résistance de charge et des quel n'y aura aucune réflexion nous saurons que la

resistance est réglée exactement à la valeur de l'impédance caractéristique.

B) Détermination de la longueur d'une ligne.

Si nous connaissons la vitesse de propagation V_p dans la ligne. Nous court-circuitons la sortie pour qu'elle ne fasse pas l'effet d'une antenne. Après quoi nous injectons une large impulsion à l'entrée, l'impulsion réfléchie est bien étendue de période inverse. et en mesurant les signaux d'entrée de la ligne à l'oscilloscope nous avons :



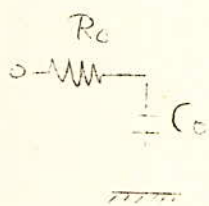
Nous pouvons lire directement à l'oscilloscope l'intervalle de temps T_1 mais pour l'impulsion pour faire un aller-retour sur la ligne nous avons :

$$\text{Longueur de la ligne} = \frac{V_p T_1}{2}$$

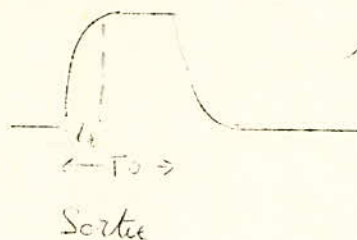
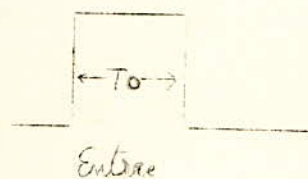
2) Détermination de la bande passante d'un amplificateur.

Cette étude consiste à l'analyse de la réponse d'un amplificateur à un signal formé d'une impulsion à largeur adéquate.

Faisons un petit rappel sur les circuits RC lequel facilitera notre tâche.



La fréquence de coupure d'une telle cellule à 3dB est $f_0 = \frac{1}{2\pi R_0 C_0}$



$$t_r = t_{90\%} - t_{10\%}$$

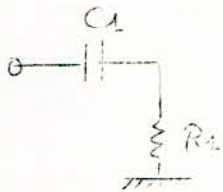
Le temps de montée est donc $t_r = 2,2 R_0 C_0$

d'où $f_0 = \frac{0,35}{t_r}$

Donc connaissant le temps de montée (lu à l'oscilloscope) nous pouvons facilement lire f_0 ou fréquence de coupure haute à 3dB de l'amplificateur. Notons que la période de la base de temps de l'oscilloscope est réglée à une valeur très faible et d'autre part la largeur de l'impulsion d'entrée doit aussi être faible et son amplitude pas trop forte pour ne pas saturer le transistor.

De même nous pouvons faire de telles considérations pour la

fréquence de coupure basse de l'amplificateur. Cette fois-ci nous utilisons de larges impulsions à l'entrée et de large période.



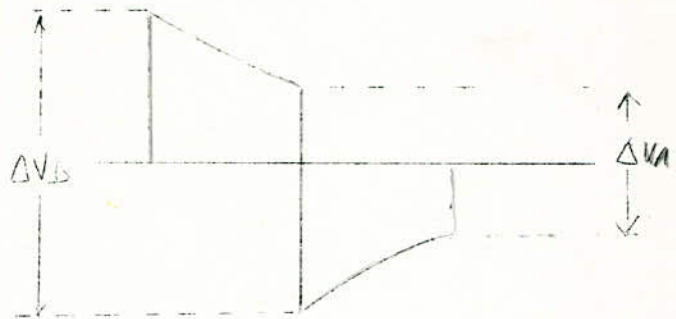
la fréquence de coupure basse d'une telle cellule est

est $f_1 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{R_1 C_1}$ posons $R_1 C_1 = \tau_1$



après stabilisation du système nous

aurons



$$\frac{\Delta V_B}{\Delta V_A} = e^{\frac{T_1}{\tau_1}}$$

mais alors

$$\text{fréquence de coupure basse} = \frac{L_m \frac{\Delta V_B}{\Delta V_A}}{2\pi T_1}$$

Remarquons qu'après stabilisation nous aurons

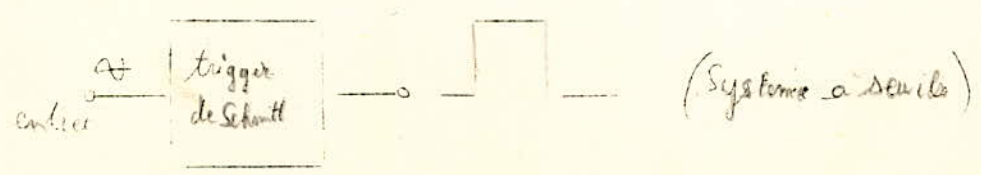
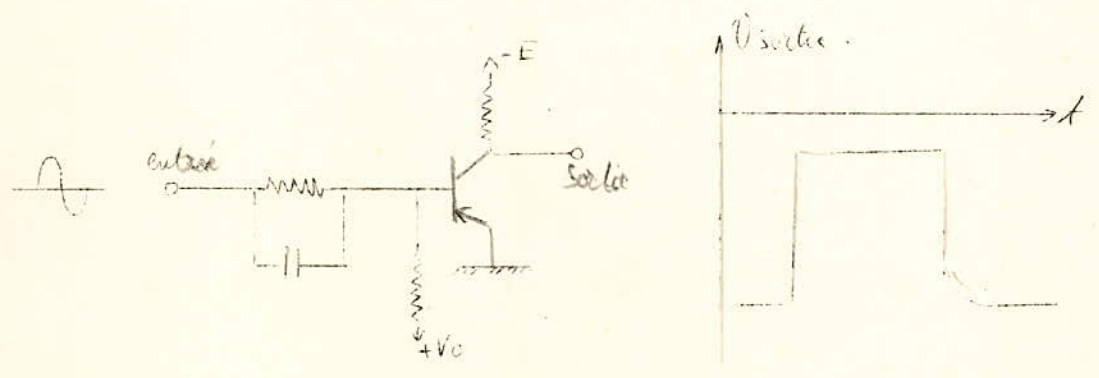
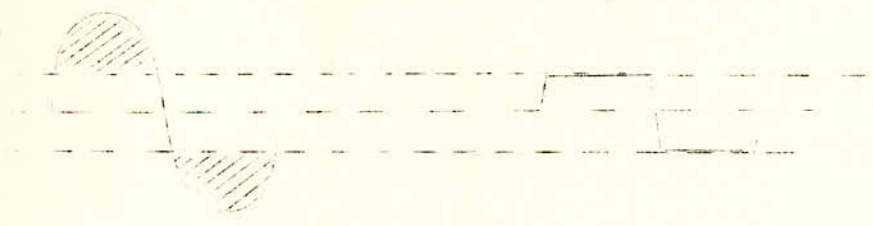
$$\Delta V_B = K \cdot \frac{e^{\frac{T}{\tau_1}} - e^{-\frac{T}{\tau_1}}}{e^{\frac{T}{\tau_1}} + 1} \quad \text{avec } T = \text{période des impulsions}$$

ΔV_B est l'amplitude crête à crête

c) generation des impulsions :

1) generation indirecte

Il peut sembler anormal que de commencer avec la generation indirecte, mais cependant nous nous en sommes fait une idée ci-dessus car en general tout ce qui a lieu avec des oscillateurs de signaux sinusoidaux est bien connu et justement nous allons voir comment à partir d'une sinusoïde nous arrivons à une impulsion. Enfin c'est une question pure et simple de découpage, ou de saturation et stockage. Ainsi nous voyons d'après le schéma ci-dessous qu'il y a plusieurs moyens de transformer un signal sinusoidal en signal impulsionnel.



2) génération directe

Il est plus commode de réaliser un système qui fournisse directement des impulsions sans passer par le signal sinusoidal. Avec les transistors ordinaires, l'oscillateur bloqué nécessite l'emploi d'un transformateur pour ramener en phase le courant de réaction sur l'émetteur et si l'on veut on peut aussi ramener le courant de réaction en opposition de phase sur la base. Les transistors à résistance négative ont un gain et un déphasage tels qu'il n'est pas nécessaire d'employer un transformateur le montage est alors à oscillateur à réaction négative. Par ailleurs c'est un second moyen de générer des impulsions et ce avec des multivibrateurs astables. C'est là donc le but de notre projet. Un multivibrateur astable utilise la charge et la décharge d'un ou de deux condensateurs, et y a toujours un transistor qui sature et l'autre bloque et ils s'intervertissent les rôles après des temps bien définis. Nous pouvons citer le multivibrateur à liaison directe ainsi que le multivibrateur à transistor à effet de champ pour les très grandes périodes, le multivibrateur d'Abraham Bloch pour des fréquences moyennes et les multivibrateurs à couplage par émetteur et à transistors sur jonction pour les très hautes fréquences.

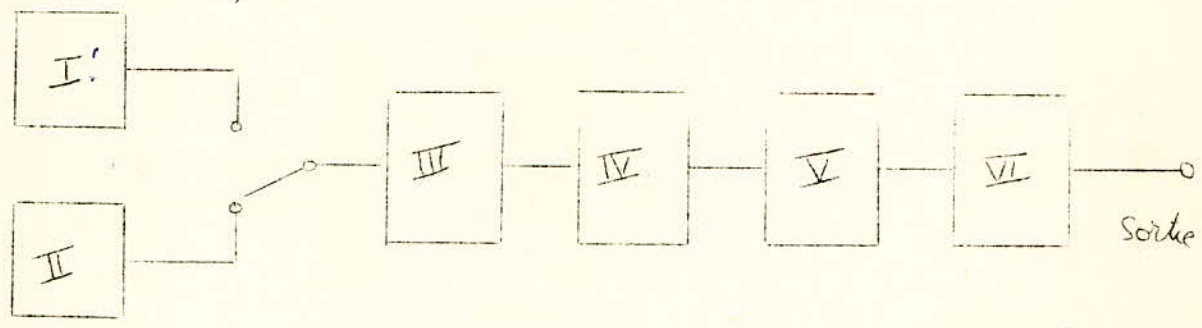
- D - Le générateur d'impulsion

Principe et but :

Il s'agit de réaliser un générateur d'impulsions à largeur, temps de montée, temps de descente et fréquence variable. La largeur doit varier entre 100 ns et 1 ms , la fréquence entre 100 Hz et 10 kHz le temps de montée entre 10 ns et 1 ms , quant au temps de descente et doit varier dans la même plage que le temps de montée, et est cependant tout à fait indépendant du temps de montée. Nous prévoyons en outre un étage supplémentaire qui amplifie notre signal (ou l'atténue) bref la sortie doit varier entre 0 et 10 Volts , et faut aussi les deux polarités et une sortie sur une impédance de $50\ \Omega$.

Le principe consiste à étudier le montage qui fournit des impulsions à fréquence variable, après quoi nous ferons varier la largeur, ensuite les temps de montée et de descente et en fin de compte avec l'étage de sortie. Nous allons alors représenter le schéma synoptique de notre générateur d'impulsions après quoi nous en dirons chaque étage au détail. Nous faisons à chaque fois une application numérique qui illustre notre étude et est portée en caractères sauto à notre montage.

Schéma synoptique du générateur
à impulsions.



- I: Multivibrateur -astable pour les basses et moyennes fréquences
- II: Multivibrateur astable pour les hautes fréquences
- III: Cellule de dérivation et multivibrateur monostable
- IV: Trigger de Schmitt
- V: Etage de linéarisation de la montée et la descente de l'impulsion
- VI: Etage d'amplification et de sortie.

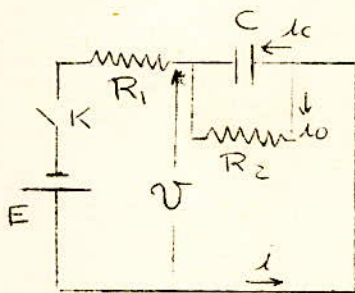
Chapitre I

Le multivibrateur basse et moyennes fréquences

Nous nous proposons d'étudier à travers ce chapitre le multivibrateur qui doit délivrer à sa sortie un train d'impulsions dont la fréquence de récurrence serait variable dans la plage 100 Hz, 2000 Hz. Pour ce faire il serait nécessaire de passer en revue certains circuits afin d'alléger l'étude propre du multivibrateur.

A - Calculs fondamentaux :

Nous allons commencer par étudier le circuit suivant qui correspond à la charge d'un condensateur shunté par une résistance et en série avec une autre.



Nous avons quatre inconnus dans ce problème (i_c, i_0, i, v). Il faut donc établir quatre équations indépendantes

$$i_0 + i_c = i \quad (1) \quad i_c = -C \frac{dv}{dt} \quad (3)$$

$$i_0 = -\frac{v}{R_2} \quad (2) \quad E = R_1 i - v \quad (4) \text{ bis}$$

Du système d'équations ci-dessus nous déduisons

$$E = R_1 (i_c + i_0) - v = -R_1 \left(C \frac{dv}{dt} + \frac{v}{R_2} \right) = - \left[R_1 C \frac{dv}{dt} + \frac{R_1 + R_2}{R_2} v \right]$$

$$-E = R_1 C \frac{dv}{dt} + \frac{1}{a} v \quad \text{avec } a = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

La solution particulière est $v_p = -aE$, la solution générale de l'équation sans second membre en posant $R_1 C = \tau$ est : $v_g = H \cdot e^{-\frac{t}{a\tau}}$
 Si auparavant le condensateur C était déjà chargé et avait à ses

Soient une tension V_0 Nous avons $V|_{t=0} = V_0$ avec $V = -aE + H e^{-\frac{t}{\tau}}$

d'où $V|_{t=0} = V_0 = -aE + H \Rightarrow H = aE + V_0$

finalement nous aurons la relation générale de l'équation complète

$$V = -aE + (aE + V_0) e^{-\frac{t}{\tau}}$$

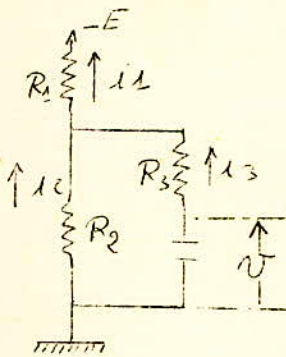
avec $a = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ et $\tau = R_1 C$

Nous pouvons donc écrire l'équation complète ci-dessus sous la

forme suivante : $V = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} E + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} E + V_0 \right) e^{-\frac{t}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C}}$ (4)

Si $V_0 = 0$ et R_2 infime nous retrouvons le résultat classique de la charge d'un condensateur soit $V = -E \left(1 - e^{-\frac{t}{R_1 C}} \right)$.

Etudions maintenant un second cas que nous rencontrerons souvent.



Remarque : Nous utilisons des tensions d'alimentations négatives et ce justement pour éviter l'utilisation de transistor du type NPN. D'autre part ce choix de transistors sera motivé par la suite.

Revenons maintenant au calcul de notre circuit.

$\alpha) \quad i_1 = i_2 + i_3$

$\gamma) \quad -V + R_3 i_3 = R_2 i_2$

$\beta) \quad -V + R_3 i_3 = E - R_1 i_1$

$\delta) \quad i_3 = -C \frac{dV}{dt}$

avec la condition initiale $V|_{t=0} = V_0$

De l'équation (δ) nous tirons le fait que $i_3 = \frac{-\dot{V} + R_3 i_3}{R_2}$

Les équations (d) et (f) donnent $E = -v + R_3 i_3 + R_2 i_2 + R_1 i_1$

En remplaçant i_2 par sa valeur nous aurons:

$$E = -v \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) + i_3 \left(\frac{R_3 R_2 + R_1 R_2 + R_1 R_3}{R_2} \right)$$

Maintenant l'équation (g) nous permet d'éliminer (i_3) et nous aboutissons alors à l'équation différentielle suivante

$$-E = v \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) + \frac{dv}{dt} C \left(\frac{R_3 R_2 + R_1 R_2 + R_1 R_3}{R_2} \right)$$

En posant $a = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ et $\tau = C \frac{R_3 R_2 + R_1 R_2 + R_1 R_3}{R_1 + R_2}$

L'équation s'écrira comme

$$-aE = v + \tau \frac{dv}{dt}$$

La solution générale de l'équation sans second membre est v_g telle que $v_g = H \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$; la solution particulière de l'équation complète est $v_p = -aE$ d'où nous tirons la forme de la solution générale de l'équation complète: $v = -aE + H \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$ avec $v = v_0$ à $t=0$

Par identification on aboutit à: $v_0 = -aE + H \Rightarrow H = aE + v_0$

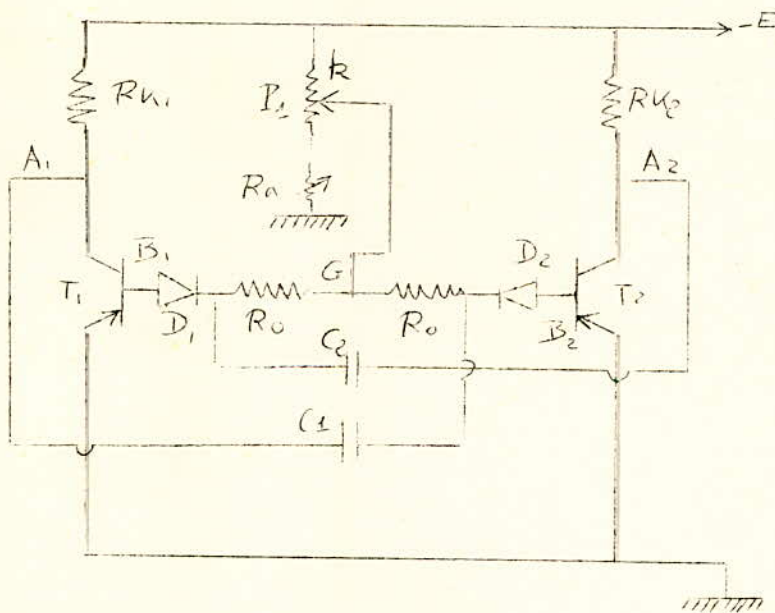
finalement $v = -aE + (aE + v_0) e^{-\frac{t}{\tau}}$ (5)

avec $a = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ et $\tau = C \left(\frac{R_3 R_2 + R_1 R_2 + R_1 R_3}{R_1 + R_2} \right)$

Nous retrouvons les mêmes résultats que précédemment si $R_3 = 0$.
Ayant fait ces remarques nous pouvons maintenant procéder à l'étude proprement dite du multi-circuitur basse et moyennes fréquences.

Nous adapterons un schéma relativement classique de multi-
 vibrateur afin que les résultats théoriques et pratiques restent en-
 tièrement liés. Le rapport cyclique nous le fixerons à "1" et nous
 fixerons aussi la fréquence avec un potentiomètre, d'autre part avec
 des capacités bien déterminées nous fixerons les deux gammes de
 fréquences.

B. Schéma du multi-vibrateur :



Ce multi-vibrateur doit répondre aux conditions de saturation en
 effet le transistor T_1 , comme le transistor T_2 doit avoir
 une polarisation statique de base telle que le courant de base
 soit supérieur à celui nécessaire pour saturer le transistor.

Soit donc R_{b1} la résistance de base du transistor T_1 ,

$$R_{b1} = kP_1 + r_{d1} + R_0 + R_{e1} \quad (R_0 \ll P_1)$$

R_{e1} étant la résistance d'entrée du transistor T_1 , lorsqu'il est saturé, r_{d2} la résistance directe de la diode D_1 et de la même façon en posant R_{b2} comme résistance de base du transistor T_2 nous en déduisons :

$$R_{b2} = \beta I_1 + r_{d2} + R_0 + R_{e2}$$

Nous nous proposons de réaliser un multi-Substrat symétrique donc les résistances de bases, de collecteurs, des diodes (dans le sens direct) et d'entrées des transistors sont respectivement égales :

$$r_{d1} = r_{d2} = r_d, \quad R_{K1} = R_{K2} = R_K \quad R_{e1} = R_{e2} = R_e$$

$$\text{d'où } R_{b1} = R_{b2} = R_b = \beta I_1 + r_d + R_0 + R_e$$

Les résistances r_d et R_e sont généralement négligeables ne sont - ce que devant R_0 $R_b \approx \beta I_1 + R_0$

Les résistances de collecteurs étant égales nous avons

$$\frac{E}{R_b} - \frac{E}{\beta R_K} > 0$$

Nous désignons par " β " le gain en courant statique en montage émetteur commun de l'un des transistors ($\beta_1 = \beta_2 = \beta$)

$$R_b < \beta R_K$$

C. Etude du fonctionnement du multi-Substrat.

Les transistors T_1 et T_2 doivent fonctionner par tout "au repos" c'est à dire qu'ils vont jouer le rôle d'intercepteurs qui se ferment et s'ouvrent pour des tensions bases émetteurs bien déterminées. De plus ces intercepteurs doivent toujours être dans des états.

