

UNIVERSITÉ D'ALGER

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

ELECTRONIQUE

Département : Télécommunications

4/68
68

ner

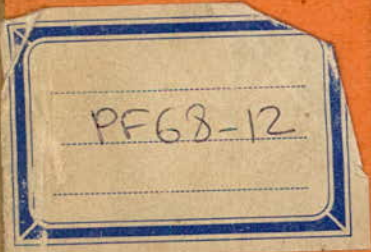
PROJET FINAL



GENERATEUR

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

D'IMPULSIONS BREVES



PROMOTION 1968

Proposé par M^r SANSAL

Etudié et réalisé par

Z. KAROUI

Reçu le 14/6/68
Z. Karoui

UNIVERSITÉ D'ALGER.

Département Télécommunications

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département : Télécommunications

PROJET FINAL.

Générateur d'impulsions BREVÉS

Directeur du projet : B. SANSAL.

Étude et réalisation effectuées par : Z. KAROUI.

Promotion 1968.

A V A N T - P R O P O S .

J'exprime ma vive reconnaissance à monsieur B.SANSAL qui a bien voulu proposer et diriger mes travaux et qui m'a assisté de son aide morale et matérielle de sorte que la réalisation a été agréable.

Je remercie aussi MR SLOSIAR, chef du département Télécommunications qui m'a prodigué ses directives et ses conseils.

Z . KAROUI

S O M M A I R E

- Avant-propos
- Avant-projet
- Générateur a relaxation a unijonction.
- Univibrateur.
- Circuit de mise en forme.
- Calcul simple d'une alimentation.
- Étude de la propagation dans le cable.
- Mesure de l'impédance caractéristique du cable
- Mesure de la vitesse de l'onde sur le cable
- Photos des impulsions obtenues.
- Commentaire.
- Conclusion.
- Dessin I : Forme des impulsions délivrées par les
différents circuits-
- Dessin II : Schéma de cablage.

AVANT PROJET

On se propose la construction d'un générateur d'impulsions dont les caractéristiques sont les suivantes :
Durée de l'impulsion : 50 n Secondes ($5 \cdot 10^{-8}$ seconde.)
Amplitude de l'impulsion : 200 Volts.
Temps séparant 2 impulsions : 20 m seconde soit 50 périodes/seconde.

Il vient, à l'idée, à 1ere vue que la construction de ce générateur ne pose pas de problème et qu'un multivibrateur astable peut répondre aux questions du problème. Pourtant ceci n'est qu'une impression car quel est le multivibrateur qui pourrait donner à la fois une amplitude de 200 Volts et une durée d'impulsion égale à $5 \cdot 10^{-8}$ secondes.

Nous savons que l'emploi des tubes est limité en fréquence et cela par le temps de transit des Electrons entre électrodes qui est de l'ordre du 10^{-10} u seconde. En régime impulsional le tube ne peut donner que des impulsions d. durée supérieure (difficile à atteindre) à la 10^{-10} u seconde mais par contre, il peut donner des impulsions dont l'amplitude dépasse même 200 Volts.

Au contraire le transistor, par le temps de transit des électrons entre jonctions qui est infiniment court peut fonctionner à des fréquences très élevées (supérieures aux gigacycles 10^9 Hertz). Mais il existe peu de transistors pouvant délivrer des impulsions de 200 Volts . . d'amplitude . . j'ai donc essayé de détourner la difficultés et préféré passer par l'emploi des lignes à retard.

Le Principe

Il suffit de pouvoir charger une ligne ouverte à son extrémité par une tension continue E, puis de la décharger sur une impédance égale à son impédance caractéristique Z_0 , on obtient aux bornes de Z_0 , comme nous l'avons démontré plus loin une impulsion carrée dont les caractéristiques sont les suivantes :

$$\begin{array}{ll} \text{Amplitude} & E/2 \\ \text{Durée} & T = \frac{2L}{V} \end{array}$$

avec L = longueur de la ligne

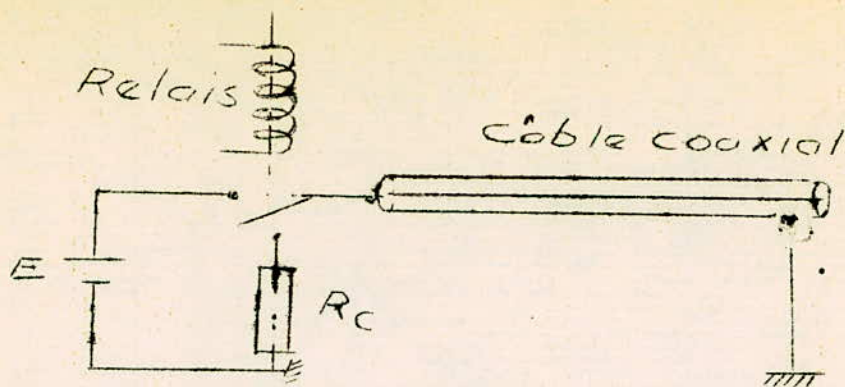
V = vitesse de l'onde sur la ligne.

Exemple:

Supposons que v est au plus égale $V = 2 \cdot 10^8$ metres/seconde et $T = 10^{-8}$ seconde, il faudra une longueur de câble au plus égale à

$$L = \frac{10^{-8} \times 2 \cdot 10^8}{2} = 1,0 \text{ metre}$$

.../...



N.B. :

L'oscillateur blocking avec un 3^e bobinage sur le primaire peut délivrer des impulsions d'amplitude égale à 200 volts, mais vue ses multiples inconvénients tel que l'utilisation d'un transformateur avec ses capacités interspires qui pourraient entrer en résonance a devié mon choix.

Différentes parties du générateur

Le générateur d'impulsions conçu se compose de trois grandes parties:

- Une alimentation continue
- Un câble de charge
- Une commande automatique du relai.

a) L'alimentation en tension continue :

Cette alimentation à 2 rôles : Elle doit servir comme générateur de tension continue pour la charge du câble coaxial et doit servir pour alimenter le circuit de commande en tension continue (alimentation des transistors).

b) Câble de charge :

C'est l'élément de base du montage, sa longueur, et son impédance caractéristique doivent être mesurées avec précision, car, de ces deux caractéristiques seulement que dépendent les hypothèses du problème. Le temps de montée n'étant pas imposé, on choisira un câble de façon à l'avoir minimum.

c) La commande automatique du relai :

On impose une seule donnée à cette commande qui est la fréquence (50 périodes à la seconde) mais vue l'emploi d'un relai, on lui impose aussi une durée de l'impulsion de façon à permettre à l'interrupteur de pouvoir s'ouvrir et se fermer d'une façon franche.

- Remarque très importante

La durée de l'impulsion est indépendante du temps que met l'interrupteur pour s'ouvrir ou se fermer, elle ne dépend que de la longueur du câble et de la vitesse de l'onde sur le câble.

PROJET

CIRCUIT DE COMMANDE DU RELAI

Problème : Un relai clare HG1002 doit fonctionner sous une impulsion d'amplitude 40 volts de fréquence 50 périodes par seconde soit une période de 20 ms et une durée d'impulsion de 6 ms. Car pendant 6 millisecondes l'interrupteur doit rester fermer.

Solution. La solution consiste donc à construire un générateur d'impulsion aussi stable que possible dont les caractéristiques sont celles indiquées plus haut.

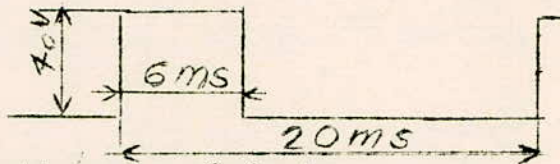
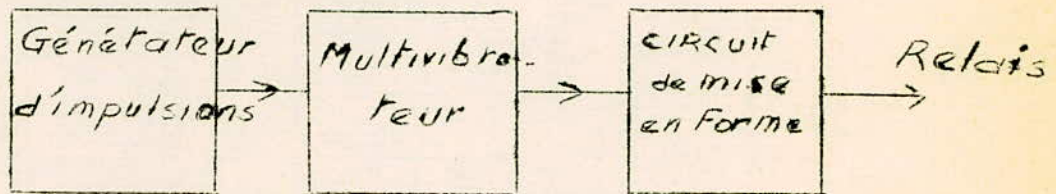


Schéma synoptique du générateur



a) Oscillateur à relaxation à unijonction

Rappel théorique sur le transistor unijonction

On l'appelait initialement diode à 2 bases car il ressemble à une diode ordinaire avec 2 bases au lieu d'une seule, actuellement on lui préfère le nom de transistor unijonction pour montrer qu'il n'y a qu'une seule jonction.

Description : Il comporte un bâtonnet au silicium du type n, de faible section avec deux contacts aux extrémités B_1 et B_2 qui constituent les deux bases et avec une jonction centrale qui est l'émetteur. Il est dopé de façon uniforme avec une faible densité d'impuretés, ceci correspond donc à une résistance interbase élevée de l'ordre de $10^4 \Omega$.