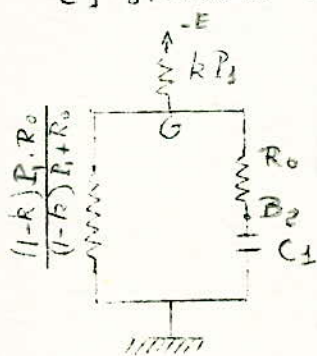
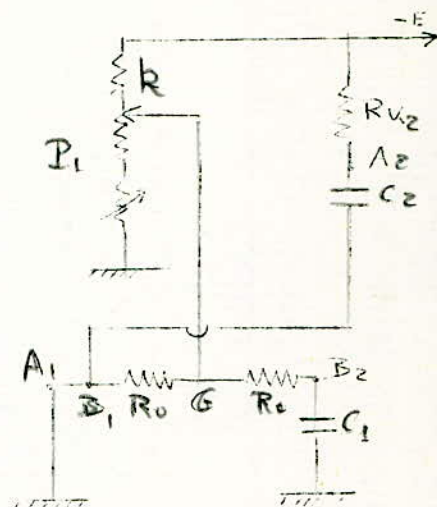
différents. Si le transistor T_1 est bloqué l'autre doit automatiquement être saturé et vice versa. Pour démontrer cela supposons que T_1 et T_2 débitent leur charge à la fois. Quelle que soit la symétrie de notre multistadeur le courant collecteur de T_1 peut par exemple augmenter d'une quantité (Δi) par rapport à celui de T_2 le potentiel V_{A_1} devrait en valeur absolue d'une quantité (ΔV); laquelle sera transmise immédiatement par C_1 à la base de T_2 donc le potentiel collecteur de T_2 soit V_{A_2} augmente en valeur absolue d'une façon instantanée et aussitôt transmettra cet échelon (positif dans le cas d'un NPN) négatif à travers C_2 vers la base de T_1 , le transistor T_1 conduit encore plus en d'autres termes le courant collecteur de T_1 augmente. Nous voyons par ici qu'il y a un effet cumulatif, il suffit donc que le courant collecteur du transistor T_1 soit supérieur à celui de T_2 pour que le transistor T_1 se sature et T_2 se bloque. Pendant que le transistor T_1 est saturé nous venons de voir que T_2 doit être bloqué. Nous avons le potentiel A_1 qui est pratiquement à la masse (à une tension très près ou tension de diode) de même d'ailleurs pour le potentiel B_1 car la chute de tension sur r_d et la résistance d'entrée de T_1 devient négligeable lorsque T_1 est saturé. Donc pour T_1 saturé et T_2 bloqué nous avons le schéma simplifié suivant.

Le condensateur C_2 se charge exponentiellement - c'est un cas particulier de notre calcul précédent :

$$V_{A_2} = -E \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{U_2} C_2}} \right)$$

Lorsque le transistor T_2 est bloqué, son potentiel collecteur ne descend plus d'une façon discontinue vers $-E$ car au para-

vant la capacité C_2 était déchargée et comme nous le verrons il n'y a pas de discontinuité de charge dans un condensateur ni de tension à ses bornes ($Q = CV$) le condensateur C_2 se charge avec la constante de temps $(R_{U_2} C_2)$ jusqu'à ce que V_{A_2} atteigne pratiquement la valeur $-E$. D'autre part nous allons étudier l'évolution du potentiel V_{B_2} de la base de T_2 . Pour ce faire nous voyons d'après le schéma simplifié ci-dessus que C_1 est en la dans le circuit suivant



En identifiant avec notre deuxième calcul théorique et en utilisant la formule (5) nous avons $R_2 = \frac{(1-k)I_1 \cdot R_0}{(1-k)I_1 + R_0}$; $R_1 = kI_1$, $R_3 = R_0$

avec la condition initiale pour $t=0$ le condensateur C_1 tel qu'en l'absence ci-dessus avait déjà

une tension $V_0 = +E$ à ses bornes - car nous savons que notre multivibrateur

est tout à fait symétrique, donc si C_2 s'est chargé d'une valeur ($Q_2 = C_2 E$), C_1 a son tour subi la même soit lorsque T_1 sera bloqué aux bornes. On trouve les mêmes équations que précédemment du fait de la symétrie, mais toujours par la même justification avec la formule (5) en posant

$$a = \frac{1}{kP_1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{kP_1} + \frac{1}{(1-k)P_1} + \frac{1}{P_0}} \quad \text{et } \tau = C_1 (R_0 + a k P_1)$$

$V_{B_2} = -aE + (aE + V_0) e^{-\frac{t}{\tau}}$; Nous venons de voir que $V_0 \neq E$ finalement V_{B_2} peut s'écrire comme

$$V_{B_2} = -aE + E(a+1) e^{-\frac{t}{\tau}}$$

après avoir explicité la constante de temps τ nous aurons

$$\tau = C_1 \left(R_0 + \frac{1}{\frac{1}{kP_1} + \frac{1}{(1-k)P_1} + \frac{1}{P_0}} \right)$$

τ est une fonction de la variable k (de position de P_1) et du paramètre $\frac{P_1}{R_0}$ posons alors $u = \frac{1}{k} + \frac{1}{1-k}$ et étudions $u = f(k)$

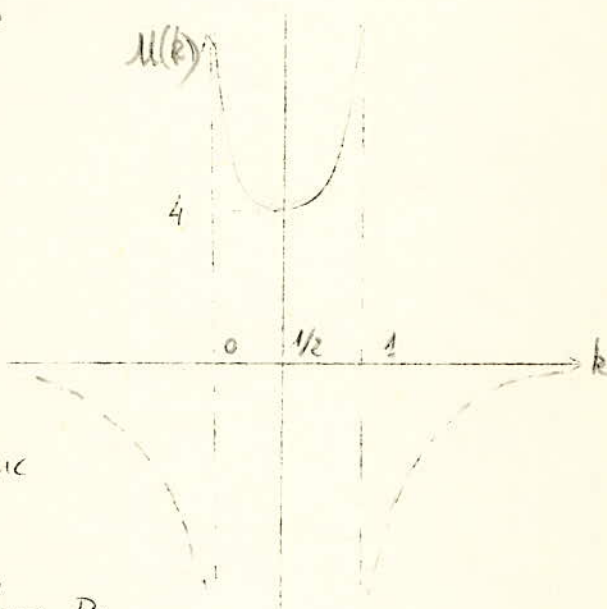
$$u = \frac{1}{(1-k)(k)} \quad k \rightarrow 0 \quad u \rightarrow \infty \quad \begin{cases} k < 0 & u \rightarrow -\infty \\ k > 0 & u \rightarrow +\infty \end{cases}$$

$$k \rightarrow +1 \quad u \rightarrow \infty \quad \begin{cases} k < 1 & u \rightarrow +\infty \\ k > 1 & u \rightarrow -\infty \end{cases}$$

$$\frac{du}{dk} = \frac{2k-1}{[k(1-k)]^2}$$

$$\frac{du}{dk} = 0 \text{ pour } k = \frac{1}{2}$$

k	$-\infty$	0	$\frac{1}{2}$	1	$+\infty$
$\frac{du}{dk}$		-	-	+	+
$u(k)$	0	$+\infty$	4	$+\infty$	0



R indiquant la position relative du pôle au zéro P_1 donc nécessairement $0 < k < +1$

D'autre part R_0 est compris dans P_1

de toutes façons elle est très faible, c'est une résistance d'ajustage.

Sans l'expression de τ nous voyons que τ est maximum pour $u(k)$ minimum et inversement donc :

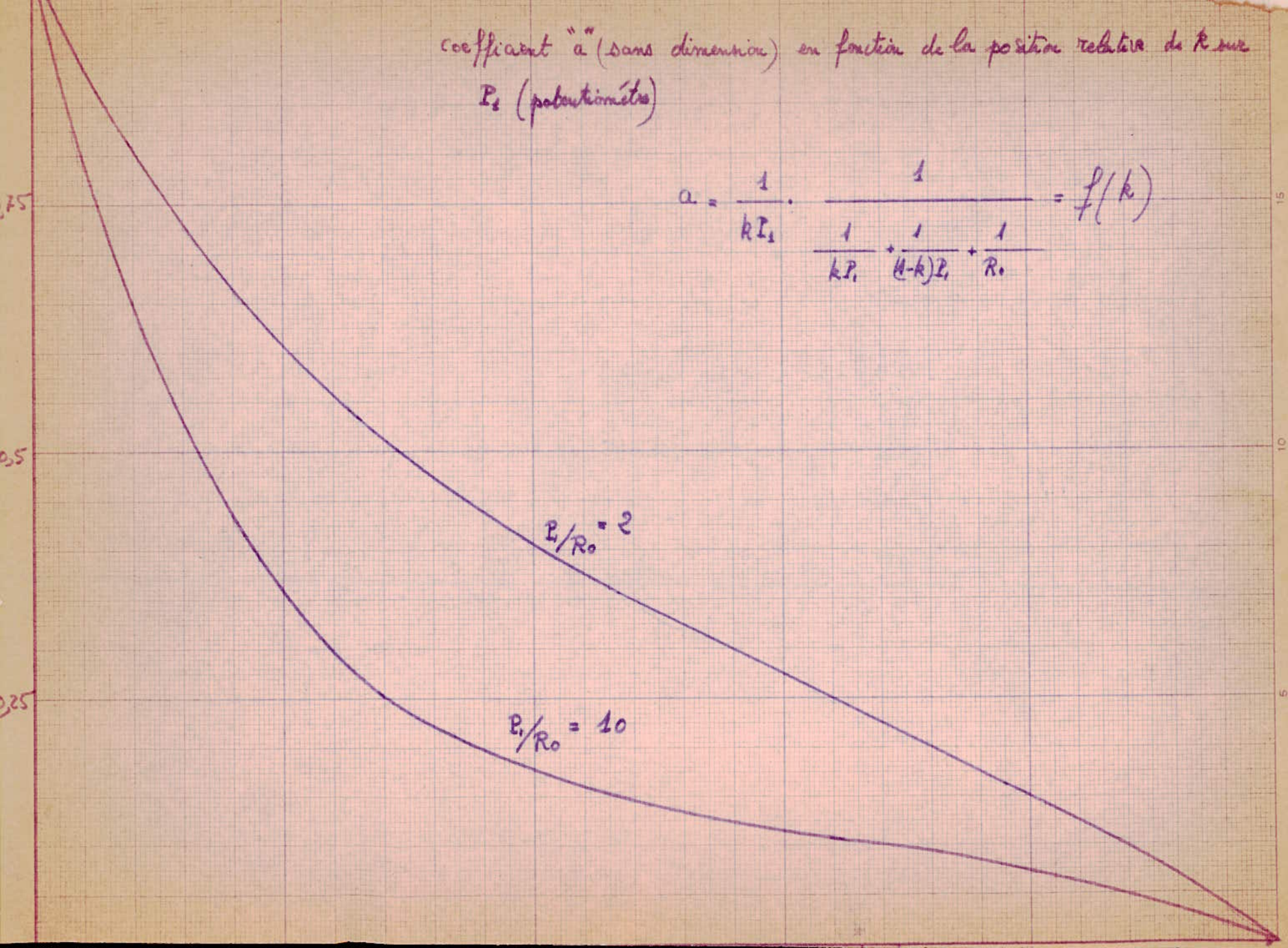
$$\tau_{\max} = C_1 R_0 \cdot \frac{P_1 + 4R_0}{P_1 + 4R_0} \text{ pour } u(k) = 4, k = \frac{1}{2}$$

$$\tau_{\min} = C_1 R_0 \text{ pour } u(k) \rightarrow \infty \text{ et } k \rightarrow (0 \text{ ou } 1)$$

D'autre part si nous fixons P_1 et nous faisons tendre $R_0 \rightarrow \infty$ dans ce cas τ restera constant $\forall k$. Si par contre nous fixons R_0 et nous faisons tendre $P_1 \rightarrow \infty$ $\tau_{\max} \rightarrow 2(C_1 R_0)$. Donc ce que nous pouvons retirer de cette discussion est que P_1 doit être supérieur à R_0 pour avoir une grande constante de temps qui à la limite sera le double de sa valeur minimale. Mais ce qui nous intéresse est que $\frac{P_1}{R_0}$ n'influe pas que sur la constante de temps ; τ intervient aussi dans un

coefficient "a" (sans dimension) en fonction de la position relative de R sur P₂ (potentiomètre)

$$a = \frac{1}{kI_1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{kI_1} + \frac{1}{(H-k)I_1} + \frac{1}{R_0}} = f(k)$$



autre terme que nous allons voir par la suite. A present passons au calcul de la demi periode pendant laquelle T_2 est bloqué. (Nous savons par ailleurs que l'autre τ est a dire celle qui correspond a T_1 , bloqué est egale a la première et basant toujours sur la symétrie de notre multipliateur). T_2 se debloque lorsque le potentiel de sa base arrive a la valeur nominale $-V_{BN2} = -V_{BN1} = V_{BN}$ déterminé par le char de transistor de toute façon cette tension (V_{BN}) est toujours de 0,1 à 0,2 volts donc très faible devant E .

$$-V_{BN} = -aE + (aE + E)e^{-\frac{t_0}{\tau}}$$

d'où t_0 :

$$t_0 = \tau \ln \frac{1 + \frac{1}{a}}{1 - \frac{V_{BN}}{aE}} \quad (6)$$

Comme précédemment nous avons $C_1 = C_2 = C$; $a = \frac{1}{kP_1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{kP_1} + \frac{1}{(1-k)P_1} + \frac{1}{R_0}}$

$$\tau = C \left(R_0 + \frac{1}{\frac{1}{kP_1} + \frac{1}{(1-k)P_1} + \frac{1}{R_0}} \right)$$

La période totale du multipliateur s'en déduit alors

$$\text{Période totale} = 2t_0$$

t_0 est explicite ci dessus

Maintenant le problème qui se pose est de calculer la plus petite et la plus grande période que l'on peut obtenir avec ce multipliateur

Nous avons vu que $a = \frac{1}{1 + \frac{k}{fR} + k \frac{P_i}{R_0}}$ (forme qui s'en déduit facilement

de la première). Nous avons étudié la courbe $a = f(k)$ avec $\frac{P_i}{R_0}$ comme paramètre - cette courbe telle que le montre le graphique est décroissante k variant de "0" à "1" et a "entre 1 et 0" si $a \neq \frac{V_{bN}}{E}$ la quantité $\frac{1 + \frac{1}{a}}{1 - \frac{V_{bN}}{aE}}$ quoique incluse dans le logarithme devant être grande.

Par ailleurs le choix d'un paramètre $\frac{P_i}{R_0}$ élevé donne une courbe $a = f(k)$ qui varie plus lentement vers les valeurs de k voisines de l'unité.

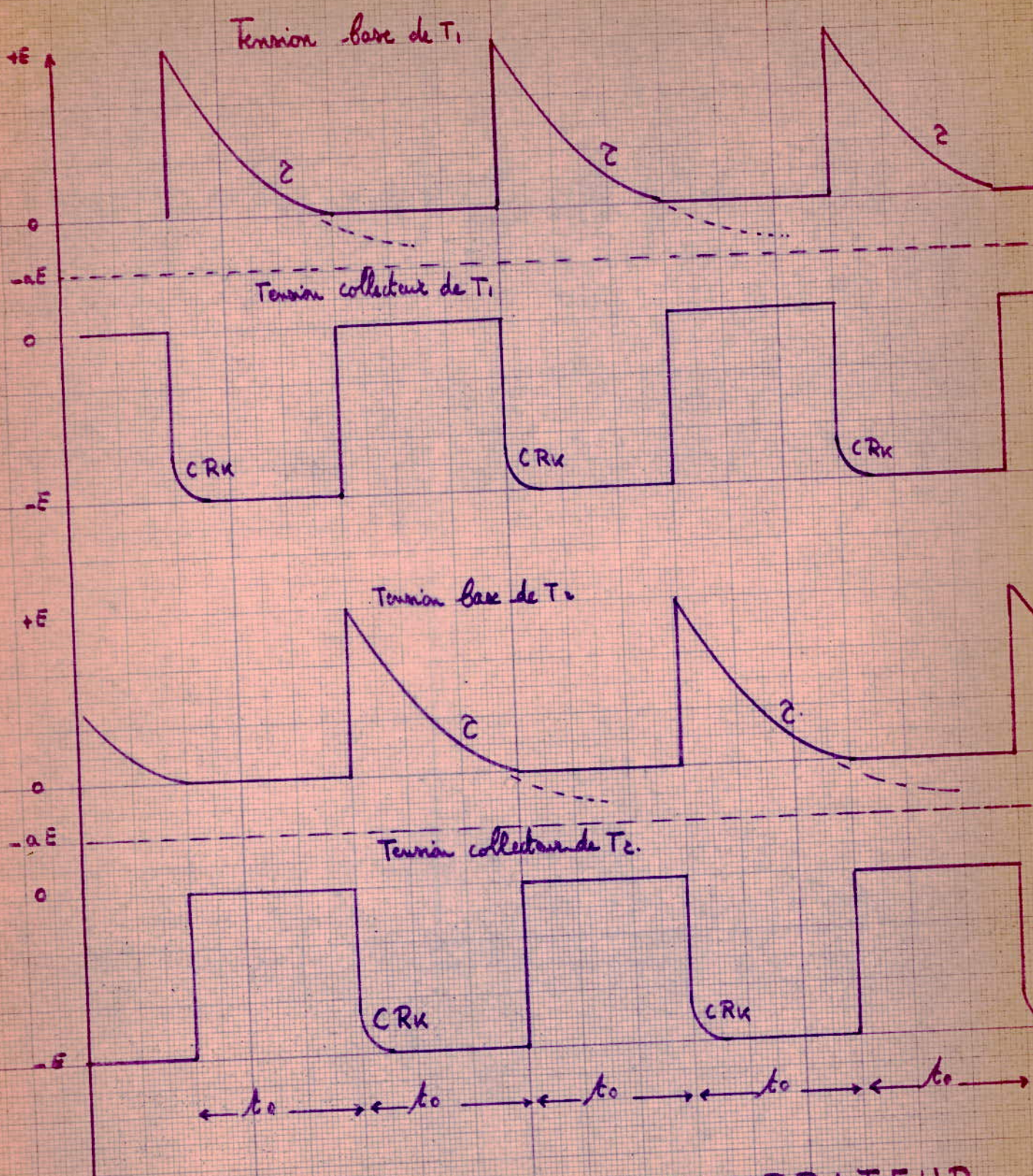
En effet le fait de prendre $\frac{P_i}{R_0}$ élevé est un avantage car la quantité incluse dans le logarithme devant suffisamment grande pour $k \rightarrow (1; 0)$

Donc $\frac{P_i}{R_0}$ élevé permet d'avoir de très basses fréquences avec faibles

D'autre part τ est maximum pour $k = 0,5$. Par contre du côté des hautes fréquences $k \rightarrow (0; 1)$ valeurs extrêmes $\Rightarrow \tau = \tau_{min} = C R_0$

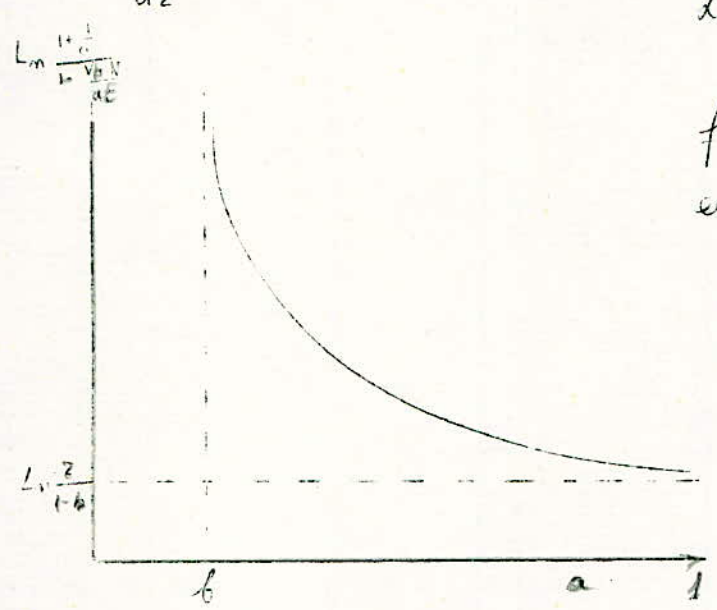
$\frac{P_i}{R_0}$ élevé permet d'avoir R_0 faible en gardant toujours la valeur de P_i imposée par la limite basse de fréquence, dans ce cas τ_{min} devient encore plus faible à une fréquence plus haute. La quantité $\frac{1 + \frac{1}{a}}{1 - \frac{V_{bN}}{aE}}$ doit nécessairement être positive sinon nous ne pourrions

guère en extraire le logarithme et de plus nous n'avons qu'à réaliser les oscillogrammes de potentiels V_B , nous remarquons que si le niveau aE (au lieu de la valeur V_{bN} (aE étant l'asymptote de la courbe $V_B = f(t)$)) la période ne sera pas définie et le casuellement entre les transistors T_1 et T_2 ne pourra guère avoir lieu. Si par contre ($a \rightarrow +\infty$)



FORME D'ONDES DU MULTIVIBRATEUR
 ASTABLE (100Hz + 200 kHz)

$$\frac{1 + \frac{1}{a}}{1 - \frac{VbN}{aE}} = \frac{2}{1-b} \quad \text{avec} \quad \frac{VbN}{aE} = b \quad (b \ll 1) \quad \text{d'où} \quad L_m \frac{2}{1-b} \neq 1$$



La quantité $L_m \frac{1 + \frac{1}{a}}{1 - \frac{VbN}{aE}}$ peut monter
 facilement à la valeur 8 ou 10 par
 exemple si $a \neq \frac{1}{100}$ et $\frac{VbN}{aE} \neq \frac{1}{100}$

$$\frac{1 + \frac{1}{a}}{1 - \frac{VbN}{aE}} \neq \frac{100}{1000}$$

Le logarithme peut dépasser la
 valeur 10'

et surtout dans de telles conditions nous pouvons nous permettre de
 prendre $\frac{P_i}{R_o}$ pas très élevé 4 ou 5 sans craindre d'être limité
 vers les basses fréquences et c'est là justement qu'apparaît l'utilité de
 la résistance R_a placée à la base de P_1 , R_a veut enlever la partie
 de P_1 donc lorsque nous aurons besoin de basses fréquences d'une gamme
 nous réglons R_a à sa position max et nous ajustons R_a de telle façon que
 $aE \neq VbN$ - VbN étant la tension nominale base émetteur de T_1 ou T_2
 logiquement nous allons prendre des valeurs qui nous pouvons facilement
 attendre soit $L_m \frac{1 + \frac{1}{a}}{1 - \frac{VbN}{aE}} \neq 5$; $\frac{P_i}{R_o} = 5$

Donc le courant de base doit varier dans un rapport de 6'

Nous allons prendre 4 sous gammes qui se recoupent légèrement de telle façon que $L_n \frac{1/a}{1 - v_b N}$ peut aller à 10 dans nos fréquences calculées la valeur "8" en prenant des gammes et leurs limites sans se recouper. La dernière Ra ne risque pas de décaler les conditions de saturation car $\frac{Ra}{R_2} = \frac{1}{100}$ donc le $\frac{1}{20}$ de Ra

$$\left(L_n \frac{1/a}{1 - v_b N} \right) \# 1$$

min

$$T_{max} = 16 \tau \quad \tau = CR_0$$

$$T_{min} = 2 \tau$$

$$16CaR_0 \longleftrightarrow 2CaR_0$$

$$16CbR_0 \longleftrightarrow 2CbR_0$$

$$16CcR_0 \longleftrightarrow 2CcR_0$$

$$16CdR_0 \longleftrightarrow 2CdR_0$$

La fréquence basse imposée est 100 Hz ce qui correspond à une période $T_{basse} = 10^{-2}$ secondes

$$Ca = 5Cb \quad Cb = 8Cc \quad Cc = 8Cd$$

$$10^{-2} = 16CaR_0 \Delta$$

$$\frac{16CaR_0}{2CdR_0} = 4096 \quad \text{soit environ } 4000 \quad \text{si nous commençons à } 100 \text{ Hz}$$

à 100 Hz mais sachant que l'on peut monter jusqu'à 4000 Hz.

Nous prenons comme transistor le 2N1358 la fréquence de coupure.

en base commune $f_d = 10017 \text{ Hz}$ - donc elle est largement suffisante
 β statique = 40 au minimum.

$$\frac{P_i}{R_c} = 5 \quad R_c \leftarrow R_b \rightarrow 6 R_c$$

Nous prenons comme source d'alimentation $(-12 \text{ Volts} = -E)$

$R_K = 3,2 \text{ k}\Omega$ d'au saturation $\# 5,4 \text{ mA}$

$$R_o = 10 \text{ k}\Omega \quad P_i = 50 \text{ k}\Omega$$

Nous utilisons une résistance R_b variable de l'ordre de 200 à 300 Ω

La question de condensateurs est maintenant trè facile.

$$10^{-2} = 16 \text{ Ga } (10 \text{ k}\Omega)$$

$$C_a \# 60 \text{ nF} \quad C_b \# 7,5 \text{ nF}$$

$$C_c \# 1 \text{ nF} \quad C_d \# 120 \text{ pF}$$

Nous avons une répartition approximative de plages de fréquences:

$$1^{\text{ère}} \text{ sous gamme} \quad 10017 \rightarrow 800 \text{ Hz} \quad (C_a)$$

$$2^{\text{e}} \text{ sous gamme} \quad 800 \text{ Hz} \rightarrow 6400 \text{ Hz} \quad (C_b)$$

$$3^{\text{e}} \text{ sous gamme} \quad 6400 \text{ Hz} \rightarrow 50 \text{ kHz} \quad (C_c)$$

$$4^{\text{e}} \text{ sous gamme} \quad 50 \text{ kHz} \rightarrow 400 \text{ kHz} \quad (C_d)$$

Chapitre II

Le multi-vibrateur instable pour les hautes fréquences

A Généralités et but :

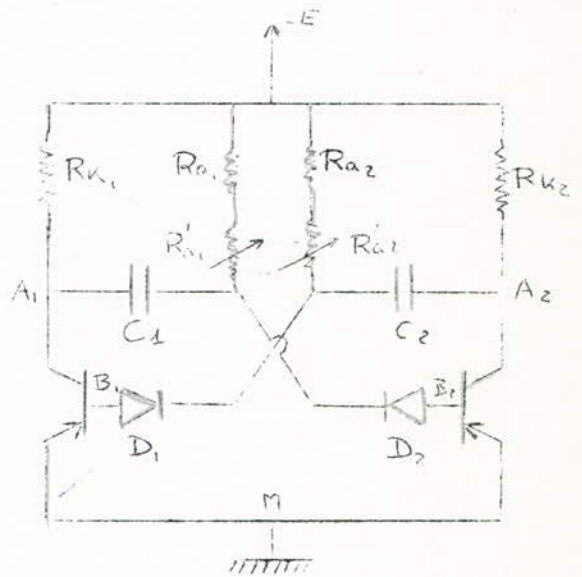
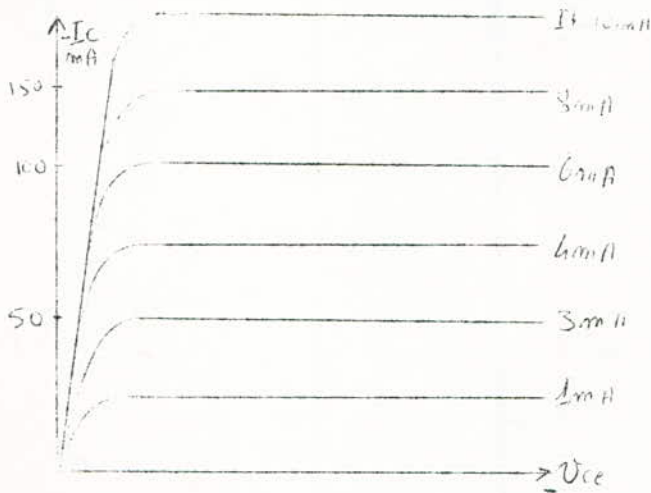
Nous allons étudier le montage d'un multi-vibrateur instable lequel doit nous fournir un train d'impulsions dont la fréquence de récurrence s'étendrait sur la gamme (200 kHz ÷ 10 MHz). Ce multi-vibrateur - comme celui des basses fréquences - est réalisé avec des transistors (PNP) - afin que la dérivation de ses impulsions donnerait des temps positifs les brefs.

B Principe

En effet nous voulons une plage de fréquences aussi large que possible - ce qui revient à avoir pour des condensateurs bien déterminés une variation de fréquence dans un rapport important. Le principe consiste à faire varier la résistance de base dans le rapport maximum car comme nous allons le voir dans l'étude propre du multi-vibrateur, la résistance de base est directement proportionnelle à la fréquence. Avoir un courant de base trop faible le transistor risque de ne pas se saturer ; avoir un courant de base trop fort le transistor risque de se décaler. La relation consiste à prendre une résistance de collecteur telle que le courant de base de saturation soit très faible par exemple ($I_{b-sat} = 1 \text{ mA}$) dans ce cas là le courant de base peut augmenter.

- dix fois plus que sa valeur de saturation sans courir le risque de détérioration du transistor.

C. Schéma du multivibrateur



D. Condition de saturation

Lorsque l'un des transistors se trouve bloqué le second doit être nécessairement saturé. Il faut donc que la polarisation statique le permette. Il y a deux états: T_1 bloqué T_2 saturé; T_1 saturé T_2 bloqué. Le transistor T_2 est bloqué et T_1 saturé.

Si T_1 est saturé son courant de base doit être supérieur à la valeur nominale I_{b0} qui est juste nécessaire pour saturer le transistor

$$I_b > I_{b0} \quad I_{b0} = \frac{E}{R_{A1} + R_{A2}}$$

Avant de continuer notre raisonnement remarquons que lorsque un transistor est saturé il joue le rôle d'un interrupteur fermé donc la chute de tension collecteur-emetteur ainsi que la chute base-emetteur

sont tout à fait négligeables. De plus une diode présente une très faible résistance dans le sens passant, il serait donc logique que de négliger cette résistance devant R_{a1} , ou R_{u1} ou R_{a2} .

$\beta_1 I_{b1} = I_{c1}$ I_{c1} est le courant collecteur de T_1 , β_1 est le gain en courant statique de T_1 (en montage émetteur commun)

la condition $I_{b1} > I_{b1c}$ devra alors sans la prise en compte

$$\frac{E}{R_{a2} + R'_{a2}} > \frac{E}{\beta_1 (R_{u1})}$$

ce qui revient à écrire

$$\boxed{R_{a2} + R'_{a2} > \beta_1 R_{u1}}$$

2. Le transistor T_1 est bloqué et T_2 saturé.

De la même façon donnons à I_{b2} la possibilité de dépasser la valeur I_{b2c} . Nous avons alors $I_{b2} > I_{b2c}$ $I_{b2c} = \frac{E}{R_{a1} + R'_{a1}}$

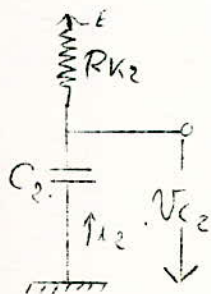
$I_{c2} = \frac{E}{R_{u2}}$ d'où nous aboutissons à

$$\boxed{(R_{a1} + R'_{a1}) > \beta_2 R_{u2}}$$

E. Etude du fonctionnement du multi-vibrateur

Les deux transistors T_1 et T_2 ne peuvent pas décaler au même temps car si c'était le cas une légère augmentation du courant dans le collecteur de T_1 provoque une diminution $|V_{ce1}|$ donc le transistor T_2 aura à sa base une tension $|V_{be2}|$ qui sera inférieure à la valeur initiale présente T_2 aura tendance à se bloquer, le courant collecteur de T_2 diminue et la tension $|V_{ce2}|$ augmente et transmettra

à travers C_2 une impulsion négative vers la base de T_1 , ce qui provoquera une augmentation du courant collecteur de T_1 . Nous venons de voir l'instabilité de l'état où T_1 et T_2 débloquent en même temps dans notre exemple T_1 se sature et T_2 se bloque, si par contre c'était le courant collecteur de T_2 qui aurait augmenté le raisonnement serait identique et T_2 se serait saturé pendant que T_1 se bloquerait. L'effet étant cumulatif donc le passage d'un état à l'autre se fait instantanément. Pendant que le transistor T_1 est saturé son potentiel de base et son potentiel collecteur sont pratiquement à la masse. Le condensateur C_2 se chargera à travers R_{U_2} , la résistance directe de la diode D_1 et la résistance d'entrée de T_1 , ce qui revient pratiquement à R_{U_2} car R_{U_2} est largement plus grande que la résistance directe de D_1 et la résistance d'entrée de T_1 .



$$E = R_{U_2} i_2 + \frac{1}{C_2} \int i_2 dt$$

$$0 = R_{U_2} \frac{di_2}{dt} + \frac{i_2}{C} \rightarrow i_2 = U e^{-\frac{t}{R_{U_2} C_2}}$$

au temps $t=0$ le condensateur C_2 n'était pas chargé $Q=0$ donc à ses bornes et on peut y avoir une tension ($t=0$)

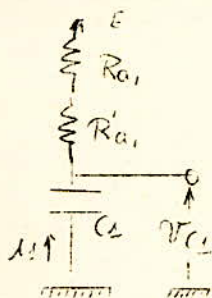
$$\text{d'où } \frac{dQ}{dt} = \frac{E}{R_{U_2}}$$

$$i_2 = \frac{E}{R_{U_2}} e^{-\frac{t}{R_{U_2} C_2}} \rightarrow V_{C_2} = E \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{U_2} C_2}} \right)$$

$$\frac{V_{C_2}}{E} = 1 - e^{-\frac{t}{R_{U_2} C_2}}$$

pour $t = 3RK_2C_2$ nous avons $\frac{V_{c_1}}{E} \approx 95\%$

D'autre part pendant le temps où C_2 se charge C_1 se décharge à travers les résistances R_{a_1} et R'_{a_1}



$$E = (R_{a_1} + R'_{a_1}) i_1 + \frac{1}{C_1} \int i_1 dt$$

$$0 = (R_{a_1} + R'_{a_1}) \frac{di_1}{dt} + \frac{i_1}{C_1} \Rightarrow i_1 = K e^{-\frac{t}{(R_{a_1} + R'_{a_1})C_1}}$$

au temps $t=0$ la tension aux bornes de la capacité

$$V_{c_1} = V_0 = V_{c_1} \Big|_{t=0}$$

$$V_{c_1} = V + K - E \Big|_{t=0}$$

$$\text{d'où } K = V_0 + E$$

La solution particulière de i_1 est $i_{1p} = \frac{-E}{R_{a_1} + R'_{a_1}} \rightarrow V_{c_1}$ particulière = $-E$

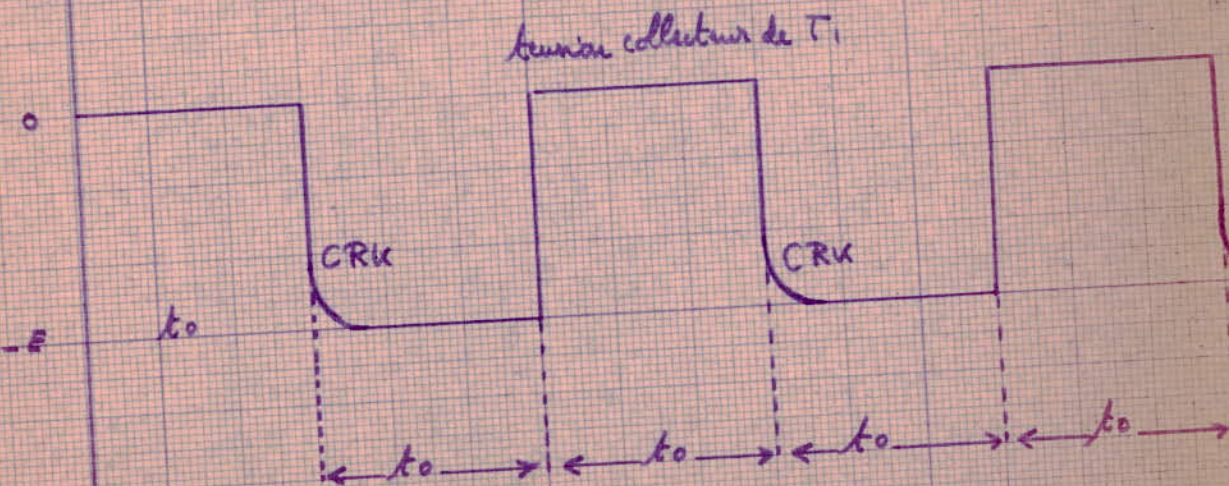
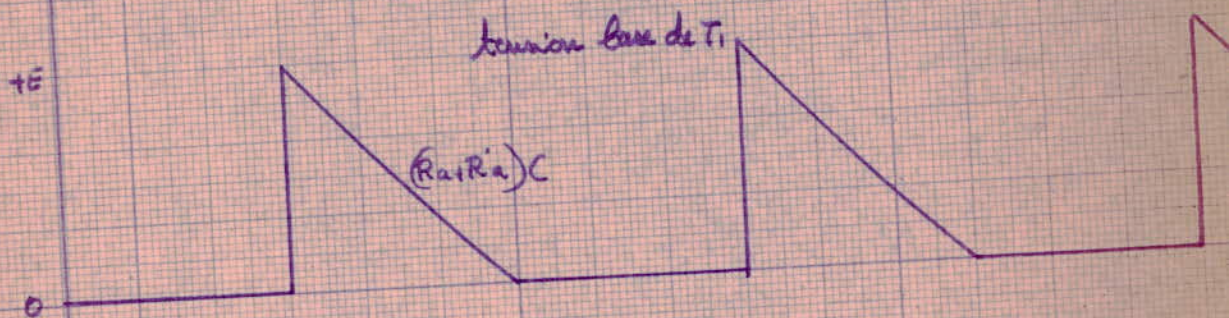
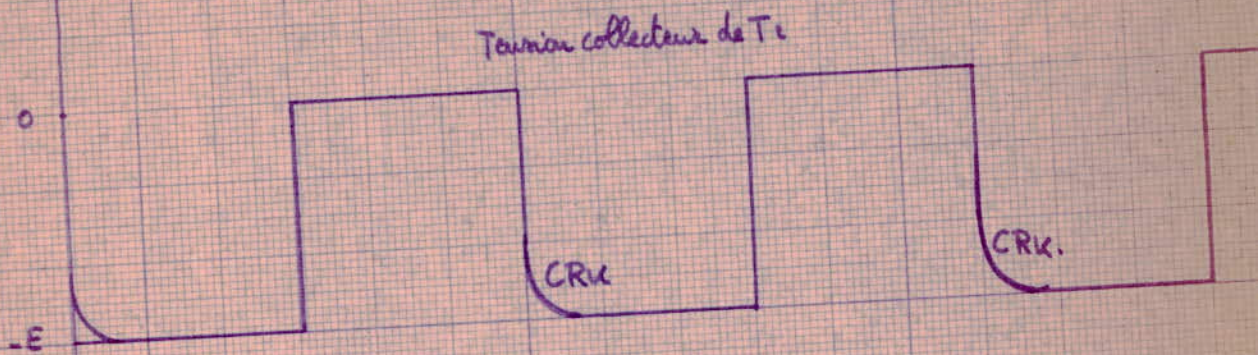
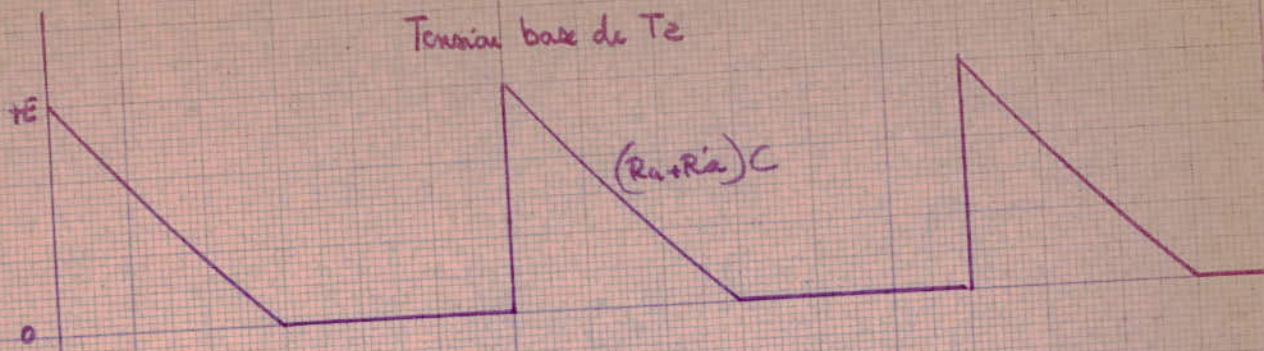
$$V_{c_1} = -E + (V_0 + E) e^{-\frac{t}{(R_{a_1} + R'_{a_1})C_1}}$$