Si les deux bases sont reliées entre elles, l'ensemble se comporte comme une diode ordinaire avec l'une des bornes constituée par l'émetteur, l'autre borne étant formée par

.../...

l'ensemble des deux bases. Cependant l'intérêt consiste précisément à séparer les 2 bases en appliquant entre elles une tension. Cette différence de potentiel produit une chute de tension uniforme à l'intérieur du barreau.

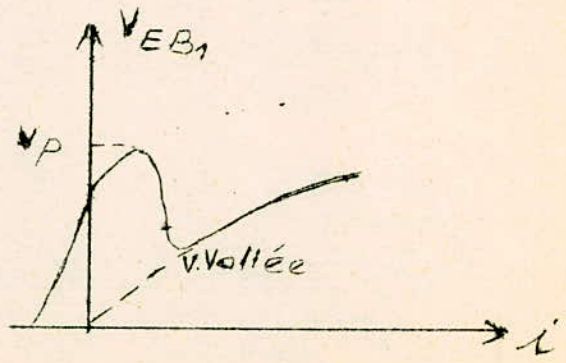
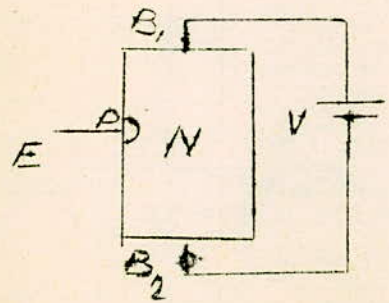
Exemple : Si par exemple la prise de l'émetteur E se trouve juste au milieu entre les 2 bases la tension

$$V_E - V_{B1} = \frac{V_{B1B2}}{2}$$

Supposons qu'on applique entre les 2 bases une tension $V_{B1B2} = 10$ volts, la différence de potentiel

$$V_E - V_{B1} = \frac{10}{2} = 5 \text{ volts.}$$

Si l'on applique entre l'émetteur et la base B₁ une différence de potentiel inférieure à 5 volts, la jonction PN est polarisée dans le sens bloquant, ceci correspond à 1 courant faible à travers l'émetteur (courant inverse) dès que la d.d.p dépasse 5 volts, la jonction est alors polarisée dans le sens passant et des trous sont injectés par l'émetteur dans le barreau de silicium. Ces trous se dirigent vers B₁ ce qui correspond à un courant relativement important. Ils sont alors immédiatement compensés par un courant d'électrons en nombre identique (électrons provenant des circuits extérieurs pour conserver la neutralité du barreau) ainsi la résistance du barreau entre les 2 bases diminue - t-elle dans des proportions importantes.



N.B. -----Caractéristique de l'union-jonction
-----caractéristique de la diode normale.

Caractéristique :

La caractéristique présente beaucoup d'analogie avec celle d'un thyatron. En effet, tant que la tension n'a pas atteint v_p (V_p dépend de la d.d.p appliquée entre les 2 bases et de la température du barreau de silicium), la diode $E B_1$ est bloquée et ne laisse passer qu'un courant très faible. Pour la tension de pic, la jonction devient passante, la résistance $V_E B_1$ devient très faible et malgré l'accroissement de l'intensité le produit $V_{EB_1} \times i_E$ diminue ce qui correspond à une diminution de la tension V_{EB_1} la d.d.p passe alors par une valeur minimale que l'on appelle V vallée, puis elle croit ensuite comme pour une diode normale.

$$V_p = n V_{B_1 B_2} + V_D$$

La constante n dépend extrêmement peu de la température $\frac{dn}{dt} 10^{-4}$

V_D = tension de seuil de la jonction. V_D diminue lorsque la température s'élève et la résistance entre bases augmente.

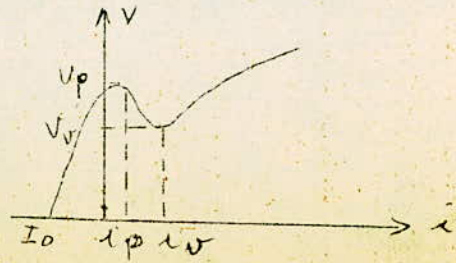
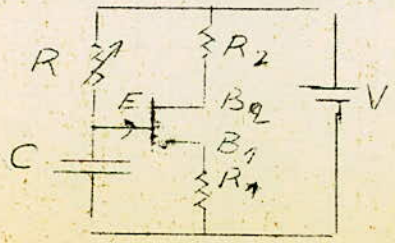
$$V_D = 200/T_J \text{ d'où}$$

$$V_p = n V_{B_1 B_2} + \frac{200}{T_J}$$

T_J = température en degré kelvin.

Il est possible de stabiliser le point d'amorçage en plaçant une résistance dans la base B_2 , tous les paramètres ont une grande stabilité dans un large intervalle de température (-65° à 140° C)

Fonctionnement d'un Oscillateur à relaxation à Unijonction



Au temps $t \neq 0$, le condensateur c n'est pas chargé et le potentiel de l'émetteur est nul. Lorsqu'on appliqué la tension V , la capacité se charge à travers la résistance R jusqu'à ce que la tension aux bornes de la capacité atteigne la valeur de pic. (Cette charge se fait lentement, suivant que la valeur de la résistance est grande).

A cet instant, la capacité se décharge à travers les résistances R_{B_1} et R_1 .

$R_{B_1+R_1}$ étant faible de décharge se fait très rapidement. En effet, pendant tout le temps où la tension émetteur n'aura pas atteint la tension de pic la diode E_{B_1} reste bloquée, lorsque la tension de pic est atteinte, elle devient conductrice pour se rebloquer lorsque la tension, à la décharge de la capacité, atteint celle de vallée. Comme le montre la courbe, entre V_p et V_v , la caractéristique présente une résistance négative raison pour laquelle la décharge de la capacité se fait encore plus rapidement.

Tension de charge

$v = V(1 - \exp^{-t/RC})$ au temps t , la tension
 $v = v_p = n v + \frac{200}{T_j}$ on aura :

Temps de charge

$$n v + \frac{200}{T_j} = V (1 - \exp^{-t/RC})$$

En 1^{ere} approximation négligeons l'effet dû à la température

$$n v = V(1 - \exp^{-t/RC})$$

$$n-1 = - \exp^{-t/RC}$$

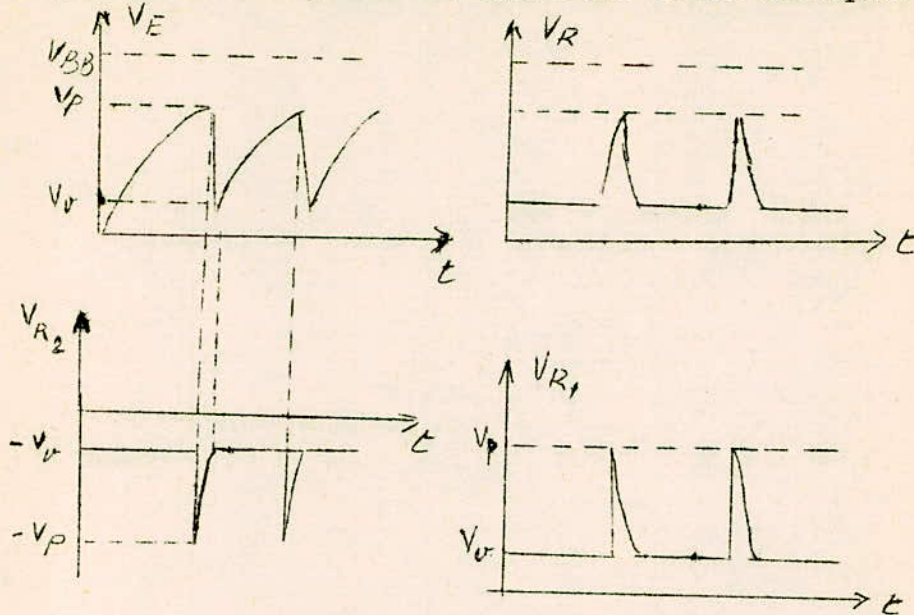
$$\text{Log}(1-n) = - \frac{t_1}{RC}$$

$$\text{Log} \frac{1}{1-n} = \frac{t_1}{RC}$$

$$t_1 = R.C \text{ Log} \frac{1}{1-n}$$

$n =$ étant le rapport intrinseque entre la tension de pic et la tension interbase si on suppose que le temps de décharge est infiniment petit on peut supposer que $t_1 = T =$ période de l'oscillateur.

Polarisé tel que la montre la figure l'unijonction donne théoriquement les impulsions ayant la forme indiquée ci-dessous.



Temps de décharge

A partir de t_1 le condensateur va se décharger à travers l'ensemble des résistances REB_1 et R_1 , cette décharge jusqu'à ce que la tension aux bornes de E et B_1 atteigne la tension de vallée, le transistor à cet instant se reblockera et le cycle recommence.

Vallée + $R_1 i_{ev} = V_{pe}^{-t_2/RC}$

Si en 1er approximation on neglige V vallée on aura :

$R_1 i_{ev} = V_{pe}^{-t_2/RC}$

$\text{Log } \frac{R_1 i_{ev}}{V_p} = \frac{-t_2}{RC}$

$t_2 = RC \text{ Log } \frac{V_p}{R_1 i_{ev}}$

.../...