Si nous admettons que le condensateur C_2 a eu le temps de se charger à plus de 95% pendant le cycle précédent, et à dire pendant la demi période où T_2 était saturé et T_1 bloqué nous pouvons remplacer directement V_0 par $+E$ ce qui donne pour V_{c_1}

$$V_{c_1} = -E (1 - 2 e^{-\frac{t}{(R_{a_1} + R'_{a_1})C_1}})$$

Remarque:

Les impulsions que nous allons recueillir à la sortie de ce multiplexateur seront appelées à être dérivées et nous utiliserons que les tops positifs car ces derniers correspondent au flanc de montée rapide de l'impulsion, par suite leur emplacement par rapport aux tops négatifs nous intéresse fort peu en d'autres termes nous pouvons dire que la



Formes d'ondes du multivibrateur astable (HF)

- genre des impulsions est choisie arbitrairement. Nous nous proposons alors de prendre pour rapport cyclique la valeur "1" ce qui nous permet d'utiliser un multi-vibrateur astable symétrique, d'où la symétrie respective de tous les éléments qui le constituent.

$$R_{K1} = R_{K2} = R_K, \quad R_{A1} = R_{A2} = R_A, \quad R'_{A1} = R'_{A2} = R'_A, \quad D_1 = D_2 = D, \quad C_1 = C_2 = C, \quad T_1 = T_2$$

Le transistor T_2 se déblocuera lorsque potentiel de sa base mesuré plus positif par rapport à son émetteur, du point de vue pratique cet état est réalisé lorsque $V_{C1} = 0$ d'où :

$$0 = -E \left(1 - 2 e^{-\frac{t_0}{(R_A + R'_A)C}} \right)$$

$$t_0 = 0,7 (R_A + R'_A) C$$

" t_0 " est le temps pendant lequel le transistor T_2 , ou T_1 reste bloqué. Nous deduisons alors la période totale du multi-vibrateur :

$$T = \text{période totale} = 1,4 (R_A + R'_A) C$$

Nous prenons comme prévu dans les généralités $R'_A + R_A = 10 R_A$ et nous avons une variation de fréquence dans un rapport de 10 en jouant juste sur " R_A " la capacité C étant fixée. Les courbes seront déterminées par les valeurs de $C - C_1 - C_2$. A présent nous représentons graphiquement les oscillogrammes prévus par la théorie.

Côté pratique :

Le transistor que nous allons utiliser est un transistor de commutation ultra-hautes fréquences, le léger encadrement qu'il présente est :

que le courant de base maximum qu'il peut supporter est de 1 mA donc la résistance de base minimum R_b doit être plus grande - ce qui veut dire que la capacité C doit être faible et même très faible pour atteindre 10^7 Hz . De toutes façons la limite de 1 mA est tout à fait tolérable. Nous adoptons finalement les valeurs suivantes qui suffisent les conditions de saturation et de charge et de charge de condensateurs:

$E = 6 \text{ Volts}$ $R_k = 1,5 \text{ k}\Omega$ $R_b = 6 \text{ k}\Omega$ $R_c = 54 \text{ k}\Omega$ (variable)

Pour le transistor nous avons choisi $T_1 = T_2 = \text{PN}2894$

β statique moyen = 40 :

10^7 Hz correspond à une période de 10^{-7} secondes

$C \begin{cases} C_\alpha = 15 \text{ pF} \\ C_\beta = 100 \text{ pF} \\ C_x = 300 \text{ pF} \end{cases}$ avec de telles valeurs pour les condensateurs nous pouvons pour les fréquences inférieures à 10^7 Hz faire varier la résistance de

base dans un rapport inférieur à 10. Donc au lieu de descendre jusqu'à $6 \text{ k}\Omega$ nous pouvons avoir $R_c + R_{b_{\text{min}}} = 8 \text{ k}\Omega$, - c'est d'ailleurs là un avantage qui nous permet d'avoir une charge de condensateur supérieure à 95%. Quoique les sautages se voient peut-être nous pouvons avoir de telles valeurs largement - (au-delà la bande de fréquences $(100 \text{ kHz} \rightarrow 10^7 \text{ Hz})$).

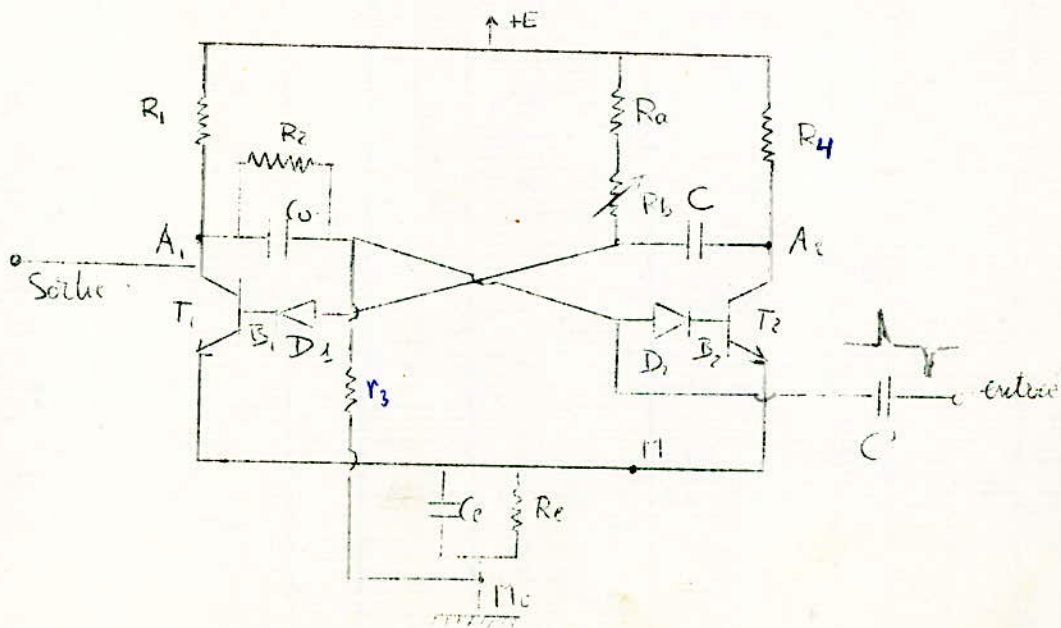
Chapitre III

Le multivibrateur monostable.

Nous allons étudier un multivibrateur monostable qui comme nous le savons est conçu pour donner à sa sortie des impulsions à largeur variable et aussi rectangulaires que possible. La fréquence de récurrence de ces impulsions est imposée par les temps de décharge qui parviennent de l'un des multivibrateurs astables. Notons que la largeur de l'impulsion peut occuper presque toute la période, donc nous serons dans l'obligation de respecter la même gamme de fréquences pour les multivibrateurs astables et monostable.

En résumé nous voulons réaliser un multivibrateur monostable dont la période propre varierait dans la gamme (100ms ± 1ms)

- A - Schéma du multivibrateur ou univibrateur



B. Conditions de Saturation

En effet nous devons établir certaines conditions du point de vue polarisation afin que lorsque l'un des transistors est saturé l'autre doit être bloqué.

1. T_1 Saturé et T_2 bloqué.

Si T_1 est saturé le potentiel de son collecteur est pratiquement égal à V_M $V_{A1} - V_{CE1} \approx V_{CE01} \approx 0$ (V_{CE01} est la tension de décrochage).

Il faut que les résistances R_2 et R_3 formant un diviseur de tension tel que V_{B211} soit négatif ce qui veut dire que T_2 doit être bloqué. Le courant qui circule dans R_e est égal à:

$$I_{R_e} = \frac{E}{R_1 + R_e} \quad \text{et ce en admettant que les résistances}$$

R_2 et R_3 sont très grandes devant R_1 donc $V_{B211} = -\frac{E R_e}{R_1 + R_e}$

Ce potentiel négatif va être distribué à travers le diviseur de tension R_2, R_3 de façon que V_{B211} soit négatif, Bien entendu V_{B211} est certainement négatif mais il faut que $|V_{B211}| > |V_{B21}|$.

V_{B21} étant la tension nominale de base de T_2 . D'autre part T_1 devant être saturé:

$$E'_1 = E - |V_{B211}|$$

$$\frac{E'_1}{R_1} < \frac{E'_1 \beta_1}{R_b + R_a} \Rightarrow R_b + R_a < \beta_1 R_1$$

2. T_2 Saturé et T_1 bloqué

Maintenant le courant emetteur de saturation qui circulera dans la résistance R_e n'est plus celui de T_1 mais pratiquement celui de T_2 .

La chute de tension sur R_1 vaut donc: $V_{11011} = \frac{E_2 R_1}{R_4 + R_1}$

$$\frac{E_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_{11011}}{R_3} > \frac{E_2}{R_4 \beta_2} \quad \text{d'où finalement:}$$

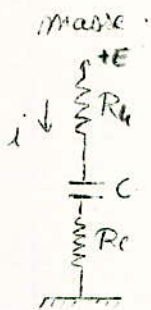
$$\beta_2 \left(\frac{R_4}{R_1 + R_2} - \frac{R_1}{R_3} \right) > 1$$

Nous avons posé $E_2 = E - |V_{11011}|$ et nous avons désigné par V_{11011} la chute de tension sur la résistance R_1 (pour T_2 saturé).

C - Etude du fonctionnement.

Nous venons d'établir certaines relations entre les résistances de telle façon que lorsque l'un des transistors est saturé l'autre est bloqué. Par ailleurs un multivibrateur monostable est caractérisé par deux états: un état stable qui correspond dans notre schéma à T_2 bloqué et T_1 saturé. Dans cet état notre multivibrateur peut rester indéfiniment et justement l'utilité des impulsions que nous injectons à l'entrée consiste à débloquer T_2 de bloquer T_1 à ce moment le multivibrateur passe dans son état quasi stable qui correspond à T_1 bloqué et T_2 saturé, cet état est dû pour arriver finalement à l'état stable précédent, cet état quasi stable est le plus important car il définit la période du multivibrateur. Pendant l'état stable où T_2 est bloqué et T_1 saturé le condensateur C se charge à travers les résistances R_4 , R_d , et R_1 , R_d , et la résistance directe de la diode D_1 , R_{e1} et la résistance

directe de la diode base emetteur de T_1 ; la realisation pratique nous permettra de negliger les resistances R_d et R_e , devant la resistance R_b . Remarquons aussi qu'avec les resistances R_d et R_e , se trouve la resistance R_e car le courant de l'emetteur de T_1 passe par R_e avant d'aboutir à la



$E = (R_b + R_e)i + \frac{1}{C} \int i dt$: Le condensateur est tout prachargé au temps $t=0$ donc $i = \frac{E}{R_b + R_e}$

En derivant par rapport au temps le deuxieme membre de l'equation (dessus, nous aurons : $\frac{di}{dt} (R_b + R_e)C + i = 0$ en posant $(R_b + R_e)C = \tau$ la solution generale serait de la forme :

$i = H e^{-\frac{t}{\tau}}$ La solution particuliere $i = 0$ et la condition initiale

$i = \frac{E}{R_b + R_e}$ nous permettent de trouver la solution generale de l'equation

complete soit : $i = \frac{E}{R_b + R_e} \cdot e^{-\frac{t}{(R_b + R_e)C}}$

Nous deduisons la charge du condensateur $Q = C V = \int i dt$

$Q = -CE \left(e^{-\frac{t}{(R_b + R_e)C}} - 1 \right) = CE \left(1 - e^{-\frac{t}{(R_b + R_e)C}} \right)$

Le condensateur se chargera à 95% pendant un temps t_1

$\frac{95}{100} = 1 - e^{-\frac{t_1}{(R_b + R_e)C}}$ $t_1 = 3C(R_b + R_e)$

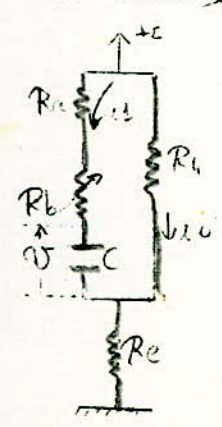
Supposons que la duree de l'etat stable soit suffisante pour permettre au condensateur C de se charger et avoir a ses bornes une tension $\# E$. Alors ds que nous envoyons une impulsion breve (positive) sur la base de T_2 , T_1 qui initialement etait bloqué, va se saturer car

potentiel collecteur tombe à la masse à une tension V_{ce} (tension de déchet) en réalité ce n'est pas la masse dans notre cas mais c'est le point commun des emetteurs. Cette chute de tension crée un H_2 va être la somme immédiatement vers la base de T_1 lequel va se bloquer le potentiel H_1 plus à la valeur $(+E)$. (Nous négligeons la faible tension à travers R_3 et R_4)
 Et si par exemple le courant à travers R_3 et R_4 et important le potentiel de H_1 ne marche pas tout à fait à $(+E)$ et marquera une valeur E_0 que nous nous proposons de calculer. La chute de tension sur R_4 est égale à $|V_{ce}| = \frac{ER_4}{R_4 + R_3}$.

$$\left(\frac{E - |V_{ce}|}{R_1 + R_2} \right) R_2 + V_{ce} = E_0$$
 d'où en explicitant V_{ce} résulte

$$E_0 = E \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3}{R_4 + R_3} \right)$$

Maintenant le condensateur C va se charger à travers R_3, R_4 et R_5 .
 R_3 est trop faible devant R_4 et R_5 de toute façon dans l'application numérique nous aurons à faire ces remarques pour le moment faisons le calcul exact.



- (1) $E = R_1 i_1 + R_5 (i_1 - i_2)$
- (2) $R_4 i_2 = (R_3 + R_5) i_2 + V$
- (3) $V = \frac{1}{C} \int i_2 dt$

Nous avons 3 Equations et 3 inconnues nous allons résoudre ce système. Enfin nous ne sert de trop détailler les calculs.

au temps $t=0$ $V = -E$ condensateur complètement chargé et le reste n'est qu'une révolution classique de l'équation en V constante

$$E \frac{R_4}{R_1 + R_4} = \tau \cdot \frac{dV}{dt} + V \quad \text{avec } \tau = C \left(\frac{R_1 R_4}{R_1 + R_4} + R_4 + R_6 \right)$$

finalement nous aboutissons à :

$$V = E \frac{R_4}{R_1 + R_4} - E \left(1 + \frac{R_4}{R_1 + R_4} \right) e^{-\frac{t}{\tau(R_1 + R_6)}}$$

C'est précisément cette équation qui définit le temps t_0 ou période propre du monostable. En effet lorsque $V \neq 0$ réellement ce n'est pas tout à fait $V = 0$ mais $V = -V_{ce2} + V_{be1}$

V_{ce2} = tension émetteur collecteur de T_2 lorsqu'il est saturé

V_{be1} = tension base émetteur de T_1 juste nécessaire pour le débloquer en identifiant avec la formule - ce dernier nous donne " t_0 "

$$t_0 = C(R_1 + R_6) \ln \left(2 + \frac{R_6}{R_4} \right) \approx C(R_1 + R_6) \ln 2$$

Avant de passer aux discussions au sujet de l'élargissement de la bande de fréquence nous allons tout d'abord représenter les oscillogrammes prévus par la théorie.

Le condensateur C est conçu uniquement pour transmettre les fronts raides des potentiels A. D'autre part les diodes D₁ et D₂ sont de simples diodes, elle servent de protection pour la jonction base-émetteur des transistors T₁ et T₂ lorsqu'il y a de fortes tensions inverses qui leurs sont appliquées.
Comment élargir la bande de fréquences.

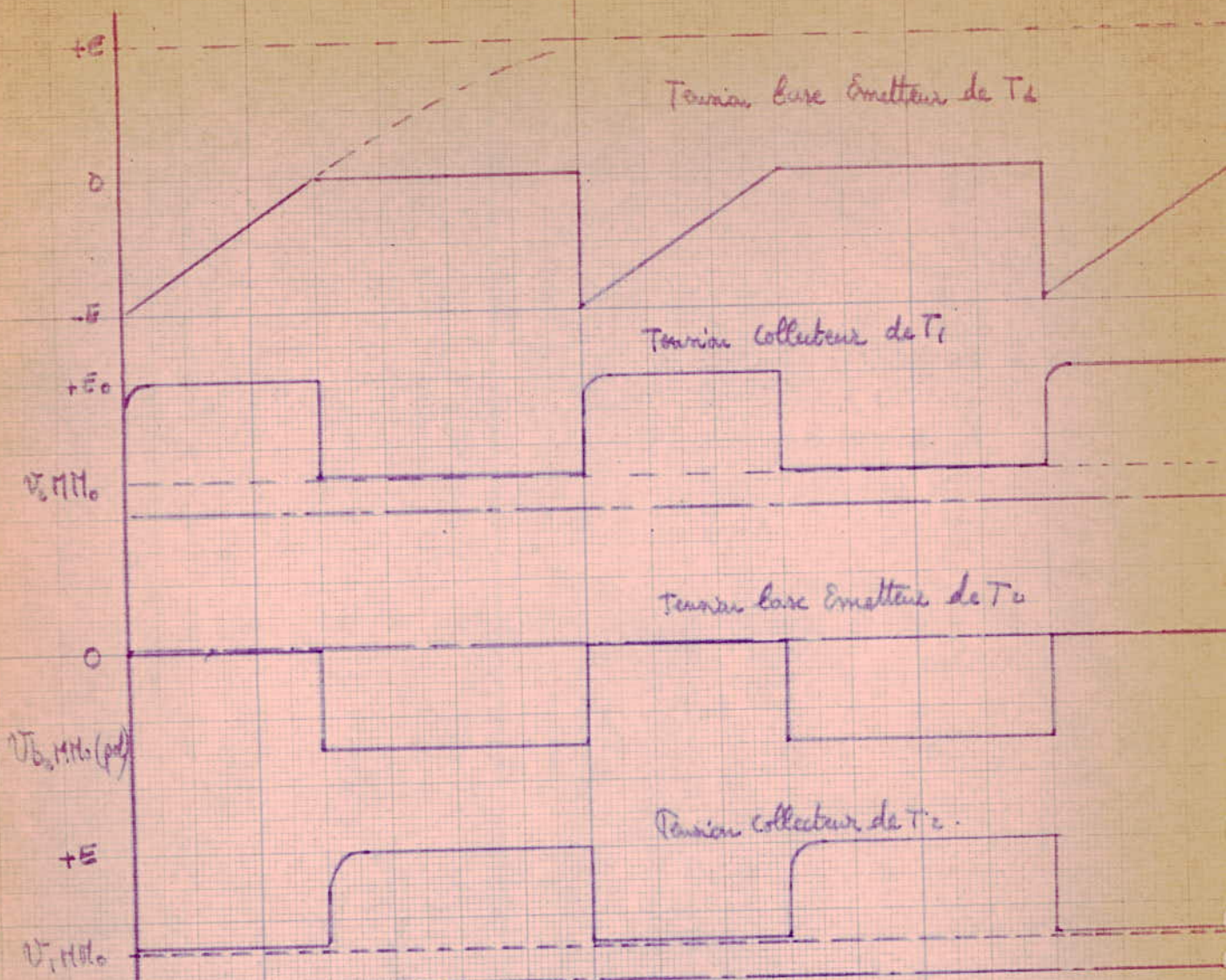
Cette nous parlons de fréquences alors on parle vraisemblablement à l'échelle de périodes ou plutôt de impulsions à périodes et largeur de bande. La gamme que nous voulons élargir est relative à la largeur des impulsions et il faut toutefois que pour une période totale donnée la largeur maximum de l'impulsion soit au moins égale aux $\frac{1}{10}$ de la période en résumé nous cherchons à avoir un temps de recouvrement le plus faible possible devant la largeur maximum de l'impulsion.

Il y a cependant un certain point à éclaircir, nous avons deux paramètres période du train d'impulsions et largeur de l'impulsion, pour des fréquences de 2; 3 Mégahertz et plus bas le problème ne se pose pas du tout car le temps de recouvrement devient si faible que l'on n'en parle pas, mais pour les hautes fréquences il faut faire nécessairement un compromis entre largeur maximum de l'impulsion, et fréquence de récurrence maximum. Il faut tout d'abord que la résistance de base de T₁ puisse servir dans un rapport suffisant $\frac{R_a}{R_a + R_{b0}} = m$; R_{b0} étant la valeur maximum de R_b. Donc m doit être grand. Mais pour

la résistance minimum " R_a " (R_{b0}) et j'aura un courant de base les fait et fait donc que le transistor T_2 le supporte donc $\frac{E}{R_a} \leq I_{bmax}$. En effet même si nous avons affaire à une égalité ce n'est pas une chose à craindre car avec la résistance R_a intrinsèquement d'autres résistances comme la résistance de collector R_c , la résistance d'entrée de T_1 et d'entrée part le tension n'est pas égale à la tension d'alimentation car il y a une certaine fraction qui chute sur le résistor de émetteurs R_e . Par ailleurs pour la résistance de base maximum il faut que le transistor T_1 puisse se saturer, ce qui veut dire que

$$\frac{E}{R_a + R_{b0}} > \frac{E}{R_1 \beta_1} \Rightarrow R_a + R_{b0} < \beta_1 R_1$$

Donc comme nous avons pris l'habitude de le faire nous allons travailler sur la caractéristique $I_c = f(I_{b0})$ qui correspond au courant de base de saturation le plus faible car le courant de base est appelé à augmenter m fois plus que le courant de saturation et ce courant de base qui vaut $m I_{b0}$ doit être égal et surtout pas plus grand que le courant de base maximum fixé par le constructeur. La résistance R_a a son rôle doit être faible car du point de vue toutes fréquences nous exigeons de très faibles constantes de temps; nous prenons donc R_a suffisamment faible pour ne pas avoir de capacités trop faibles, car les caractéristiques de valeurs les faibles ne se trouvent pas facilement sur le marché et surtout elle feront l'objet de grosses erreurs dans la détermination des largeurs d'impulsions.



$\rightarrow t_d \leftarrow$

$\leftarrow T - t_d \rightarrow \leftarrow t_d \rightarrow$

t_d est la période propre du multivibrateur. temps pendant lequel T_1 reste bloqué

$t_d =$ temps de recouvrement (au bout duquel C est chargé à 95%)

$T =$ période de tops positifs injectés à l'entrée du monostable.

$$t_d = 3C(R_A + R_E)$$

$$t_d = C(R_A + R_B) \ln\left(2 + \frac{R_E}{R_A}\right)$$

MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE

du fait qu'elles seront du même ordre de grandeur que les capacités parasites. Le fait de prendre R_u faible nous pousse à prendre de faibles tensions d'alimentation pour ne pas avoir affaire à des courants trop forts dans la base de T_1 . Le temps de recouvrement doit être le plus faible possible $t_r = 3C(R_u + R_e) \Rightarrow R_u$ faible (R_e étant toujours faible)

T_1 et T_2 sont les mêmes transistors BSX39 normalement sans la caractéristique $I_C - f(\omega)$ $I_{CS} = 50 \text{ mA}$ $I_{BS} = 1 \text{ mA}$

$$E = 6 \text{ Volts} \quad R_u + R_e = 170 \Omega \quad R_u = 100 \Omega \quad R_e = 70 \Omega$$

$$\frac{6 \text{ Volts}}{1 \text{ mA}} = 6 \text{ k}\Omega \begin{cases} \rightarrow R_2 = 600 \Omega \\ \rightarrow R_b = 5400 \Omega \text{ (Valeur)} \end{cases}$$

La largeur de l'impulsion doit durer 15 fois plus long temps que t_r t_r étant le temps de recouvrement.

$$C(R_a + R_b) > (15) (3 \cdot (R_u + R_e) C)$$

$$6 \text{ k}\Omega > 5400 \Omega$$

$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ $R_3 = 500 \Omega$ $R_2 > R_3$ pour que la plus grande valeur de la source négative soit obtenue sur la base de T_2 .

$$I_{b \text{ max}} = \frac{6 \text{ Volts}}{600 \Omega} = 10 \text{ mA} \text{ (Valeur largement supportée par } T_2)$$

Il faut maintenant définir la plus faible valeur de la capacité C . La somme de la largeur maximale de l'impulsion et du temps de recouvrement doit être plus faible que la plus faible période

$$10 \text{ MHz} \Rightarrow 10^{-7} \text{ s}$$

$$C(R_a + R_b) + 3(R_c + R_e)X < 10^{-7} \text{ seconds}$$

La capacité C doit prendre les valeurs suivantes qui ont une raison géométrique de 10 (impliquée par $m=10$)

$$C_a = 10^{-12} \text{ pF} \quad C_b = 100 \text{ pF} \quad C_c = 1000 \text{ pF}$$

$$C_d = 10 \text{ nF} \quad C_f = 100 \text{ nF} \quad C_g = 1 \text{ } \mu\text{F}$$

$$(1 \text{ } \mu\text{F})(6 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega) > 1 \text{ ms}$$

La capacité C' doit être plus grande que $100 \text{ } \mu\text{F}$ de telle façon qu'elle joue le rôle d'un court-circuit pour les fréquences plus basses (100 Hz). Ce joue le rôle d'une petite pile qui garde à ses bornes une tension constante égale à la moyenne arithmétique des chutes sur R_e à travers les deux cycles. C_0 doit transmettre les fronts raides des impulsions mais toutefois elle doit être telle que $3C_0 R_e < 100 \text{ ns}$ car 100 ns est la plus faible largeur d'impulsions $C_0 \neq 30 \text{ pF}$.

Chapitre IV

Le trigger de Schmitt.

A. Définition.

$S(t)$

C'est un dispositif que nous pouvons classer parmi les multivibrateurs bistables, il fournit des impulsions rectangulaires à sa sortie lorsque nous lui injectons un signal $S(t)$ à l'entrée. Le signal $S(t)$ passe par un niveau E_1 au temps t_1 et par un niveau E_2 au temps t_2 . Les niveaux E_1 et E_2 que nous appellerons dorénavant seuils caractérisent le trigger de Schmitt car l'impulsion que délivre le trigger à sa sortie a exactement pour largeur $\Delta t = t_2 - t_1$.

B. But.

Nous avons prévu l'utilisation d'un trigger de Schmitt juste après le multivibrateur monostable afin justement d'uniformiser l'impulsion que nous recueillons à la sortie du multivibrateur monostable. Dans ce trigger de Schmitt il n'y a pas de condensateurs donc l'impulsion que nous recueillons à sa sortie est relativement rectangulaire et se déforme moins, il y a elle ne peut provenir que du transistor lui-même.

C. Etude du trigger de Schmitt.

Nous voyons d'après le schéma de montage (figure 1) que lorsque le transistor T_1 est saturé son potentiel collecteur est pratiquement égal au potentiel de son émetteur (à une tension V_{CE1} près).

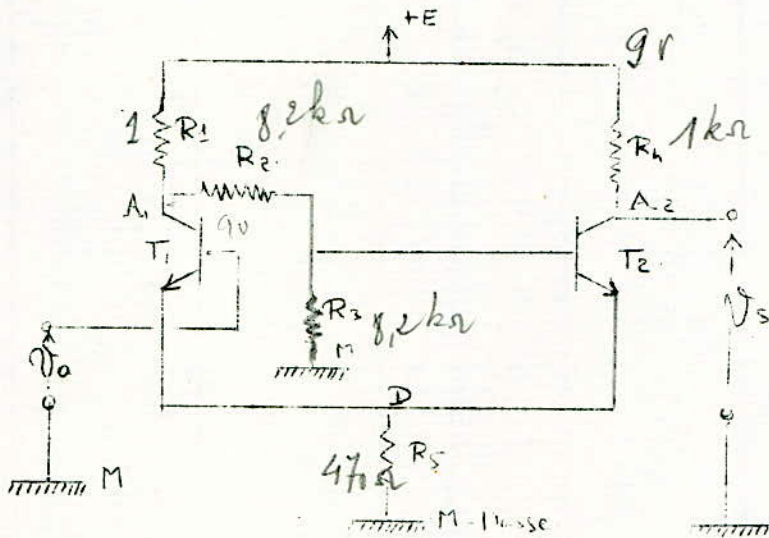
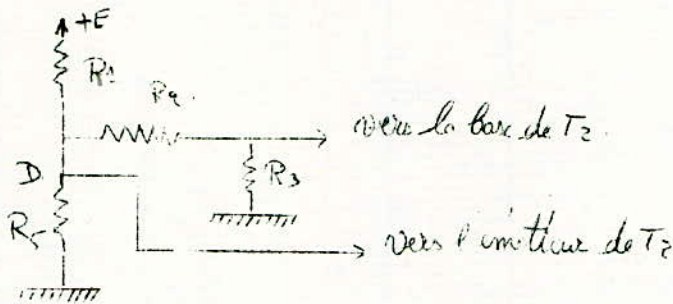


figure 1.

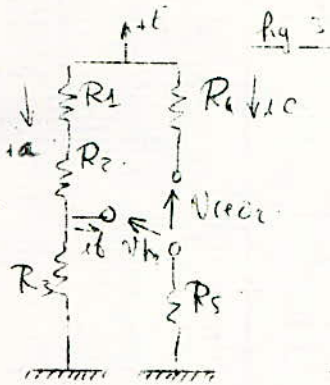


T_2 ayant sa base négative par rapport à son émetteur se trouve automatiquement bloqué.

figure 2.

D'autre part lorsque le transistor T_1 est saturé cela veut dire que $V_{A1} > V_D$ ou en d'autres termes la tension V_a d'entrée est plus faible que la chute de tension aux bornes de la résistance R_5 . A ce fait la tension base émetteur de T_2 est négative T_2 sera bloqué. Maintenant nous allons raisonner quantitativement et établir les relations entre les résistances R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 de telle façon que lorsque le transistor T_1 est bloqué T_2 se trouve saturé et inversement.

1 T₁ bloqué T₂ saturé



$$(R_1 + R_2) i_a + R_3 (i_a - i_b) = E$$

$$(R_4 i_c + U_{ce02} + R_5 (i_c + i_b)) = E$$

$$(R_1 + R_2) i_a + U_{b2} + R_3 (i_c + i_b) = E$$

Nous nous proposons d'expliquer l'inégalité possible qui prouve dans notre cas que T₂ est saturé. Nous

allons résoudre notre système par la méthode matricielle. Nous établissons donc le déterminant de coefficients respectivement de i_a, i_b, i_c .

Posons $R_1 + R_2 + R_3 = R_0$.

i_a	i_b	i_c	Constantes
R_0	$-R_3$	0	E
0	R_5	$R_4 R_5$	$E - U_{ce02}$
$R_1 + R_2$	R_5	R_5	$E - U_{b2}$

Soit Δ le déterminant des coefficients

$$\Delta = R_5^2 (R_1 + R_2 + R_3) - R_3 (R_4 + R_5) (R_1 + R_2) - R_5 (R_4 + R_5) (R_1 + R_2 + R_3)$$

$$\Delta = -R_3 R_4 (R_1 + R_2 + R_5) - R_5 (R_3 R_4 + R_3 R_2 + R_4 R_2 + R_4 R_1)$$

Calculons donc maintenant le solveur de i_b

$$\Delta_{i_b} \equiv \begin{vmatrix} R_0 & E & 0 \\ 0 & E & R_4 + R_5 \\ R_1 + R_2 & E & R_5 \end{vmatrix}$$

$$\Delta_{1B} = E (R_1 R_5 + R_2 R_5 - R_3 R_4)$$

$$i_B = \frac{\Delta_{1B}}{\Delta} = E \frac{R_3 R_4 - R_1 R_5 - R_2 R_5}{R_3 R_4 (R_1 + R_2 + R_5) + R_5 (R_3 R_1 + R_3 R_2 + R_4 R_1 + R_4 R_2)}$$

D'autre part $\Delta_{1C} = \begin{vmatrix} R_1 & -R_5 & E \\ 0 & R_5 & E \\ R_1 R_2 & R_5 & E \end{vmatrix}$

$$\Delta_{1C} = E R_1 R_5 - E R_5 (R_1 + R_2) - E R_3 (R_1 R_2) - R_1 R_2 E$$

finalment nous aboutissant à $\Delta_{1C} = -E (R_1 R_1 + R_5 R_2 + R_3 R_1 + R_3 R_2)$

$$i_C = E \frac{R_5 R_1 + R_5 R_2 + R_3 R_1 + R_3 R_2}{R_3 R_4 (R_1 + R_2 + R_5) + R_5 (R_3 R_1 + R_3 R_2 + R_4 R_1 + R_4 R_2)}$$

$$\beta_2 i_B > i_C$$

β_2 gain en courant statique du transistor T_2 en montage émetteur commun; nous exploitons les possibilités ci-dessus

$$\beta_2 (R_3 R_4 - R_1 R_5 - R_2 R_5) > R_5 R_1 + R_5 R_2 + R_3 R_1 + R_3 R_2$$

Pour que le transistor T_1 se sature et T_2 se bloque il faut que la tension d'entrée soit supérieure à la tension aux bornes de R_5 additionnée avec la tension de débloccage V_{BE1} (V_{BE1})

$$\text{Tension aux bornes de } R_5 \equiv V_{R_5} \rightarrow V_{R_5} = R_5 (i_B + i_C)$$

$$i_B + i_C = E \frac{R_3 R_4 - R_1 R_5 - R_2 R_5 + R_5 R_1 + R_5 R_2 + R_3 R_1 + R_3 R_2}{\Delta}$$

Nous posons $\Delta = -\left[R_3 R_4 (R_1 + R_2 + R_5) + R_5 (R_3 R_1 + R_3 R_2 + R_4 R_2 + R_4 R_1) \right]$

$$V_{R5} = (1 + \beta) R_5 = E \cdot \frac{R_3 R_5 (R_1 + R_2 + R_4)}{|\Delta|}$$

Nous deduisons alors le premier seuil ou tension V_a d'entrée
 nécessaire pour saturer T_1 et bloquer T_2 .

$$V_{a1} = V_{R5} + V_{BE1}$$

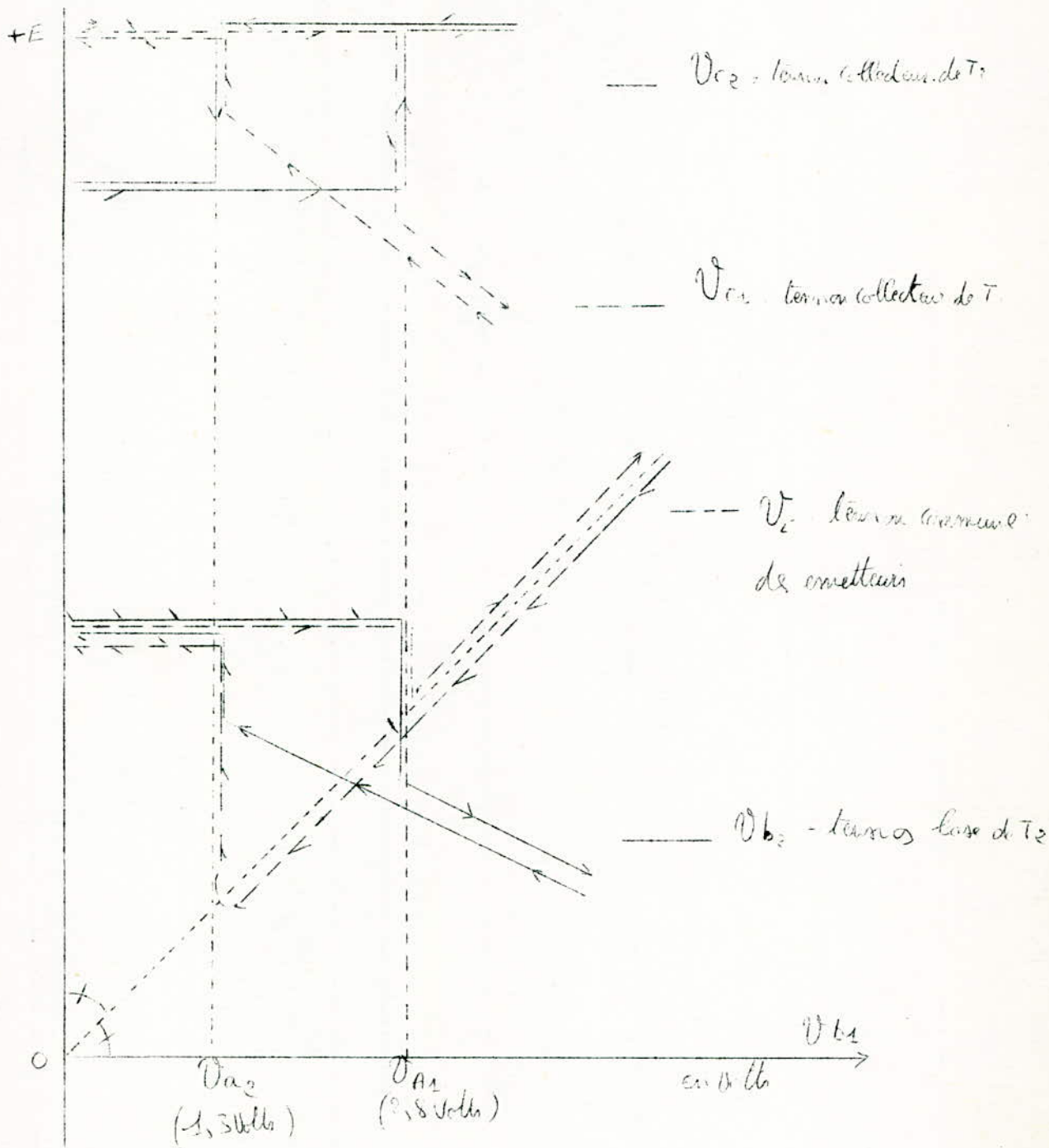
Premier seuil = $V_{a1} = V_{BE1} + E \cdot \frac{R_3 R_5 (R_1 + R_2 + R_4)}{R_3 R_4 (R_1 + R_2 + R_5) + R_5 (R_3 R_1 + R_3 R_2 + R_4 R_2 + R_4 R_1)}$

V_{BE1} = tension nominale base émetteur de T_1 juste nécessaire pour
 le saturer = $V_{BE} = 0,7V$

Dès que la tension d'entrée " V_a " dépasse le premier seuil V_{a1} le
 transistor T_1 va se saturer et T_2 va se bloquer immédiatement par sa
 base, et l'origine de ce blocage est due au diviseur de tension R_3, R_4
 qui polarise négativement la base de T_2 par rapport à son émetteur.
 T_1 étant saturé le courant qui sort de son émetteur est plus fort
 que $\frac{I_C}{\beta}$ en posant β_1 le gain en courant statique du transistor T_1
 en montage base commune, I_C est le courant collecteur de T_1 .