Cette valeur est généralement très faible d'où la période T de l'oscillateur.

$$T = t_1 + t_2$$

$$T = RC \left[\text{Log} \frac{1}{1-n} + \text{Log} \frac{V_p}{R_1 I_v} \right]$$

On sait encore que la capacité se charge jusqu'à atteindre V pic, à cette valeur la tension ne pouvant plus augmenter doit redescendre d'où l'on doit avoir un courant d'émetteur :

$$I_p < \frac{E - V_p}{R}$$

De même arrivé à Vvallee, on doit retourner à l'état initial

$$I_v > \frac{E - V_v}{R} \text{ d'où}$$

$$\frac{E - V_v}{I_v} < R < \frac{E - V_p}{I_p}$$

Lorsque V_E atteint la tension de pic le courant

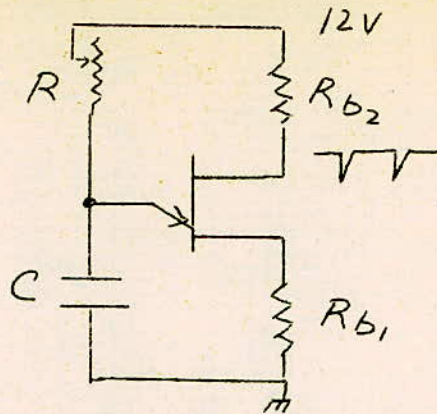
$$I_{B_1} = I_E + I_{B_2}$$

Et les tensions aux bornes de R_1 et R_2 sont respectivement V_{pic} et $-V_{pic}$ lorsque $R_1 = R_2$

Utilisation de l'unijonction

On l'utilise comme générateur d'impulsions pour différentes commandes : Thyratrons, circuits de commutation, déclenchement d'un monostableetc..

CALCUL du GENERATEUR d'IMPLUSIONS.



Des mesures sur l'unijonction ont donnés, pour une tension interbases de 12v les résultats suivants:

Tension de pic : $V_p = 5,7v$.

Tension de vallée: $V_v = 2,7v$.

On a vu que l'équation régissant l'unijonction est:

$$V_p = \eta V_{bb} + 200/T_j$$

Si on néglige l'effet de la température, on a:

$$V_p = \eta V_{bb}$$

avec $\eta = 5,7/12 = 0,475$

Période de l'inplusion

$$T = RC \text{ Log } 1/1-\eta$$

$$T = RC \text{ Log } 1/1-0,475$$

$$T = RC \text{ Log } 1/0,525$$

$$T = 0,28 \times 2,3 RC$$

$$T = 0,645 RC$$

On se fixe C. On prendra $C = 2MF$ (valeur courante).

$$T = 1/50 = 20mS \text{ (valeur imposée)}$$

Ce qui donne la valeur de R:

$$R = 20 \cdot 10^{-3} / 2 \cdot 10^{-6} \times 0,645$$

$$R = 10^5 / 6,45$$

$$R = 15,5 K\Omega$$

JUSTIFICATION DU CHOIX DE R_{b1} et R_{b2} .

La décharge de la capacité C à travers la résistance R_{b1} et $R_{E_{b1}}$ doit avoir une durée minimum :

$$\tau = R' C \log V_p / V_v$$

$$\tau = R' C \log 5,7 / 2,7$$

$$\tau = R' C \times 2,3 \times 0,325$$

$$\tau = 0,75 R' C$$

$R_{E_{b1}}$ étant négligeable, on aura

$$\tau = 0,75 R_{b1} C$$

Prenons $\tau = 10^{-4}$ seconde on aura :

$$10^{-4} > 0,75 R_{b1} C$$

d'où :

$$R_{b1} < 10^{-4} / 210^{-6} \times 0,75$$

$$R_{b1} < 10^2 / 1,5$$

$$R_{b1} \leq 67 \Omega$$

On prendra :

$$R_{b1} = 27 \text{ (valeur courante) } \Omega$$

Pour R_{b2} , elle sert seulement à réduire l'influence de la température sur la fréquence lorsqu'on la choisit de telle façon qu'elle vérifie la relation :

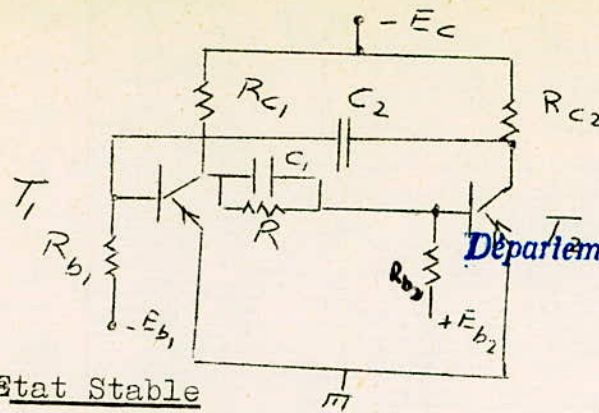
$$R_{b2} = R_{bb} \times 0,4 / \eta_E$$

(Voir " le transistor en implusion de J.P. CHEMICHEN)

Pour ce qui de mon montage, j'ai choisi 100Ω (valeur courante);

b) Multivibrateur monostable (univibrateur)

Rappel théorique : soit le montage ci-dessous.



Département Télécommunications

a) Etat Stable

Au début, T_1 débite (saturé) et T_2 est bloqué d'où V_{C1} est voisin du potentiel zéro on a alors le schéma équivalent suivant :

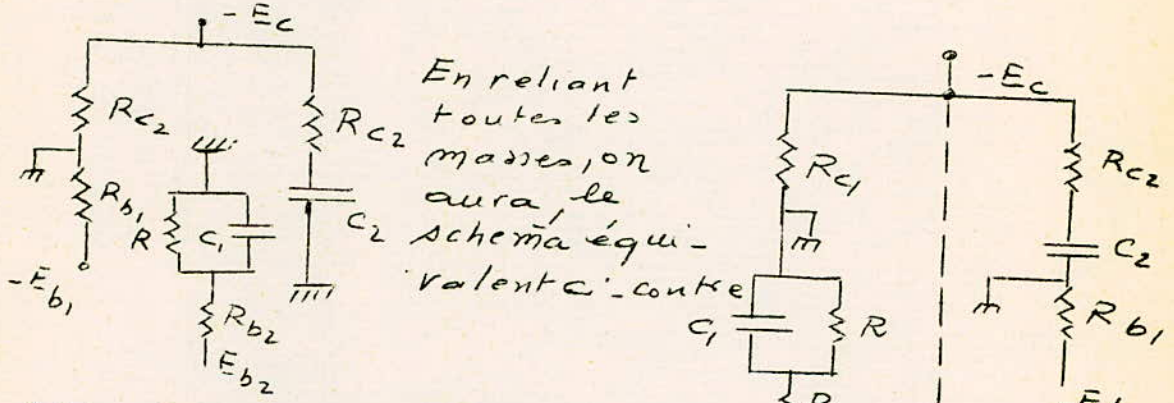
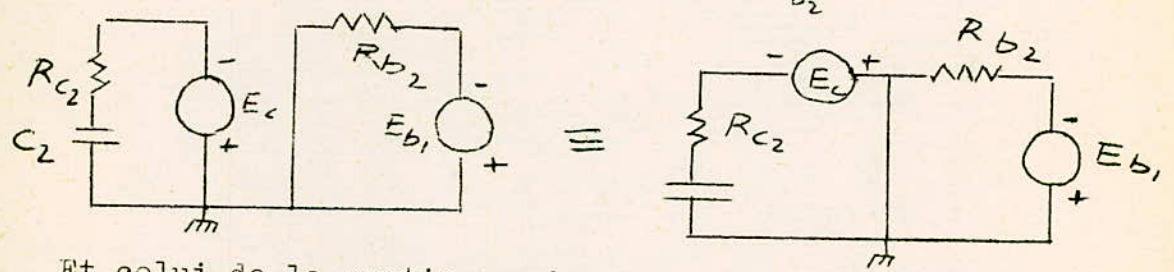
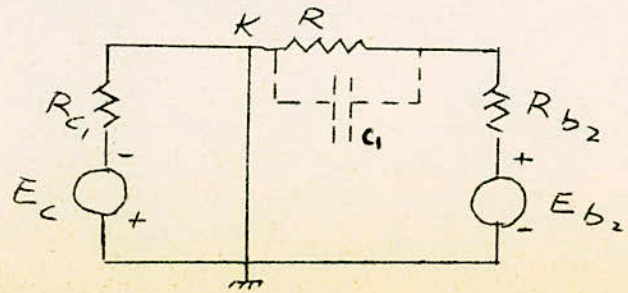


Schéma de la partie droite



Et celui de la partie gauche sera :



Dans cet état calculons :

$$V_{b_2} = \frac{E_{b_2} \times R}{R + R_{b_2}}$$

La condition de saturation pour le transistor T₁ est

$$\frac{I_{C1}}{I_{b_1}} < \beta$$

Le courant I_{C1} d'après le schéma 2 sera :