Nous pouvons dire aussi que lorsque T_2 est vraiment saturé le
 courant qui pénètre par sa base est largement supérieur $\beta_{T2} > \frac{I_C}{I_{B2}}$ mais
 lorsque la tension d'entrée " V_a " diminue pour que finalement T_2
 se bloque nous aurons juste avant ce blocage un courant de base égal.

le trigger de Schmitt est une forme particulière d'un multivibrateur
bistable. En effet la durée de l'impulsion qu'il présente à sa sortie est
fonction non pas du temps mais de la valeur de la tension d'entrée.
Lorsque la tension d'entrée V_{a1} dépasse le niveau (ou seuil) V_{a2} . Le tran-
sistor de sortie se bloque et nous observons une impulsion à la sortie, cette
impulsion durera tant que la tension d'entrée restera supérieure
NON PAS à V_{a1} mais à une autre valeur V_{a2} qui correspond au
deuxième seuil, au point d'extinction de l'impulsion. Il serait
donc commode d'étudier les cyclogrammes de notre trigger non pas
en fonction du temps mais en fonction de la tension d'entrée " V_a ".
Puisque le transistor T_1 ou T_2 se situe la tension de sa base et
la tension de son émetteur sont pratiquement les mêmes, donc la tension
de l'émetteur en fonction de la tension de base donnerait une droite de
la forme $y = x$. Il en est de même pour la tension collecteur et la ten-
sion base lorsque l'un ou l'autre transistor est saturé. Dans les régions
où les courbes devraient être confondues nous avons préféré les
décaler légèrement pour la clarté du cyclogramme.
Enfin avec les conditions de saturation, énoncées au début de
cette étude nous pouvons prendre les combinaisons de valeurs numériques
suivantes.



Nous allons représenter ci-dessous les directions des tensions prises aux divers points de notre bridge en fonction de la tension d'entrée ($V_{in} = V_{A1}$)

Cyplification Numérique.

Nous prenons une alimentation de 9 Volts. Certes elle n'est pas très élevée de toute façon elle ne risque pas de nous gêner car sur le système de linéarisation qui sont nous arrivés à l'amplifier. Rappelons aussi que les transistors ultrahaute fréquence que nous utilisons sont très fiables et il faut prévoir des précautions suffisantes.

$$R_1 = 220 \Omega \quad R_4 = 1.00 \Omega \quad R_2 = 1,8 \text{ k}\Omega \quad R_5 = 560 \Omega \quad R_3 = 680 \Omega$$

Par ailleurs en parallèle avec la résistance R_2 nous avons prévu un condensateur de très faible valeur qui transmettrait les fronts raides de manière à maintenir les tensions V_{a1} sur V_{a2} . $C \approx 4,7 \text{ pF}$

La valeur du premier seul qui correspond à ces résistances est

$$V_{a1} = 3,8 \text{ Volts soit environ 3 Volts}$$

La valeur du deuxième seul qui sera déduit aussi.

$$V_{a2} = 1,3 \text{ Volts}$$

Nous remarquons que le sens de retour V_{a2} est plus faible que le sens aller. Ces sens ont des valeurs moyennes donc nous ne risquons pas d'avoir des erreurs ni serait ce que des erreurs très faibles sur la période du multiplicateur.

Les transistors que nous utilisons sont des 2N3662.

leur fréquence de transition est de 700 MHz.

Chapitre V

Transformation des impulsions, temps de montée et temps de descente

Les impulsions que nous recueillons à la sortie du trigger de Schmitt sont des impulsions rectangulaires dont la largeur et la fréquence de récurrence sont variables, nous nous proposons alors de faire varier le temps de montée et le temps de descente pour avoir d'une façon générale des impulsions de forme trapézoïdale.

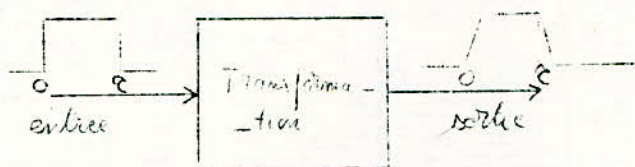
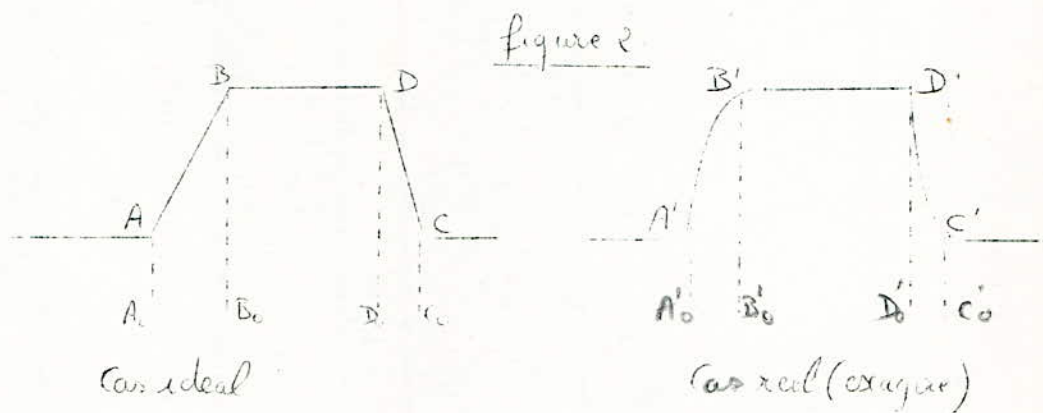


Figure 1.

Si les impulsions de sortie sont parfaitement trapézoïdales nous allons dire par là que la montée et la descente du potentiel sont linéaires en fonction du temps dans ce cas là la définition du temps de montée et du temps de descente correspondrait respectivement au temps mis par le signal pour passer de la valeur nulle à la valeur maximum et pour passer de la valeur maximum à la valeur nulle. Mais malheureusement la pratique nous montre que l'une ou l'autre varie d'une façon continue vers les valeurs extrêmes B et C et même A et D. (Figure 2)



$A_0 B_0$ = temps de montée théorique

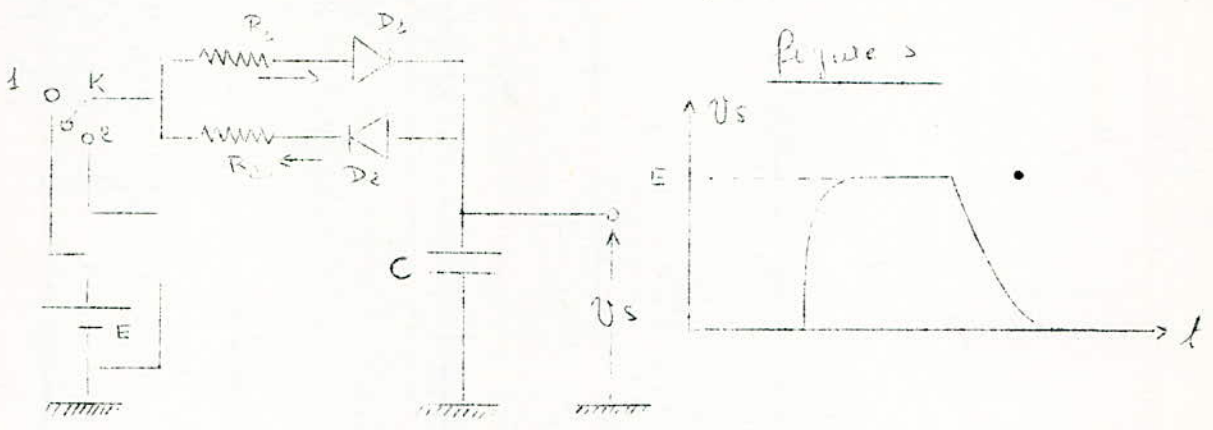
$A'_0 B'_0$ = Définition normalisée du temps de montée (cas réel)

$D_0 C_0$ = temps de descente théorique

$D'_0 C'_0$ = temps de descente normalisée (cas réel)

Donc nous voyons qu'il est plus réaliste de définir le temps de montée de l'impulsion comme le temps mis par celle-ci pour passer de 10% à 90% de sa valeur et le temps de descente comme le temps mis par l'impulsion pour passer de 90% à 10% de sa valeur (maximum). Avec cette nouvelle définition nous évitons d'erreurs dans la détermination de ces temps et évitons les caractères asymptotiques que présente le signal surtout aux points B' et C'. Par ailleurs, ce que nous parlons de temps de montée ou de descente nous arrivons toujours à charger et à décharger d'un condensateur à travers une résistance, lesquelles seraient exponentiellement les formes du temps. Soit donc le schéma de la figure 3.

Les résistances directes des diodes D_1 et D_2 sont généralement négligeables devant les résistances R_1 et R_2 .



Charge. Avant tout remarquons que lorsque la tension d'entrée est positive par rapport à la sortie la diode D_2 se bloque. Donc la charge du condensateur C se fait à travers la résistance R_1 et la diode D_1

$$E = R_1 i + U_1$$

$$U_1 = \frac{1}{C} \int i dt$$

$$U_1 = E \left(1 - e^{-\frac{t}{R_1 C}} \right)$$

et ce au temps $t=0$ K passe de la position 2 à la position 1. Le condensateur C étant initialement déchargé. Comme nous l'avons vu dans les chapitres précédents après un temps $3\tau = 3(R_1 C)$ le condensateur C est chargé à 95%. Donc supposons que la largeur de l'impulsion d'entrée soit plus grande que $3(R_1 C)$ afin de permettre au condensateur de se charger à 95% et même à 98% (de sa valeur maximale) de lente façon. Le problème n'est pas le cas nous utilisons le même condensateur et pour la charge et pour la décharge donc il ne peut y avoir de déchargement à la tension maximale atteinte à la montée et la tension initiale à la descente.

Décharge.

$$0 = -R_2 i + v_2$$

$$-v_2 = \frac{1}{C} \int i dt$$

$$v_2 = E e^{-\frac{t}{RC}} \quad (\text{origine des temps } t_0)$$

L'interrupteur K passe de la position 1 à la position 2 au temps t_0 par suite de la largeur de l'impulsion d'entrée.

Remarque: La montée, comme la descente de l'impulsion, se fait d'une manière exponentielle. Il y a donc deux questions intéressantes auxquelles nous devons faire notre attention. 1) Le caractère asymptotique que présente la fonction C^{-at} vers la fin de sa course. 2) La linéarité dans le nouveau moyen de l'impulsion. Pour le premier point cela est positif, car il est facilement remédiable. Par exemple, avec un système excité, éprouvé si directs. Nous avons donc (figure 4)



figure 4

D'autre part considérons le second point qui justement traite la question de linéarité dans la montée et la descente. Bien entendu il y a plusieurs moyens qui apparemment sont les différents, mais en réalité le principe de mesure le même. Nous considérons une constante de temps très grande ce qui se traduit mathématiquement par :

$$e^{-\frac{t}{\tau}} = 1 - \frac{t}{\tau} + \frac{t^2}{2\tau^2} - \frac{t^3}{3!} + \dots (-1)^n \frac{t^n}{n!}$$

Si nous avons une constante de temps $\tau \gg t_0$ en désignant par t_0 la largeur de l'impulsion d'entrée. Dans ce cas, nous pouvons écrire $e^{-\frac{t}{\tau}} \approx 1 - \frac{t}{\tau}$. Il s'agit donc de l'équation d'une droite. Nous aurons pratiquement le même résultat si nous remplaçons la cellule (PC) par une tension très faible devant le niveau moyen de sortie.

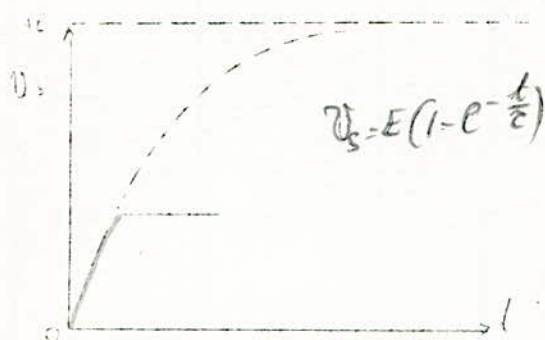


Figure 5

Avec ces moyens directs nous ne pouvons pas avoir rapidement des temps de mort très petits pour le premier cas, ou grande bande de passante (figure 5)

Il est maintenant nécessaire après avoir passé en revue ces généralités de commencer l'étude du montage d'uniformisateurs, qui justement traite ces questions au point de vue du principe sous une forme indirecte.

Linéarité dans la montée et la descente de l'impulsion.

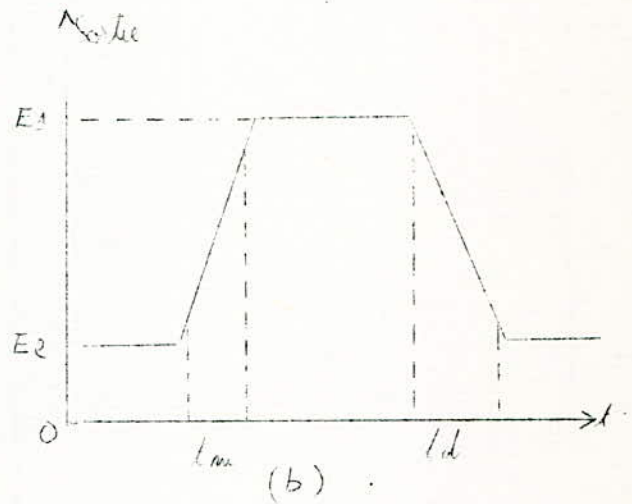
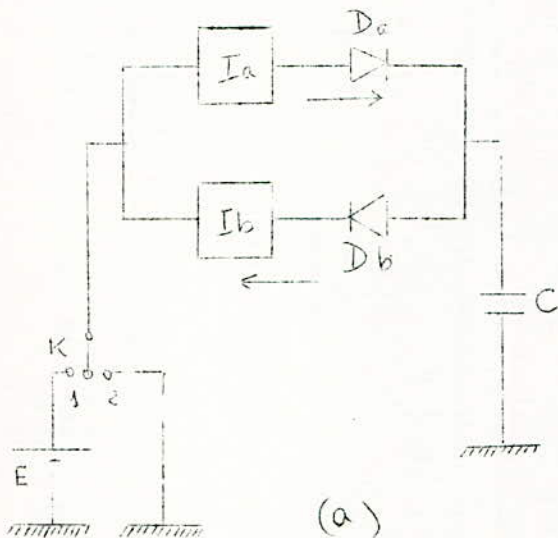


figure C

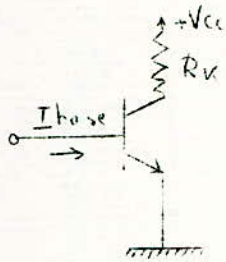
Le système I_a, I_b est un système à courant constant. Nous avons choisi deux branches I_a et I_b au lieu d'une seule car le système à courant constant que nous étudierons par la suite débite dans un seul sens d'une part et d'autre part pour profiter d'une certaine indépendance entre les variations du temps de montée et du temps de descente. Lorsque l'interrupteur K est en position 1 nous avons un courant constant (I_a) qui charge la capacité car D_a est polarisée dans le sens direct et D_b dans le sens inverse. Par la suite observons deux branches de la capacité est $V_{s1} = \frac{1}{C} \int I_a dt \equiv \frac{I_a}{C} t$ et nous supposons que C était initialement déchargée. Le condensateur C charge jusqu'à

moment où la tension aux bornes devient comparable à E_1 soit $V_{s1} \approx E_1$ à ce moment le système Ia de par sa nature ne pourra plus assumer ce rôle de régulateur de courant car $E - E_1 < V_{s1}$ et $V_{s1} < E_1$ la tension minimum que doit avoir à ses bornes le système Ia pour fonctionner. Il y a alors extinction du courant Ia d'une façon plus ou moins rapide (L'inductance se fait très rapidement). Le condensateur C ne se chargeant plus gardera sa tension E_1 nous observerons alors une petite impulsion. Ce petit phénomène jusqu'à ce que l'interrupteur "K" passe en position "P" pour cette position de K ($K=1$). Nous avons la tension accumulée aux bornes de C qui va jouer le rôle de source de tension. Dans la pratique en inverse dans ce cas par suite de la polarité dans le sens direct débitera d'au le système (Ib). Il y a alors une tension aux bornes de C capable de la forme :

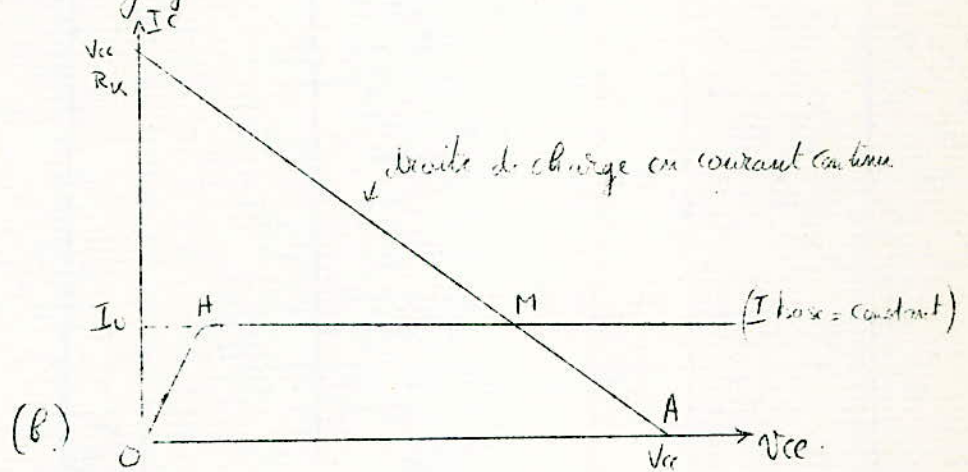
$$V_{s2} = -\frac{1}{C} \int I_b dt \approx E_1 - \frac{I_b}{C} t \text{ car pour } t=0 \quad V_{s2} = E_1$$

Le condensateur C se déchargera jusqu'à ce qu'on ait $V_{s2} = 0$ (Ib) (y) mais nous savons que la tension V_{s2} caractéristique du système. Pour cet instant précis nous n'avons plus Ib comme courant mais une valeur beaucoup plus faible que tout d'ailleurs nous zero. Le condensateur C aura gardé toujours sa tension V_{s1} à ses bornes dès qu'il ne s'est déchargé au cours du premier mode de cycle.

Pour le cycle suivant V_{ce} la charge de C_{ne} recommencera qu'au niveau V_{ce} , mais se terminera toujours en $E_1 - E - V_{ce}$. Le système (Ia) ou (Ib) doit débiter un courant constant même lorsque la tension a ses bornes varie - ce qui est justement le cas et plus cette plage de variation avec linéarité est grande plus le système est efficace. Il s'agit donc d'un système non linéaire. Que pensons nous donc d'un transistor en régime de saturation. Faisons une remarque qui est à se attendre par la suite que la tension base émetteur d'un transistor est due de saturation est toujours négligeable.



(a)



(b)

Figure 7.

Si nous fixons le courant de base la caractéristique $I_C = f(V_{ce})$ sera bien déterminée. D'autre part l'équation de la droite de charge s'écrit de la forme suivante. $V_{ce} + R_L I_C = V_{cc}$. Le point de concours de la droite de charge avec la caractéristique $I_C = f(V_{ce})$ à I_{base} constant, est le point de fonctionnement. Si la tension V_{cc} arrive à diminuer un

- cours du temps le graphique maître (figure 7 c) que le point de fonctionnement M glissera vers le point H . La droite de charge se déplace alors progressivement à elle-même car sa pente ($\frac{1}{R_u}$) est pour le moment fixe. Mais dès que M dépasse le point H et se dirige vers O nous aurons une courbe inévitable qui apparaît sur l'extrémité de l'impulsion.

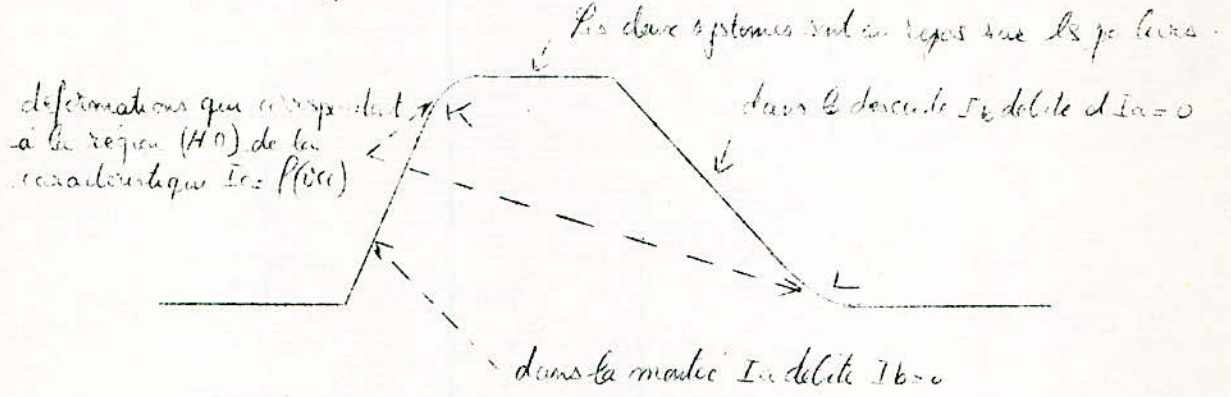
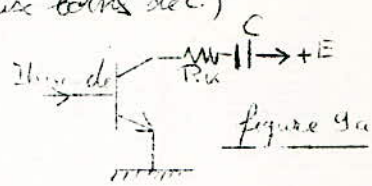


Figure 8.

Le point K correspond à la fin de la charge du condensateur en effet toute la tension ou plutôt la plus grande partie de la tension de source sera accumulée aux bornes de C et aux bornes du système (I_a) s'écoulant à l'instant nous n'aurons qu'une très faible chute de tension qui ne sera pas suffisante pour maintenir le point de fonctionnement M sur le palier de la caractéristique $I_c = f(v_{ce})$ dans ($I_a \rightarrow 0$), nous aurons annulé du palier de l'impulsion de sortie. D'autre part le point L correspond à la fin de la décharge du condensateur C et de la même façon ($I_b \rightarrow 0$) et "éteints" de l'impulsion de sortie. Dans la figure (7a) nous pouvons remplacer la tension V_{cc} par le système

de la figure (9-a) Nous avons vu précédemment que si $I_{b \text{ de}}$ de $I_{\text{collecteur}} = \text{cte}$ donc $I_c = \beta I_{b \text{ de}}$; β = gain en courant statique en montage émetteur commun $V_{cc} = E - (\text{chute aux bornes de } C)$

E est une polarisation fixe $I_c = \text{cte}$ d'où $V_{cc} = E - \frac{I_c}{\beta} R_u$



$\beta \gg 1$ donc R_u sur le collecteur ou sur l'émetteur la chute de tension à ses bornes est pratiquement la même. Le montage de la figure (9-b) est théoriquement équivalent à celui de la figure 9-a (si $I_{b \text{ de}} = \text{cte}$)

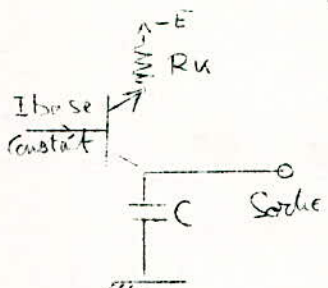


figure 9b

Mais si nous comparons ces deux schémas du point de vue "pratique" nous remarquons immédiatement que celui de la figure (9-b) est bien plus intéressant que celui de la figure (9-a) car tout simplement dans la fig 9-b nous avons une borne de la

capacité qui est reliée à la masse et nous pourrions dans ce cas le prélever au moment la tension de sortie sur l'armature supérieure de C. Nous allons maintenant changer l'aspect de cette étude et au lieu de faire une synthèse qui peut être très vaste et surtout pour éviter une discontinuité entre la théorie et le montage pratique nous allons passer utilement à faire l'analyse plus ou moins détaillée du schéma définitif que nous avons adopté et dans la mesure du possible traiter certains questions théoriques qui se rattachent à notre schéma.

Schema du Systeme de linearisation
de la montee et la descente de l'impulsion

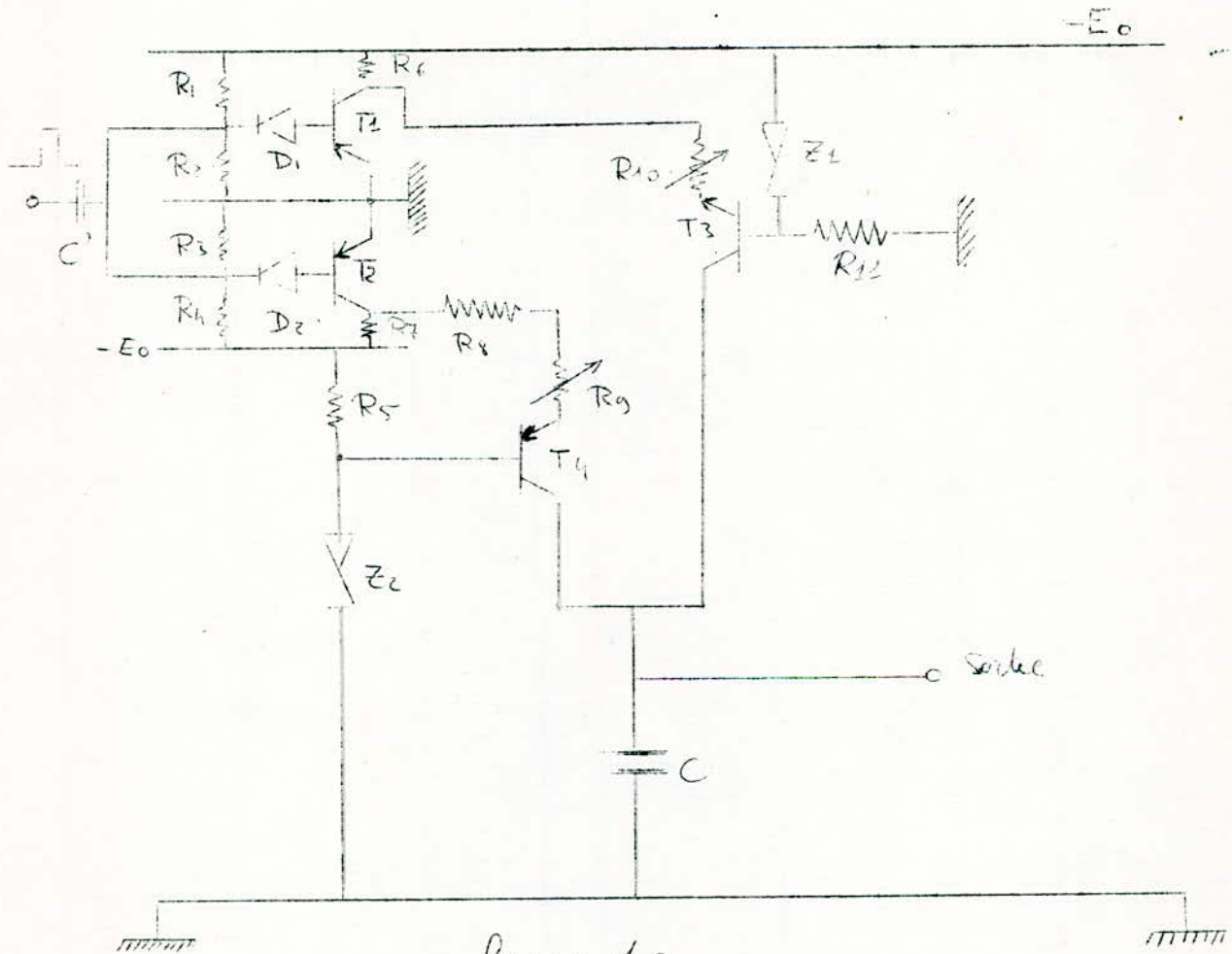


figure 10

Les transistors T_3 et T_4 jouent le rôle d'interrupteurs. Ils se déclenchent lorsqu'ils reçoivent une impulsion positive qui provient du trigger de Schmitt car ceux sont des transistors (PNP). Les diodes D_1 et D_2 sont conçues pour protéger les jonctions base émetteur des deux nœuds T_1 et T_2 contre de fortes tensions inverses.

D'autre part la polarisation statique de T_2 et T_1 doit être telle que ces transistors soient saturés au repos (absence d'impulsion à l'entrée). Nous avons prévu deux transistors interrupteurs et non un seul pour une raison de courant collecteur maximum que peut supporter T_1 ou T_2 . Ces deux premiers transistors nous fournissent des impulsions rectangulaires inversées par rapport à celles du trigger de Schmitt et d'amplitude plus importante. Lorsque l'impulsion positive est transmise par C' vers les bases de T_1 et T_2 - ces derniers se bloquent comme nous venons de le voir. Le transistor T_3 débitera à travers C , R_c et R_{L0} , le condensateur C se charge ainsi par une tension négative. La base de T_3 a son potentiel fixé par la diode $Zener (Z_1)$ (de tension $Zener V_{Z1}$). Rappelons que T_3 n'est pas en général saturé car la tension émetteur-collecteur est bien différente de Z_{V1} . Nous traçons sur une caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ - à courant de base constant.

$$I_{base} = \frac{V_{Z1}}{(\beta+1)(R_{c0}+R_c)} \quad \text{d'où le courant collecteur}$$

$$I_{collecteur} = \alpha \frac{V_{Z1}}{R_{c0}+R_c} \quad \alpha \text{ est le gain en courant statique (sans}$$

commun de T_3). Appliquons alors la loi d'Ohm en confondant (d'abord)

$$+\frac{1}{C} \int I_C dt = -V_{CE} - (R_c + R_{L0}) I_C + E_0$$

(est maintenant que nous considérons le cas limite au démarrage de T_3

$$V_{CE} \neq 0 \quad \Rightarrow \quad \left(+\frac{1}{C} I_C\right) \Delta t - V_{Z1} = -(R_c + R_{L0}) I_C + E_0$$

avec $I_C = \frac{V_{Z_1}}{R_{10} + R_9}$ nous avons l'expression du temps de montée

$$t_m = \left(\frac{E_0 - V_{Z_2} - V_{Z_3}}{V_{Z_1}} \right) \cdot C (R_{10} + R_9)$$

Dans la formule ci-dessus nous avons directement écrit V_{Z_2} au lieu de V_{Z_1} car par la suite pour simplifier on effectue que $V_{Z_2} = V_{Z_1}$ au temps T_{max} de la diode Z_2 . Par suite nous voyons que l'amplitude maximum est $E_0 - V_{Z_1} - V_{Z_2}$. V_{Z_2} est la tension anode de l'condensateur C . Parce que $V_{Z_3} = 0$ le courant I_C s'interrompt et il n'y a donc plus d'impulsion cet état persistera jusqu'à ce que T_1 et T_2 se libèrent de l'impulsion positive et se mettent automatiquement à l'état de saturation. à ce moment là les potentiels collecteurs de T_1 et T_2 sont pratiquement à la masse. Le transistor T_3 ne peut débiter car c'est un transistor NPN et dans ce cas la charge du condensateur joue le rôle de source et tend à donner un courant dans le sens inverse ce ne peut être donc que T_4 qui débitera.

$$-\frac{1}{C} \int I_C dt = -V_{C_1} + (R_8 + R_9) I_C$$

$$\left(-\frac{1}{C} I_C t + E_0 - V_{Z_1} - V_{C_1} + (R_8 + R_9) I_C \right)$$

Il y aura extinction de courant I_C lorsque $V_{C_1} = 0$

$$\left(-\frac{1}{C} I_C \right) t_{10} + E_0 - V_{Z_1} = + (R_8 + R_9) I_C$$

$$-\frac{1}{C} \frac{V_{Z_2}}{(R_8 + R_9)} t_{10} = -E_0 + V_{Z_1} + V_{Z_2}$$

$$Ad = \frac{E_0 - V_{Z1} - V_{Z2}}{V_{Z2}} C (R_8 + R_9)$$

Et c'est justement $V_{Z2} = V_{Z2}$ tension "résiduelle" du système qui est intervenue dans le calcul du temps de montée. Revenons donc à nos résultats.

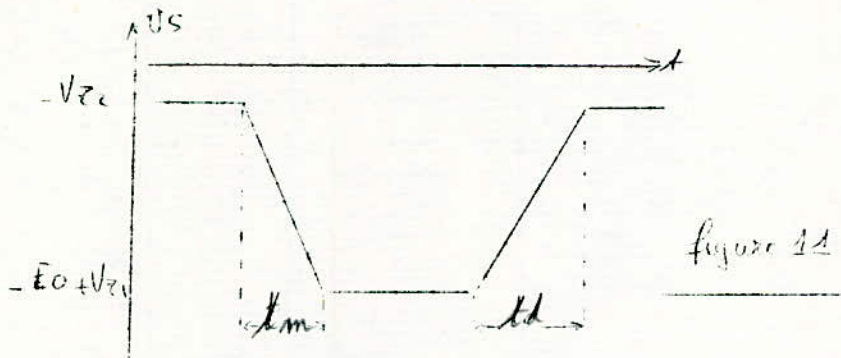
$$\text{temps de montée} = \frac{E_0 - V_{Z1} - V_{Z2}}{V_{Z1}} C (R_8 + R_{10})$$

$$\text{temps de descente} = \frac{E_0 - V_{Z2} - V_{Z1}}{V_{Z2}} C (R_8 + R_9)$$

Amplitude max en valeur algébrique = $-E_0 + V_{Z1}$.

Amplitude min en valeur algébrique = $-V_{Z2}$.

Amplitude de l'impulsion en valeur absolue = $E_0 - V_{Z1} - V_{Z2}$.



Remarques:

Nous voyons que l'impulsion de sortie ne dépend ni du courant ni des résistances ni de C du point de vue amplitude de saturation et c'est le seul avantage incontestable que présente notre schéma. D'autre part.

Nous avons calculé le temps de montée et de descente à 100% de valeur, pour avoir la valeur efficace il faut multiplier le résultat par 0,8 soit $90\% - 10\% = 80\%$.

Maintenant nous allons mettre au point la question de dissipation de puissance. Les transistors le plus exposés à ce danger sont T_3 , T_1 et T_4 . Nous allons peu à peu motiver notre affirmation. Considérons tout d'abord le transistor T_3 et faisons un calcul de puissance moyenne dissipée dans ce dernier. Tout d'abord nous avons.

$$(R_E + R_{i0}) I_0 + \frac{1}{C} I_0 t + |V_{CC3}| = E$$

multiplions les deux membres de cette égalité par I_0 et soient.

$$(R_E + R_{i0}) I_0^2 + \frac{1}{C} I_0^2 t + I_0 |V_{CC3}| = E I_0$$

mais $I_0 |V_{CC3}| =$ Puissance instantanée dissipée dans le transistor $T_3 = P$, par ailleurs nous avons vu précédemment que

$$I_0 = \frac{V_{Z1}}{R_E + R_{i0}} \text{ L'équation ci-dessus devient alors}$$

$$\frac{V_{Z1}^2}{R_E + R_{i0}} + \frac{V_{Z1}^2}{(R_E + R_{i0})^2} \cdot \frac{t}{C} + P = \frac{E V_{Z1}}{R_E + R_{i0}}$$

$$\int_0^{t_m} P dt = \int_0^{t_m} \left(E \frac{V_{Z1}}{R_E + R_{i0}} - \frac{V_{Z1}^2}{R_E + R_{i0}} - \frac{V_{Z1}^2}{(R_E + R_{i0})^2} \cdot \frac{t}{C} \right) dt = P_{moy} t_m$$

$$P_{moy} = \frac{E V_{Z1}}{R_E + R_{i0}} - \frac{V_{Z1}^2}{R_E + R_{i0}} - \frac{V_{Z1}^2}{(R_E + R_{i0})^2} \cdot \left(\frac{t_m}{2C} \right)$$

mais t_m est calculé précédemment $t_m = \frac{E - V_{Z1} - V_{Z2}(R_E + R_{i0})}{V_{Z1}}$

Nous avons l'expression finale de la puissance moyenne dissipée dans le transistor T_3 ,

$$P_{moy} = \frac{E V_{Z1}}{R_6 + R_{10}} - \frac{V_{Z1}^2}{R_6 R_{10}} - \frac{V_{Z1}^2}{(R_6 R_{10})^2} \left(\frac{E - V_{Z1} - V_{Z2}}{2 V_{Z1}} \right) (R_6 R_{10})$$

$$P_{moy} = \frac{E V_{Z1}}{R_6 + R_{10}} - \frac{V_{Z1}^2}{R_6 R_{10}} - \frac{V_{Z1}^2}{R_6 R_{10}} \left(\frac{E - V_{Z1} - V_{Z2}}{2} \right)$$

$$P_{moy} = \frac{V_{Z1}}{R_6 + R_{10}} \left(E - V_{Z1} - \frac{E}{2} + \frac{V_{Z1}}{2} + \frac{V_{Z2}}{2} \right) = \frac{V_{Z1}}{R_6 + R_{10}} \left(\frac{E}{2} - \frac{V_{Z1}}{2} + \frac{V_{Z2}}{2} \right)$$

Nous remarquons que la puissance est inversement proportionnelle à $(R_6 + R_{10})$ nous fixons alors R_{6min} (car c'est une résistance fixe, R_{10} étant 0 ohm)

$$R_6 \gg \frac{V_{Z1}}{P_{MAX}} \left(\frac{E - V_{Z1} + V_{Z2}}{2} \right)$$

P_{MAX} étant la dissipation maximum que supporte T_3 (Mais pour le transistor T_1 il faut aussi limiter son base-collecteur flux

$$R_6 \gg \frac{E}{I_{C,max}}$$

De plus maintenant notre attention sera sur les transistors T_4 et T_5

$$\text{nous avons : } (R_8 + R_9) I'_C = + E_0 - V_{Z1} - |V_{CE4}| - \frac{I'_C}{C} t$$

$$\begin{aligned} |V_{CE4}| I'_C &= (E_0 - V_{Z1}) I'_C - (R_8 + R_9) I'^2_C - \frac{I'^2_C}{C} t \\ \frac{1}{t} \int_0^t P dt &= \frac{1}{t} \int_0^t \left[\frac{(E_0 - V_{Z1}) V_{Z1}}{R_8 + R_9} - \frac{V_{Z1}^2}{R_8 + R_9} - \frac{V_{Z1}^2}{(R_8 + R_9)^2 C} \right] dt \end{aligned}$$

finallement nous abordons de la même façon que pour T_3

$$R_8 \gg \frac{V_{Z1}}{P_{MAX}} \left(\frac{E - V_{Z1} - V_{Z2}}{2} \right)$$

Pendant la décharge du condensateur C le collecteur de T_2 reçoit deux courants (T_2 saturé) 1) Le courant qui traverse R_7 et qui est égal à $\frac{E_0}{R_7}$ (sa valeur absolue) et le courant qui peut être maximum provenant de T_1 et qui vaut au maximum $\frac{V_{Z2}}{R_5}$ (dans le Rg=0)

Nous avons alors $\frac{E_0}{R_7} + \frac{V_{Z2}}{R_5} < I_{C2}$ max ou courant collecteur maximum admissible par T_2 .