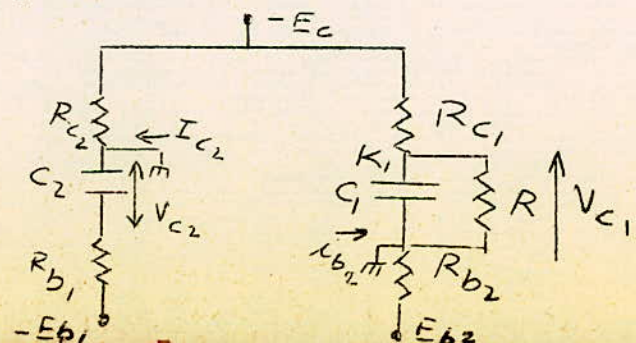
$$\left\{ \begin{aligned} I_{C1} &= \frac{E_C}{R_{C1}} - \frac{E_{b_2}}{R + R_{b_2}} \quad \text{et d'après le schéma 1} \\ I_{b_1} &= \frac{E_{b_1}}{R_{b_1}} \quad \text{ce qui donne la condition de saturation} \end{aligned} \right.$$

$$\frac{I_{C1}}{I_{b_1}} = \frac{\frac{E_C}{R_{C1}} - \frac{E_{b_2}}{R + R_{b_2}}}{E_{b_1}/R_{b_1}} < \beta$$

$$\frac{E_C}{R_{C1}} - \frac{E_{b_2}}{R + R_{b_2}} < \beta \frac{E_{b_1}}{R_{b_1}}$$

b) Etat transitoire

Juste après le déclenchement, on suppose que le transistor T₁ est bloqué et T₂ est saturé on aura alors le schéma équivalent suivant :



$$V_{b_1}(t) = -V_{c_2}(t)$$

au temps $t = 0$ $V_{c_2}(0) = -E_c$

$t \rightarrow \infty$ $V_{c_2}(\infty) = +E_{b_1}$ d'où

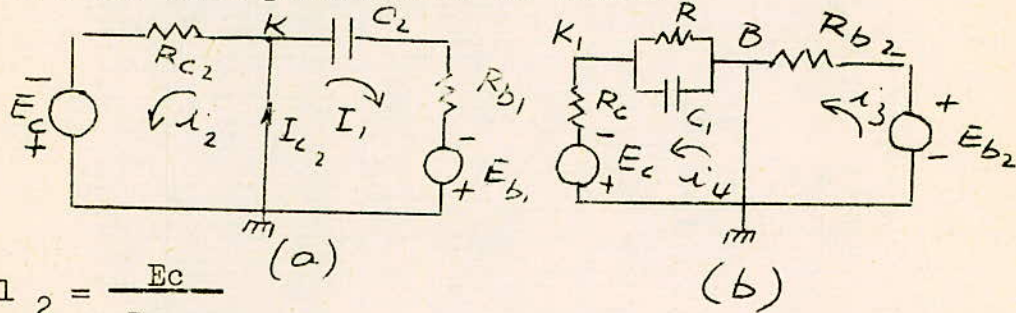
$$V_{c_2}(t) = E_{b_1} - (E_c + E_{b_1})e^{-t/T_2}$$

$T_2 = R_{b_1} C_2$ ou encore

$$V_{b_1}(t) = -E_{b_1} + (E_c + E_{b_1})e^{-t/T_2}$$

Par ailleurs $V_{k_2}(t) = V_{b_2}(t) = 0$

Il est encore nécessaire de trouver $V_{k_1}(t)$. En séparant le schéma équivalent ci-dessus en deux parties comme il a été fait précédemment on trouve



$$i_2 = \frac{E_c}{R_{c_2}}$$

$$i_1(t) = -\frac{V_{c_2}(t) + E_{b_1}}{R_{b_1}}$$

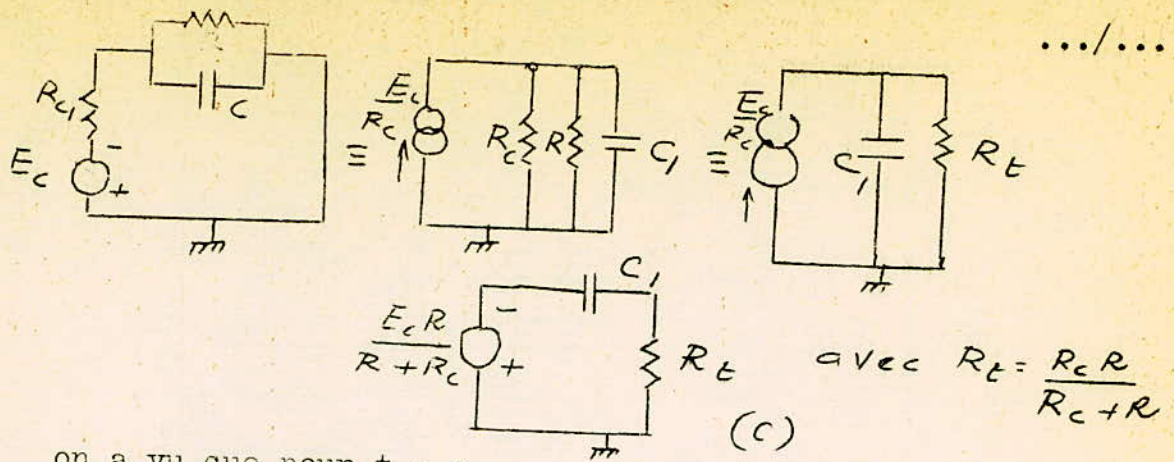
$$V_{c_2}(t) = -E_c e^{-t/T_2}$$

$$i_1(t) = \frac{E_{b_1} + E_c e^{-t/T_2}}{R_{b_1}}$$

$$i_{c_2}(t) = i_1(t) + i_2$$

de même $i_3 = \frac{E_{b_2}}{R_{b_2}}$

A fin de trouver i_4 transformons le circuit de gauche de la fig (b)



on a vu que pour $t = 0$

$$V_{c_1}(0) = - \frac{R}{R + R_{b_2}} E_{b_2}$$

et d'après la figure C, sa valeur finale en $t = \infty$

est

$$V_{c_1}(\infty) = - \frac{R}{R + R_{c_1}} E_c$$

Entre ces 2 valeurs extrêmes $V_{c_1} = V_{k_1}$ varie selon la fonction exponentielle.

$$V_{c_1}(t) = - \frac{R}{R + R_c} E_c + \left[\frac{R}{R + R_{c_1}} E_c - \frac{R}{R + R_{b_2}} E_{b_2} \right] e^{-t/T_1}$$

Avec $T_1 = \frac{C_1 R_{c_1} R}{R + R_{c_1}} = R_t C_1$

d'où $i_4(t) = E_c + V_{c_1}(t)$

$$i_4(t) = \frac{E_c}{R + R_{c_1}} + \left[\frac{R}{R + R_{c_1}} \frac{E_c}{R_{c_1}} - \frac{R}{R + R_{b_2}} \frac{E_{b_2}}{R_c} \right] e^{-t/T_1}$$

Le courant de base de T_2 est $i_{b_2} = i_4 - i_3$ d'où

$$i_{b_2}(t) = \frac{E_c}{R + R_{c_1}} - \frac{E_{b_2}}{R_{b_2}} + \left[\frac{R}{R + R_{c_1}} \frac{E_c}{R_{c_1}} - \frac{R}{R + R_{b_2}} \frac{E_{b_2}}{R_{c_1}} \right] e^{-t/T_1}$$

.../...

A quel moment, l'état non stable va se terminer pour que le multivibrateur revienne à son état stable. On peut le définir par plusieurs conditions.

1°) Le transistor T₂ conducteur reste dans la région de saturation pendant toute la période non stable, l'influence du transistor T₁ (bloqué) qui atteint une tension de base nulle met fin à l'état non stable et à l'impulsion de courant de traverser le transistor T₂. Si cela se produit à l'instant t = t_s, la durée t_s de l'impulsion est définie par l'expression.

$$V_{b_1}(t) = -E_{b_1} + [E_c + E_{b_1}] e^{-ts/T_2} = 0$$

$$\frac{E_{b_1}}{E_c + E_{b_1}} = e^{-ts/T_2}$$

$$\frac{ts}{T_2} = \text{Log} \cdot \frac{E_c + E_{b_1}}{E_{b_1}}$$

$$ts = T_2 \text{ Log} \left(\frac{1 + E_c}{E_{b_1}} \right)$$

On suppose en 0 < t < t₁, le transistor T₂ est à la saturation de courant.

T₂ est saturé en t. = 0 si

$\frac{I_{c_2}(0)}{I_{b_2}(0)} < \beta$ d'où en y remplaçant par leur valeur on aura :

$$\frac{E_c \left(\frac{1}{R_{c_2}} + \frac{1}{R_{b_1}} \right) + \frac{E_{b_1}}{R_{b_1}}}{\frac{E_c}{R_{c_1}} - E_{b_2} \left[\frac{1}{R_{b_2}} + \frac{R}{R + R_{b_2}} \frac{1}{R_{c_1}} \right]} < \beta$$

Si $1/b_2$ décroît plus vite que $1/c_2$, il y a une plus grande probabilité pour que le transistor T_2 quitte l'état de saturation, si $T_2 \gg T_1$ a fin que $1/c_2(0) \approx 1/b_2(ts) \approx 1/b_2(\infty)$

. La condition de saturation la plus exigeante sera

$$\frac{1/c_2(0)}{1/b_2(\infty)} < \beta$$

$$\frac{Ec \left[\frac{1}{Rc_2} + \frac{1}{Rb_1} \right] + \frac{Eb_1}{Rb_1}}{\frac{Ec}{R+Rc_1} - \frac{Eb_2}{Rb_2}} < \beta$$

A l'instant ts les tensions sur les condensateurs sont :

$$Vc_2 = -Vb_1(t_2) = 0$$

$$Vc_1 = Vk_1(ts) = -\frac{R}{R+Rc_1} Ec + \left[Ec \cdot \frac{R}{R+Rc_1} - \frac{R}{R+Rb_2} \right] \left[\frac{Eb_1}{Ec+Eb_1} \right] e^{-t_2/T_1}$$

$$e^{-ts/T_1} = e^{-\frac{T_2}{T_1} \log \left[1 + \frac{Ec}{Eb_1} \right]}$$

d'où

$$\frac{ts}{T_1} = \frac{T_2}{T_1} \log \left[1 + \frac{Ec}{Eb_1} \right]$$

$$\boxed{\frac{ts}{T_1} = \log \left[1 + \frac{Ec}{Eb_1} \right] T_2/T_1}$$

Ces tensions sur les condensateurs s'approchent des valeurs finales $Vc_2(\infty) = -Ec$

$$Vc_1(\infty) = -\frac{R}{Rb_2 + R} \cdot Eb_2$$

La tension Vc_2 varie selon une exponentielle de constante de temps $T_4 = C_2 R_{C2}$

$$V_{c2} = -E_c \left(1 - e^{-t/T_4} \right) = V_{k2}(t)$$

.../...

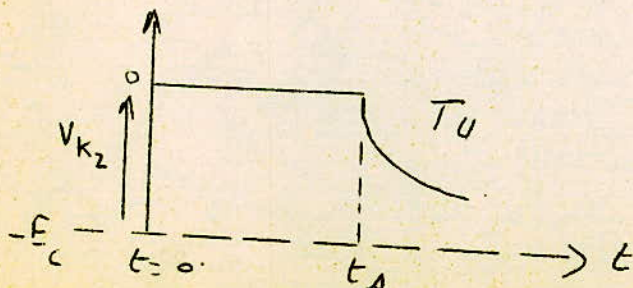
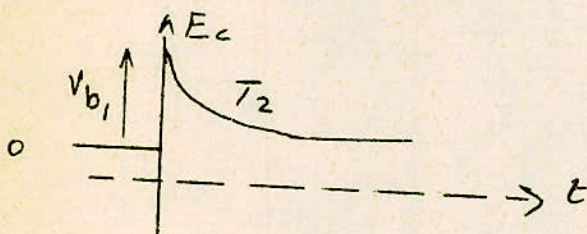
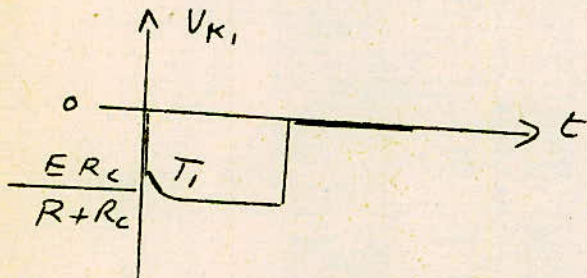
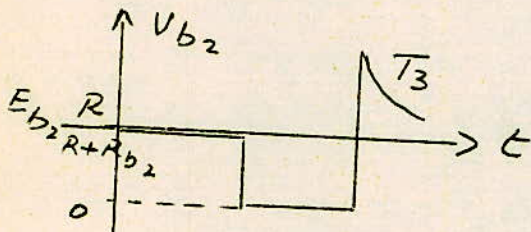
$T = t - t_s$ et de la même façon

$$V_{c1}(t) = V_{c1}(\infty) + (V_{c1}(t_s) - V_{c1}(\infty)) e^{-t/T_3} = -V_{b2}(T)$$

avec
$$T_3 = \frac{C R \cdot R_{b2}}{R + R_{b2}}$$

$$t > t_s \quad V_{k1}(T) = 0$$

$$V_{b1}(t) = 0$$



.../...

Récapitulation

Pour simplifier le problème faisons - $E_{b_1} = -E_c$
on distingue donc 2 états

$$1^{\circ}) \text{ état stable : } \begin{cases} T_1 \text{ saturé } R_{b_1} < \beta R_{c_1} \\ T_2 \text{ bloqué} \end{cases}$$

$$2^{\circ}) \text{ état quasi-stable } \begin{cases} T_1 \text{ bloqué} \\ T_2 \text{ saturé } \frac{E_{c_1}}{R_{c_1} + R} - \frac{P}{R_{b_2}} \gg \frac{E_c}{\beta R_{c_2}} \end{cases}$$

Temps pendant lequel T_1 reste bloqué

$$t_s = R_{b_1} \cdot C_2 \log \left(1 + \frac{E_c}{E_{b_1}} \right) \text{ comme } E_{b_1} = E_c$$

$$t_s = R_{b_1} C_2 \log 2$$

$$t_s = 0,7 R_{b_1} C_2$$

En tenant compte des constantes de temps, on peut déterminer toutes les valeurs des éléments du monostable. CES constantes de temps ont été indiquées sur les schémas théoriques ci-dessus.

CALCUL DU MONOSTABLE

A l'aide de ce monostable, je dois commander un relais dont le temps de fermeture est supérieur à 6ms, et dont l'amplitude de la tension nécessaire pour son déclenchement est supérieure à 30v. Dans la présente étude et pour pouvoir calculer tous les éléments nous nous fixons un temps de récupération et un temps de montée.

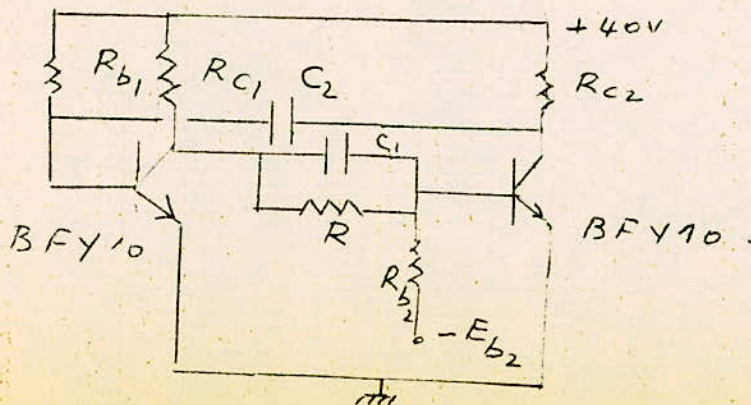
Les transistors choisis sont des BFY10 dont les caractéristiques données par le constructeur sont les suivantes:
(Celles mesurées d'ailleurs sont, comme par hasard peu différentes).

C'est un transistor **NPN** (au silicium) avec:

Courant collecteur Max :	$I_{CM} = 50 \text{ mA.}$
Gain statique de courant	$\beta = 35$
Tension collecteur max	$V_{CM} = 45 \text{ v}$
Puissance Max dissipée	$P_{Max} = 300 \text{ mW}$
Température admissible	$T = 175^\circ \text{C.}$
Fréquence Max	$F = 15 \text{ MHz}$

Il peut être remplacé par le H36n

Schéma du monostable:



Polarisation choisie

$E_c = 40\text{volts}$ (puisque on veut obtenir sur le collecteur une tension $V_c > 30\text{v}$ pour déclencher le relais).

$$R_{c_1} = E_c / I_c = 40 / 50 \cdot 10^{-3} = 800 \Omega$$

$$R_{c_1} = 820 \Omega$$

Pour saturer le transistor T_1 , il faut que $R_{b_1} \ll \beta R_{c_1}$

$$R_{b_1} < 35 \times 820 = 28,7$$

$$R_{b_1} = 22\text{K} \Omega$$

La durée de l'impulsion, je la prends égale à 8ms :

$$8 \cdot 10^{-3} = 0,7 R_{b_1} C_2$$

$$C_2 = 8 \cdot 10^{-3} / 0,7 \times 22 \cdot 10^3 = 80 / 22 \times 7 \cdot 10^{-6}$$

$$C_2 = 0,52 \cdot 10^{-6} \quad \text{On prendra } C_2$$

$$C_2 = 0,6 \text{ MF}$$

Imposons nous un temps de récupération minimum (par exemple $0,4\text{ms}$) c'est à dire $1/20$ ième de la durée de l'impulsion

$\tau < 4R_{c_2} \cdot C_2$. Ceci permet à l'impulsion d'atteindre 98% de sa valeur maximum

$$0,4 \cdot 10^{-3} < 4 \cdot R_{c_2} \cdot 0,6 \cdot 10^{-6}$$

$$R_{c_2} > 4 \cdot 10^{-4} / 4 \times 0,6 \cdot 10^{-6}$$

$$R_{c_2} > 4000 / 24$$

$$R_{c_2} > 165$$

$$R_{c_2} = 820 \Omega$$

On choisit $E_{b_2} = -9$ Volts ..