Stabilisation et dissipation de puissance dans les diodes Zener

Nous avons parlé simplement de stabilisation sans préciser sur quelle stabilisation de courant ou de tension sur au fond l'une ou l'autre (l'autre dans notre cas). Nous allons voir maintenant un petit montage théorique qui caractérisera notre problème (figure 12)

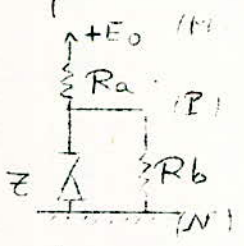


Figure 12

Nous nous proposons de tracer la caractéristique composite de courant entre les points P et N après que nous aurons tracé la caractéristique composite de tension (P-P-N) pour E_0 variable (Figure 13).

Le fait de shunter la diode Zener avec la résistance (R_b) implique qu'entre les points P et N nous avons une diode Zener équivalente mais avec un coude bien plus arrondi et donc (Q_0) ou bien le Q_0 de la diode Zener. Mais que veut dire cela? Le coude est le point à partir duquel nous nous éloignons plus la tension Zener (V_z) mais une tension plus petite à l'extérieur non limitée. Le courant I_0 max qui traverse R_a et pour lequel nous avons commencé la déformation est

-facilement calculable: $I_0 = \frac{V_Z}{R_b}$ avec $V_Z =$ tension Zener. Donc pour se jeter au plus tôt pour faire glisser le point Q_0 vers le point Q_1 (ce qui revient à réduire la source II et augmenter la courbe de tension des Q_0) et faut prendre une résistance shunt R_b très grande.

$$R_b = (1 + \beta_2)(R_1 + R_{10}) \text{ pour } T_1 \text{ et}$$

$$R_1 = (1 + \beta_1)(R_2 + R_3) \text{ pour } T_2$$

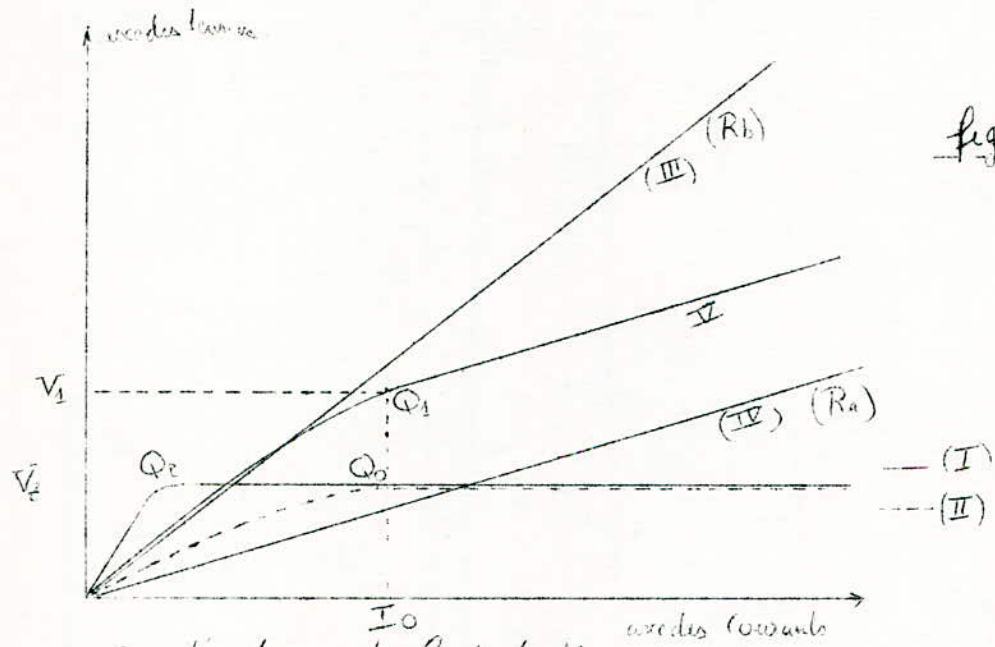


figure 13

- I : caractéristique de la diode Zener
- II : caractéristique composite de courant entre les points P et N et réalisée au montage parallèle de la diode Zener avec la résistance (R_b)
- III : Résistance (R_b)
- IV : Résistance (R_a)
- V : Caractéristique composite de tension (11P1-PN)

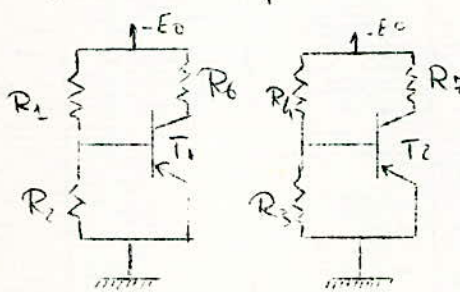
Si par exemple la tension E_0 n'est pas fixe et qu'elle varie (ce ne sera pas le cas dans notre problème mais nous quittons d'aborder au schéma définitif de la figure 10 nous avons du passer en revue les manières où la tension E_0 varie avec le temps). Nous aurons une plus grande plage de variations de E_0 avec stabilisation ($V_{iN} = V_Z$) tant que la résistance R_a est petite mais si R_a est trop petite le diode T_3 risque de se détériorer par une forte dissipation de puissance donc R_a doit être telle que.

$$R_a > \frac{(E_0 - V_Z) V_Z}{P_{MAX}}$$

P_{MAX} est la dissipation maximum de la diode T_3 d'où pour le transistor T_3 nous avons

$$R_{a1} > \frac{(E_0 - V_{Z1}) V_{Z1}}{P_{MAX}(T_1)} \quad \text{et pour } T_2 \Rightarrow R_{a2} > \frac{E_0 - V_{Z2} V_{Z2}}{P_{MAX}(T_2)}$$

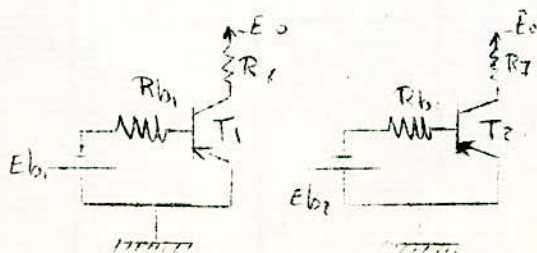
Enfin pour les transistors T_1 et T_2 , il faut qu'ils soient saturés en position de repos (absence d'impulsion à l'entrée)



par théorème de Thévenin nous avons le générateur équivalent

$$E_{b1} = E_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad E_{b2} = E_0 \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$R_{b1} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad R_{b2} = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$



Le courant de base doit être supérieur à la

fraction β du courant collecteur ($\beta \equiv G_{12}$ malogr émetteur G_{11})

$$\beta_1 \frac{E_{b1}}{R_{b1}} > \frac{E_0}{R_6} \Rightarrow R_2 < \beta_1 R_6$$

$$\beta_2 \frac{E_{b2}}{R_{b2}} > \frac{E_0}{R_7} \Rightarrow R_4 < \beta_2 R_7$$

Applications numériques :

Nous avons maintenant fait pratiquement la plus grande partie du travail et ne reste qu'à prendre des valeurs numériques qui concordent avec les conditions énoncées tout au long de ce chapitre.

$T_2 \equiv T_4 \equiv T_1 \equiv$ ASY27 transistor PNP qui peut supporter un courant de pointe 200mA sans nom collecteur, c'est un transistor de commutation rapide $P_{MAX} = 150mW$

$T_3 \equiv$ BSY38 (NPN) à usage élevé dans la commutation $P_{MAX} = 200mW$

$Z_1 = 162\Omega$ $P_{MAX} = 0,5W$ $V_{Z1} = 5,1Volts$; $Z_2 = 112\Omega$ $P_{MAX} = 36W$ $V_{Z2} = 3,3Volts$

$D_1 = D_2 = 1N64$ diode à pointe germanium (tension inverse 60Volts)

$R_1 = R_2 = 800\Omega$; $R_3 = R_4 = 400\Omega$; $R_6 = 80\Omega$; $R_7 = 170\Omega$; $R_{10} = 1k\Omega$ (voir (1))

$R_9 = 470\Omega$ (variable) ; $R_{11} = 100\Omega$; $R_5 = 80\Omega$; $R_8 = 40\Omega$

Le courant dans T_3 peut varier de 70mA à 7mA et dans T_2 et être de 80mA à 8mA, ce n'est bien attendu d'ordres de grandeur car nous pouvons élargir cette plage mais restons toujours dans un rapport de courant de "10"

Les impulsions de sortie ont pour amplitude

(3,6 Volts) (polarité négative)

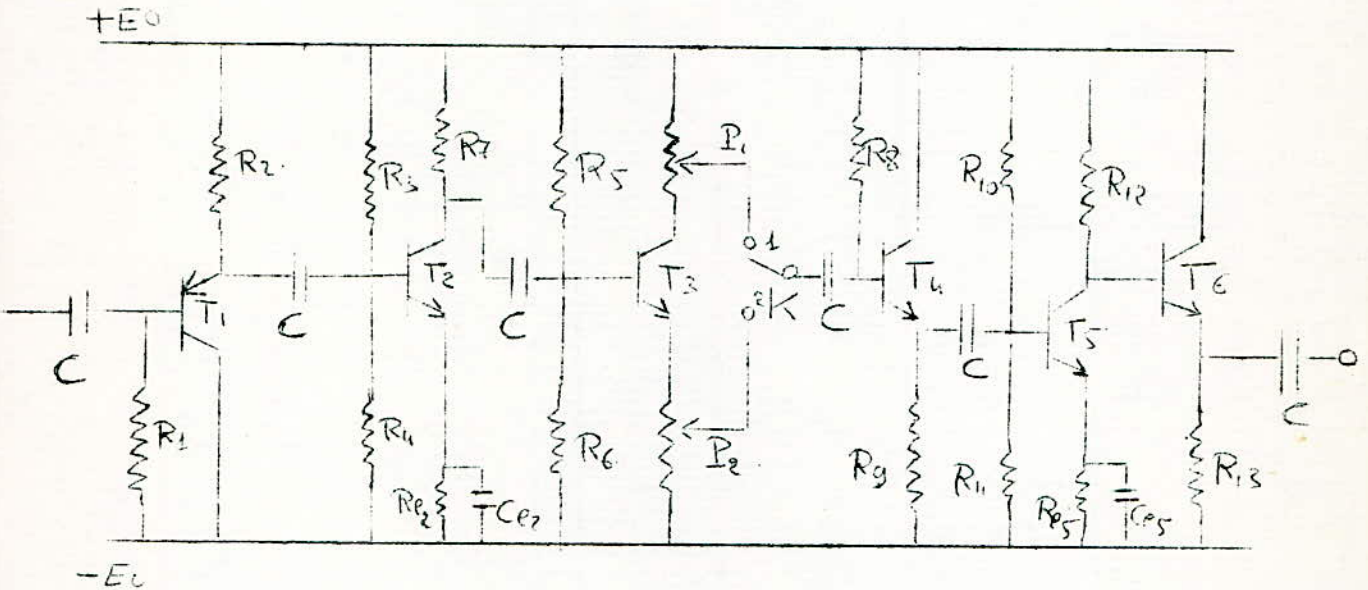
$$C \begin{cases} C_a = 20\mu F \\ C_b = 2000pF = 2mF \\ C_c = 20nF \\ C_d = 200nF \\ C_e = 2\mu F \end{cases}$$

Chapitre VII

Etage d'amplification et de sortie.

Nous venons de terminer l'étude du générateur d'impulsions du point de vue principe, il faut maintenant penser à l'utilisation de ce signal et c'est là le rôle de ce que nous avons appelé étage d'amplification et de sortie. En effet cet étage permet de prélever le signal aux bornes de la capacité du système de linéarisation sous une grande impédance pour ne pas perturber le fonctionnement de ce dernier, par contre l'impédance de sortie doit être très faible (50Ω) et justement cette valeur de 50Ω nous rappelle l'impédance caractéristique normalisée de certains types de câbles coaxiaux. Le tout forme en quelque sorte un transistor monté en collecteur commun donc ce que nous pourrions affirmer est que le premier et le dernier transistors seront montés en collecteur commun. D'autre part cet étage de sortie doit avoir un gain variable de telle façon que le signal d'utilisation ait une amplitude de qui varie approximativement entre 0 et 10 Volts. Par ailleurs on réalise souvent des amplificateurs à large bande en alternant des étages émetteurs communs la fréquence de coupure correspondante étant celle de la pente. Rappelons enfin qu'un étage émetteur commun attaqué par une source de tension monte très haut en fréquence (fréquence de coupure de la pente).

a) Schéma de l'étage d'amplification et de sortie.



b) Aperçu théorique sur le rôle de chaque transistor.

L'entrée de T_1 se fait sous une grande impédance nous aurons en courant alternatif :

$$Z_{\text{entrée } T_1} = \frac{R_1 (\beta + 1) R_2'}{R_1 + (\beta + 1) R_2'}$$

Nous désignons par R_2' la mise en parallèle de R_2 avec la résistance d'entrée de T_2 . La résistance d'entrée de T_2 quant à elle :

$$Z_{\text{entrée } T_2} = \left(\frac{h_{11} + \Delta h R_7}{1 + h_{21} R_7} \parallel \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right)$$

R_7 est encore le résultat de la mise en parallèle de R_7 avec la résistance d'entrée de T_3 de toutes façons le terme h_{11} du transistor T_2 est prédominant.

Revenons maintenant au transistor T_1 . Sa résistance d'entrée en régime variable doit être telle que :

$$Z_{e1} = \frac{V_s}{\frac{I_{c \text{ min}}}{100}}$$

V_s est l'amplitude du signal (≈ 6 Volts)

$I_{c \text{ min}}$ est le courant minimum traversant le capote C du système de linearisation (6 mA) Donc

$$Z_{e1} = 60 \text{ k}\Omega$$

Nous calculons aussi le coefficient de stabilisation de T_1

$$S = \frac{dI_c}{dI_{c0}} \quad \text{avec } I_{c0} \text{ courant continu collecteur de } T_1$$

I_{c0} = courant de fuite (base)

$$\frac{I_c}{\beta} - \frac{I_{c0}}{\alpha} = I_b$$

$$R_1 I_b + |V_{be}| + R_2 I_e = 2E_c$$

$$I_e = I_b + I_c$$

$$\text{d'où } S = \frac{R_1 + R_2}{R_1(1-\alpha) + R_2} \neq 14$$

avec $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$; $R_1 = 75 \text{ k}\Omega$

Le transistor T_2 est un transistor ultrahaute fréquence AFZ 12 (PNP)

sa fréquence de coupure dépasse 400 MHz ; $\beta_1 \neq 68$

Par ailleurs la résistance d'entrée de T_2 doit être supérieure à $1 \text{ k}\Omega$

en régime variable c'est la seule condition presque toujours vérifiée nous avons R_3 et R_4 suffisamment grandes et R_{e2} de $T_2 > 1 \text{ k}\Omega$

Cependant nous avons prévu l'emploi d'une petite résistance R_{e2} sur l'émetteur de T_2 décuplée par la capacité C_{e2} juste pour diminuer le coefficient S de stabilité (qui au d'abord appelé coefficient d'instabilité) en effet pour T_2 :

$$S = \frac{R_{e2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}}{R_{e2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} (1-\alpha)} \quad \text{si } R_{e2} \text{ est nul à } \alpha \approx 1$$

nous aurons en $S \gg \beta$ ce qui n'est pas du tout intéressant. Rappelons le fait que T_2 joue le rôle d'amplification et T_3 joue un rôle spécial qui consiste à donner naissance aux deux polarités nous avons un transistor (T_3) monté en contre réaction totale sur gain et très peu différent de 1 mais sa résistance d'entrée est toujours très grande $((1/\beta_3) R_2 // R_6 // R_5)$ et surtout nous avons deux polarités qui apparaissent respectivement sur le collecteur et sur l'émetteur de T_3 soit un signal en phase avec l'entrée sur le collecteur et un signal inverse sur l'émetteur. Nous avons encore prévu l'emploi de deux potentiomètres P_1 et P_2 pour faire varier "l'atténuation" dans le niveau de sortie. Le transistor T_4 prélève l'un de ces deux signaux sous une grande impédance d'entrée soit $(1/\beta_4) R_9$ et enfin le transistor T_5 alimenté par une source de tension amplifie le signal au premier lieu et surtout augmente l'impédance de sortie (de T_5) afin que divisée par β_5 elle redonne quelque valeur de l'ordre de 50 Ω dans β_5 de libre fait.

c) Exemple d'application numérique

Nous adoptons les valeurs suivants pour les résistances

$$R_1 = 75 \text{ K}\Omega \quad R_2 = R_5 = R_6 = 5 \text{ K}\Omega \quad R_3 = R_4 = R_8 = R_{10} = R_{11} = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R_7 = R_{12} = R_{13} = R_9 = 32 \text{ K}\Omega \quad I_1 = I_2 = 1 \text{ mA}$$

$$R_{e2} = R_{e5} = 220 \Omega$$

Pour les capacités nous prenons de très grandes valeurs - car nous travaillons sur une plage de fréquences importante de (100 Hz à 10 MHz)

$$C = 100 \mu\text{F} \quad C_{e2} = C_{e5} = 50 \mu\text{F}$$

Pour les transistors nous avons $T_1 = \text{AFZ12}$

$T_2 = T_3 = T_4 = T_5 = T_6 = 2\text{N}3662$ NPN fréquence de coupure de transition ($f_T = 700 \text{ MHz}$) $\beta_{\text{min}} = 20$ $\beta_{\text{max}} = 120$

Bien sûr un certain point que l'impédance de sortie en régime variable est bon d'être R_{13} (car $R_{13} = 32 \text{ K}\Omega$ d'ailleurs)

$$R_s = \frac{r_{\pi} + R_b}{\Delta h + h_{22} R_b} \quad \text{les paramètres } h \text{ sont les paramètres}$$

hybrides en régime variable de T_6 (collecteur commun)

$$\Delta h_{ic} \equiv h_{21} \text{ est autour } (40)$$

$h_{22} R_b$ reste toujours très faible

-E- Remarques et conclusions.

Le lecteur a dû certainement noter l'esprit avec lequel j'ai étudié ce tel projet. En effet j'ai essayé de présenter une étude relativement claire afin que le lecteur puisse bien assimiler le principe sans pour autant négliger certains calculs théoriques qui aboutissent à des conclusions intéressantes. En outre dans les chapitres où il était nécessaire de faire certains calculs parfois suffisamment long j'ai préféré grouper tous ces notions mathématiques en tête de chapitre afin que l'étude propre du montage se trouve allégée.

Par ailleurs l'étude du générateur d'impulsions m'a donné l'occasion de me familiariser avec plusieurs types de multiplieurs astables et monoastables; je peux citer à titre d'exemple le multiplieur astable à liaison directe pour avoir des impulsions à très basses fréquences, et l'inverse c'est à dire le multiplieur astable à couplage inductif pour les hautes fréquences notons du temps que nous y sommes que j'ai dû effectuer des calculs très longs pour ce dernier genre de multiplieurs à tel point que j'ai dû renoncer à son utilisation.

Je ne terminerai pas ces remarques avant de souligner l'importance que j'ai dû accorder à l'étape de linéarisation de la machine et de la descente de l'impulsion car au fond c'est l'étape que

materialiser l'originalité de ce projet. Enfin tout ce projet forme en quelque sorte une synthèse de plusieurs matières classiques et c'est pour cela d'ailleurs que le document le plus utile a été pour moi le cours de technique d'impulsions de 4^e année télécommunications, présenté par Monsieur Lot. Je tiens alors à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur Lot qui a été pour moi le professeur et le conseiller dont l'aide précieuse m'a permis de mener à bien ce projet, et toute ma gratitude envers les professeurs qui ont contribué à ma formation.

El Harrach le 15/6/68