La condition de saturation de T_2 donne :

$$\frac{10}{0,82 R} - \frac{9}{R_{b_2}} > 40 / 35,0,82$$

$$\frac{9}{R_{b_2}} < 10 \left(\frac{1}{0,82 R} - \frac{1}{28,7} \right)$$

$$\frac{9}{R_{b_2}} < \frac{10}{28,7} \left(\frac{27,9 - R}{0,82 R} \right)$$

Si on prend $R = 1,2 \text{ K}\Omega$, On aura

$$\frac{9}{R_{b_2}} < \frac{40}{28,7} \cdot \frac{26,7}{2}$$

$$R_{b_2} > 0,645 \text{ K}\Omega$$

$R = 1,2 \text{ K}\Omega$ et on prend R_{b_2} égale a

$$R_{b_2} = 1,2 \text{ K}\Omega$$

Réduisons la constante de temps $T_I = C_I R_{cI} / (R + R_{cI})$

en la prenant égale au 1/20 de la durée de l'impulsion, on aura :

$$0,4 \cdot 10^{-3} = C_I \frac{1,2 \cdot 0,82 \cdot 10^6}{(1,2 + 0,82) \cdot 10^3}$$

$$4 \cdot 10^{-4} = C_I \cdot 0,488 \cdot 10^3$$

$$C_I = 0,82 \cdot 10^{-6}$$

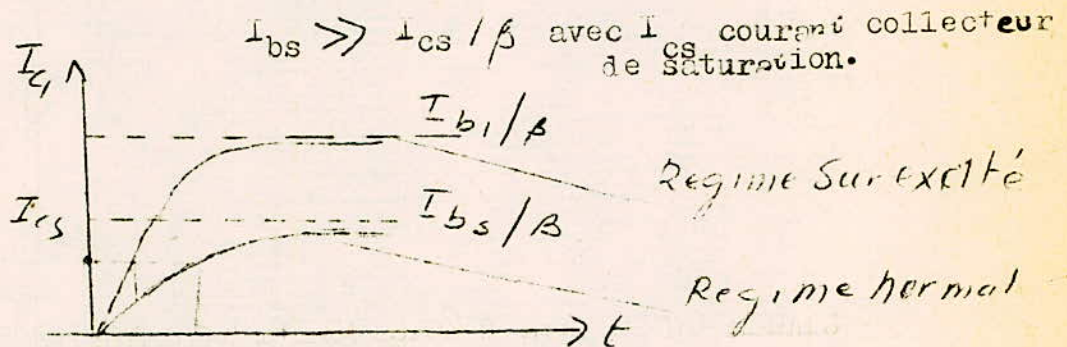
On prendra C_I égale a

$$C_I = 1 \text{ MF}$$

MISE EN FORME DE L'IMPULSION D'ATTAQUE DU RELAIS

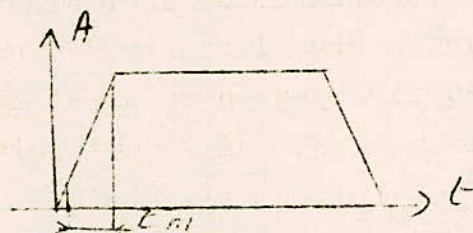
A la sortie du monostable, on a une impulsion d'amplitude V insuffisante pour le déclenchement du relais. Cette impulsion d'ailleurs a une amplitude négative. On réalise pour cela une inversion de phase et une correction d'amplitude à l'aide d'un transistor travaillant en régime surexcité (pour qu'il n'introduise pas, dans l'impulsion son temps de montée propre)

Le principe de cet étage est le suivant: On envoie sur la base du transistor un courant beaucoup plus grand que celui nécessaire pour sa saturation:



Definition du temps de montée d'une impulsion

C'est le temps qui sépare le $1/10$ de l'impulsion et le $9/10$.



C Calcul de la réduction du temps de montée

L'impulsion sera déformée par le transistor (surtout dans sa partie HF (emploi des transistors HF est à conseiller)).

a) En régime normal

$$I_c = I_b \cdot \beta (1 - e^{-\omega t})$$

$$\text{à } t_1 \Rightarrow 0,1 I_{cs} = \beta I_b (1 - e^{-w_2 t_1})$$

$$\text{à } t_2 \quad 0,9 I_{cs} = \beta I_b (1 - e^{-w_2 t_2})$$

$$t_m = t_2 - t_1 \approx t_2 \quad \text{d'où}$$

$$1 - \frac{0,9 I_{cs}}{\beta I_b} = e^{-w_2 t_2}$$

$$t_m = t_2 = \frac{1}{w_2} \cdot \text{Log} \frac{\beta I_b}{\beta I_b - 0,9 I_{cs}}$$

$$t_m = \frac{1}{w_2} \text{Log} \left(\frac{1}{1 - 0,9} \right)$$

b) En régime surexcité

Appellant k le paramètre de surexcitation

$$k = \frac{I_{b1}}{I_{bs}} = \frac{\beta I_{b1}}{I_{cs}}$$

$$t'_m = t'_2 = \frac{1}{w_2} \text{Log} \left[\frac{\beta I_{b1}}{\beta I_{b1} - 0,9 I_{cs}} \right]$$

$$t'_m = \frac{1}{w_2} \text{Log} \left[\frac{1}{1 - 0,9/k} \right]$$

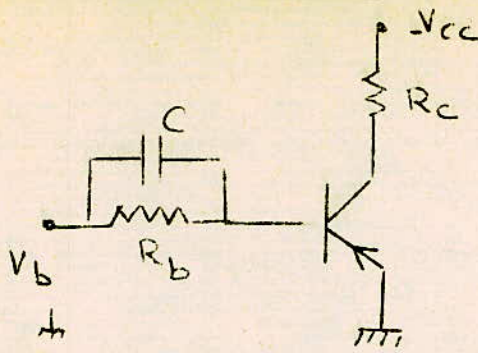
En comparant (1) et (2) on trouve

$$t_m = \frac{1}{w_2} \times \text{Log} \frac{1}{0,1} \approx \frac{2,3}{w_2}$$

t'm peut théoriquement s'annuler pour k = ∞

On prend généralement k ≈ 5

SCHEMA PROPOSE



Lorsque le transistor est saturé on a

$$\underline{V_{cc} = R_c I_c}$$

$$I_{b1} = \frac{I_{cs}}{\beta}$$

Lorsqu'il est bloqué

$$V_b = R_b \times I_{b1}$$

et la capacité doit pouvoir se charger complètement pendant la durée de l'impulsion. Cette charge doit être égale au moins à 98°/° de l'amplitude de l'impulsion soit pour

$$\underline{4RC < T} \quad T \text{ étant la durée de l'impulsion.}$$

CALCUL DU CIRCUIT DE MISE EN FORME.

La résistance R_c du collecteur du dernier étage étant la résistance de la bobine du relais HG1002 (relais à mer cure).

Cette résistance a été mesurée égale à $4\text{ K}\Omega$, et comme on veut obtenir une implusion supérieure à 30 volts, on introduit sur le collecteur une tension $V_{cc} = -40\text{V}$. Le transistor choisi est le ASY77 (PNP), dont les caractéristiques sont les suivantes.

$$V_{\text{pointe}} = -60\text{V}$$

$$V_{\text{moyen}} = -60\text{V}$$

$$I_{c\text{Max}} = 600\text{mA}$$

Gain en courant = 30 à 600mA de courant collecteur

Pour $R_c = 4\text{ K}\Omega$ on aura une saturation pour I_c égale à

$$I_{cs} = 40/4 \cdot 1000$$

$$I_{cs} = 100\text{mA}$$

Prenons $K=5$ on aura:

$$I_{b1} = 100 \times 5 / 30$$

$$I_{b1} = \frac{50}{3} = 16,5\text{mA}$$

L'implusion à la sortie du monostable ayant une amplitude de 35V c'est à dire $V_{b1} = 35\text{V}$

$$\text{On aura : } V_{b1} = 35 = R_{b1} \cdot I_{b1}$$

$$\text{d'où } R_{b1} = 35 / 16,5 \cdot 10^{-3}$$

$$R_{b1} = 2,2\text{ K}\Omega$$

$$\text{Et } 4R_b \cdot C = 8 \cdot 10^{-3}$$

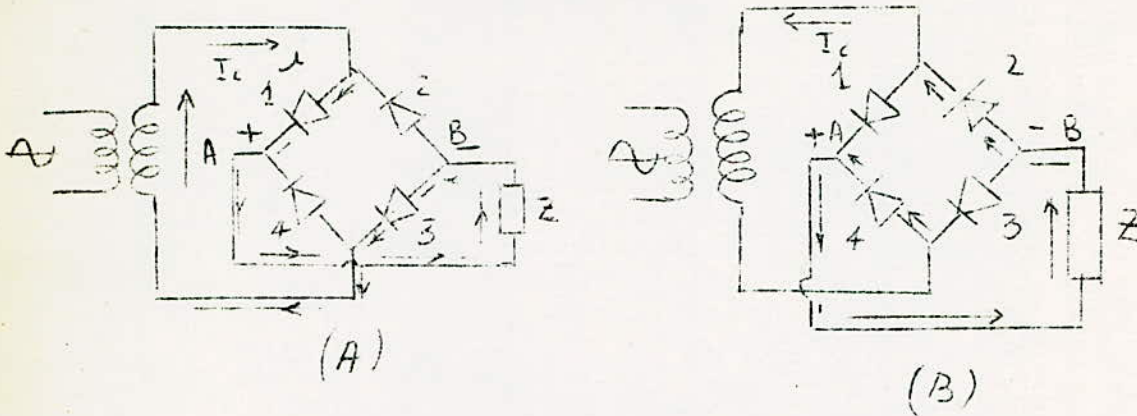
$$C = 8 \cdot 10^{-3} / 4 \times 2,2 \cdot 10^3$$

$$C = 1\text{MF}$$

CALCUL THEORIQUE D'UNE ALIMENTATION

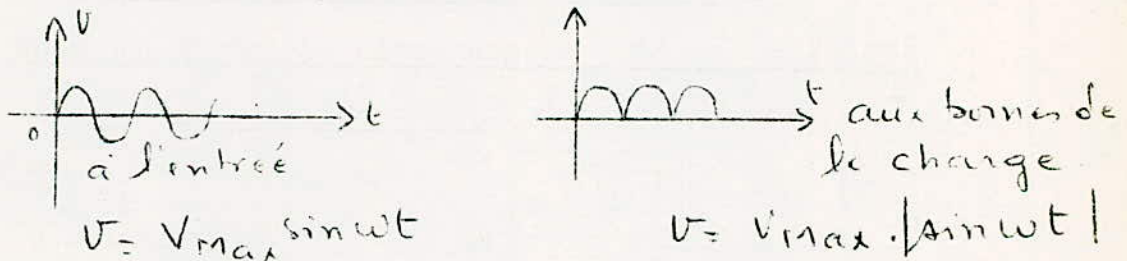
A) Redresseur double alternance : Montage de GRAETZ

a) Fonctionnement



Pendant l'alternance positive les diodes 1 et 3 sont polarisées dans le bon sens, elles sont passantes et aux bornes de la charge on a les polarités indiquées par la fig A.

Pendant l'alternance négative, ce sont les diodes 2 et 4 qui sont polarisées dans le sens passant et aux bornes de la charge on aura les mêmes polarités que dans le cas précédent donc à la sortie c'ad aux bornes de la charge on retrouve une tension pulsée ayant la forme ci-dessous.



b) Calcul de la valeur moyenne et de la tension d'ondulation

Développons $V = V_{max} |\sin \omega t|$ en série de fourier

Pour simplifier le développement de la fonction $\sin \omega t$ en série de fourier, décomposant le signal en deux fonction $f_1 = \sin \omega t$ et $f_2 = \sin (\omega t + \pi)$

$$A) f_1 = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sin n \omega t + \sum_{n=1}^{\infty} V_n' \cos n \omega t$$

$$- V_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} f(t) dt \quad V_1 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \sin \omega t dt = \frac{1}{T} \left[-\frac{\cos \omega t}{\omega} \right]_0^{T/2}$$

$$V_0 = \frac{1}{\pi}$$

.../...

.../...

$$- V_n' = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \sin \omega t \cos \omega t dt$$

$$V_n' = \frac{2}{2T} \int_0^{T/2} \frac{\sin(n+1) \omega t - \sin(n-1) \omega t}{n+1 - (n-1)} dt$$

$$V_n' = - \frac{1}{2n} \left[\frac{\cos(n+1) \frac{\omega t}{T}}{n+1} - \frac{\cos(n-1) \frac{\omega t}{T}}{n-1} \right]^{T/2}$$

1) Pour n impair

$$V_n' = 0$$

2) Pour n pair

$$V_n' = - \frac{1}{n} \cdot \frac{2}{n^2-1}$$

- $V_n = 0$ la fonction est une fonction impaire de même pour $f_2 = V_{20}' + V_{2n}' \sin n(\omega t + \pi) + V_{2n}' \cos n(\omega t + \pi)$ on trouve :

$$\begin{aligned} - V_{20}' &= \frac{1}{n} \\ - V_{2n}' &= - \frac{1}{n} \cdot \frac{2}{n^2-1} \\ - V_{2n}' &= 0 \end{aligned}$$

d'où $f = f_1 + f_2 = 2V_0 + (V_{2n}' + V_n')$ $\cos n \omega t$ avec n pair

$$f = \frac{2}{n} + \left(- \frac{4}{3n} \cos 2\omega t - \frac{4}{n \cdot 15} \cos 4\omega t + \dots \right)$$

si $f = v = V_M \sin \omega t$ on aura :

$$V = \frac{2V_M}{n} - \frac{2V_M}{n} \left(\frac{2}{3} \cos 2\omega t + \cos 4\omega t + \dots \right)$$

$$v = \underline{\underline{V_{moy} + V_{ondul\u00e9e}}}$$

$$V_{moy} = \frac{2 V_M}{n}$$

$$V_{ond} = - \frac{2 V_M}{n} \left(- \frac{2}{3} \cos 2\omega t + \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \dots \right)$$

.../...

Facteur de Forme : Le facteur de forme est par définition

$$F = \frac{U_{eff}}{U_{moy}} \quad \text{avec} \quad U_{eff} = V_m \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (\sin \omega t)^2 dt} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

$$F = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi}{2V_{max}} = 1,11.$$

Département Télécommunications

Le taux d'ondulation

$$\tau = \frac{I_{ond}}{I_{moy}} \quad \text{or d'après la loi de Joule}$$

$$I^2 = I_{moy}^2 + I_{ond}^2 \quad \text{de même} \quad V_{eff}^2 = V_{moy}^2 + V_{ond}^2$$

d'où

$$\frac{V_{eff}^2}{V_{moy}^2} = 1 + \frac{V_{ond}^2}{V_{moy}^2} = 1 + \tau^2 = F^2$$

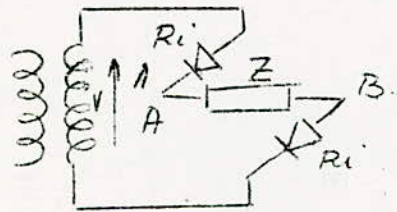
$$\tau = \sqrt{F^2 - 1} = 0,48$$

CONCLUSION : Donc pour avoir une tension continue il faudra faire $\tau = 0$ et $F = 1$

A la sortie du pont cad aux bornes A et B on a une tension redressée double alternances avec :

$F = 1,11$ et $\tau = 0,48$ d'où la nécessité d'un filtrage pour éliminer la tension d'ondulation de façon a faire $\tau = 0$

Tension aux bornes de A et B lorsqu'on Branche une charge :



La tension aux bornes de Z

On a vu qu'à chaque alternance deux diodes opposées conduisent et que la tension aux pts. A et B conservait le même signe

$$V_{AB} = \frac{V \cdot Z}{Z + 2R_i}$$

Z étant constitué par un ensemble RC en parallèle on aura le schéma équivalent suivant :



Entre 0 et T/4 le condensateur se charge, il commence à se décharger à partir de T/4 suivant la relation

$$V_c = V'_{AB} e^{-t/Rc}$$

On veut que la tension aux bornes de c reste identiquement égale à V'_{AB} c'ad ne fluctue plus d'où

$$V'_{AB} = V'_{AB} e^{-t/Rc} \Rightarrow 0 = \frac{t}{Rc}$$

d'où $Rc \rightarrow \infty$ de toutes les façons on est limité par les valeurs des éléments on choisire donc RC très grand devant la période $RC \gg T$

$$RC \gg T$$

Si maintenant on impose un taux d'ondulation

$$= V_{\text{ond}} \text{ on aura :}$$

$$\text{On a vu que } v = \frac{V_{\text{Moy}}}{\pi} - \left(\frac{4V_M}{3\pi} \cos 2\omega t + \frac{4V_M}{15\pi} \cos 4\omega t + \dots \right)$$

La série étant convergente, on peut en 1ère approximation négliger les termes en $4\omega, 6\omega$ ---- et la tension sera

$$v = \frac{2V_M}{\pi} - \frac{4V_M}{3\pi} \cos 2\omega t +$$

La tension continue aux bornes de la resistance est

$$V_{OAB} = \frac{2V_M}{\pi} \frac{R}{2R_i + R}$$

La tension alternative entre AB est :

$$V_{AB} = \frac{4V_M}{3\pi} \frac{|Z_{AB}|}{|Z_{AD} + Z_{AB}|}$$

$$Z_{AB} = \frac{R}{1+j\omega R C} ; Z_{AD} = 2R_i$$

$$\text{Tension ondulée : } V_{AB} = \frac{4V_M}{3\pi} \frac{|R/1+j\omega R C|}{|R/1+j\omega R C + 2R_i|}$$

$$\tau = \frac{V_{\text{ond}}}{V_{\text{Moy}}} = \frac{4V_M}{3\pi} \frac{R}{R+2R_i} \frac{1}{|1+j\omega R C|} \frac{(2R_i + R)\pi}{2V_M - R}$$

$$\tau = \frac{2(2R_i + R)}{\left| 3(R + 2R_i + 2j\omega CR_i) \right|} = \frac{1}{\left| \frac{3}{2} \left(1 + \frac{2j\omega CR_i}{R + 2R_i} \right) \right|}$$

CALCUL DE LA CELLULE DE FILTRAGE



Un calcul analogue au précédent donnera: (le calcul détaillé) étant long à reproduire ici):

$$V_{\text{ond}} = \frac{V \cdot R}{R + R_1 + 2R_i (1 - RR_i C^2 \omega^2) + j\omega C (R_1 R + 2R_i R_1 + 4RR_i)}$$

et

$$\tau = \frac{2(2R_i + R + R_1)}{3 R + R_1 + 2R_i (1 - RR_i C^2 \omega^2) + j\omega C (R_1 R + 2R_i R_1 + 4RR_i)}$$

a) Pour l'alimentation des transistors $U = 100V$
 $I = 100mA$

$$R = 1K\Omega$$

$$R_i \text{ mesurée} = 60\Omega \text{ (pour les diodes 16J2)}$$

ON choisit $R_1 = 100\Omega$ et on s'impose un taux d'ondulation

$$\tau = 10^{-2} \quad \omega \text{ étant égale à } 2\pi \cdot 100 \text{ rad/s}$$

On aura en appliquant la formule, une capacité peu différente de 63 MF.

On prendra 50MF

Un calcul identique donnera aussi pour l'autre alimentation

$$C = 50MF$$

$$\text{Avec } R = 4K\Omega$$

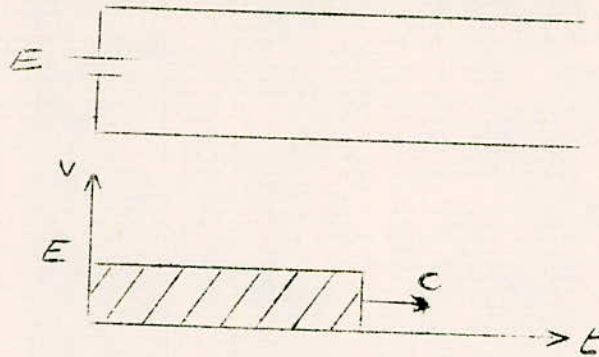
$$R_i = 50\Omega \text{ (DIODE BY 100)}$$

$$R_1 = 100\Omega$$

CHARGE ET DECHARGE DE LA LIGNE

Le problème consiste à charger une ligne ouverte à son extrémité, sous une tension cte E et de la décharger ensuite sur son impédance caractéristique :

A) Charge d'une ligne indéfinie

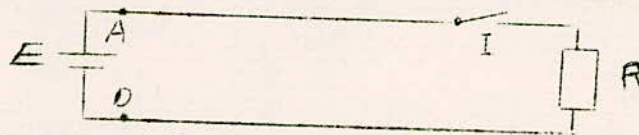


On applique à l'instant $t = 0$ une tension continue E . La ligne indéfinie sera le siège d'une onde progressive d'amplitude E se déplaçant le long de la ligne à la vitesse v .

Si la ligne a une longueur l , l'onde arrive à l'extrémité de la ligne après un temps égal à $t = \frac{l}{v}$

B) Décharge de cette ligne chargée à travers une résistance R

Supposons que la ligne a été chargée à la tension E , fermons là brusquement sur une résistance R



Au moment de la fermeture de l'interrupteur, la ligne vue de A se comporte comme un générateur de f.e.m E et de résistance R_c (résistance caractéristique de la ligne), il apparaît aux bornes de la résistance R une différence de potentiel

$$V(1) = \frac{E R}{R+R_c}$$

et aux bornes de la ligne une chute de tension

$$E_1 = - E \frac{R_c}{R+R_c}$$

La ligne était le siège d'une onde progressive E, cette onde en arrivant en B va donner naissance à une onde régressive de même amplitude et de même signe qui se superposera à l'onde progressive. Au bout d'un trajet aller - retour la décharge de la ligne est égale à 2 E, L'interrupteur étant toujours baissé tout se passe comme si aux bornes de AD on avait une F.e.m égale à

$$E + 2E, = E - 2E \frac{R_c}{R+R_c} = \frac{1}{2}E$$

Si l'interrupteur reste encore baissé, il va apparaître une nouvelle chute de potentiel

$$E_2 = (E+2E_1) \frac{R_c}{R+R_c}$$

$$E_2 = E_1 \frac{R-R_c}{R+R_c} = \frac{1}{2}E,$$

D'où la différence de potentiel disponible aux bornes de la résistance R décroît également par paliers successifs.

Cas particulier.

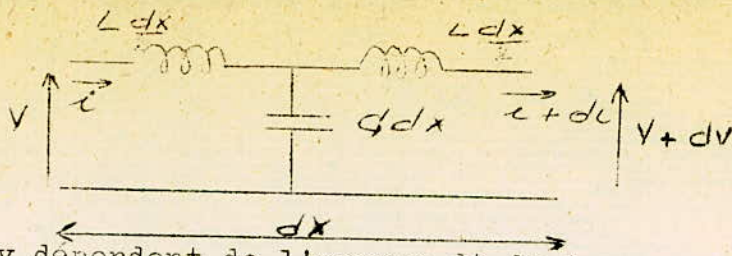
Dans le cas particulier où $R = R_c$, pendant la durée T, la d.d.p aux bornes de R_c est égale à

$$\underline{V_R = E/2}$$

Cette étude qualitative est insuffisante pour éclairer le problème posé. C'est pour cela, que je propose cette étude plus compète.

ETUDE MATHEMATIQUE

Supposons en 1^{ere} approximation que la ligne est sans pertes et rappelons quelques résultats des lignes. Un élément du câble peut être considéré comme un quadripôle en M ou en T dont le schéma équivalent est celui indiqué ci-dessous.



.../...

i et v dépendent de l'espace et du temps

vitesse de l'onde sur la ligne $c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Résistance caractéristique de la ligne $R_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$

$$-\frac{\partial v}{\partial x} = L \frac{\partial i}{\partial t} \quad (1)$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = C \frac{\partial v}{\partial t} \quad (2)$$

Prenons les transformées de la place des deux égalités on aura pour (1)

$$\int_0^{\infty} \frac{\partial v(x,t)}{\partial x} e^{-pt} dt = -\frac{d\bar{v}}{dx} \quad \text{avec } \bar{v} = v(x,t)e^{-pt} dt$$

$$\int_0^{\infty} -\frac{\partial i(x,t)}{\partial t} e^{-pt} dt = \text{en intégrant ceci par partie et en posant } \bar{I} = i(x,t)e^{-pt} dt \text{ en aura :}$$

$$\int_0^{\infty} -\frac{\partial i(x,t)}{\partial t} e^{-pt} dt = \bar{I}_0(x) + p\bar{I}$$

L'égalité s'écrit après transformation :

$$\boxed{-\frac{\partial \bar{v}}{\partial x} = L \left[\bar{I}_0(x) + p\bar{I} \right]} \quad (3)$$

De même pour (2) on aura :

$$\int_0^{\infty} -\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} e^{-pt} dt = -\frac{d\bar{I}}{dx} \quad \text{et}$$

$$\int_0^{\infty} \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} e^{-pt} dt = -\bar{v}_0(x) + p\bar{v}$$

(2) s'écrit après transformation :

.../...

$$-\frac{d\bar{I}}{dx} = C \left[v_0(x) + p\bar{v} \right]$$

I : Charge de la ligne

Appliquons à une des extrémités de la ligne une tension égale à E, l'autre extrémité étant ouverte on aura :

au temps $t = 0$ $v_0 = 0$
 $I_0 = 0$

d'où les égalités (3) et (4) s'écrivent

$$-\frac{d\bar{v}}{dx} = Lp\bar{I} \quad (5)$$

$$-\frac{d\bar{I}}{dx} = Cp\bar{v} \quad (6)$$

Dérivons (5) par rapport à x on aura

$$-\frac{d^2\bar{v}}{dx^2} = Lp \frac{d\bar{I}}{dx} \quad \text{et remplaçant } \frac{d\bar{I}}{dx} \text{ par sa valeur}$$

prise de (6) on aura :

$$-\frac{d^2\bar{v}}{dx^2} = Lp^2 \bar{v} \quad \text{or } c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$-\frac{d^2\bar{v}}{dx^2} = -\frac{p^2}{c^2} \bar{v}$$

$$\frac{d^2\bar{v}}{dx^2} - \left(\frac{p}{c}\right)^2 \bar{v} = 0 \quad (7) \quad 0 < x < l$$

Conditions aux limites :

Pour $x = 0$ et $t > 0$ $v = E$ et $\bar{v} = \frac{E}{p}$

Pour $x = l$ et $t > 0$ $v = 0$ et $\bar{v} = 0$

Réolvons l'équation (7)

.../...

a) Equation caractéristique $r^2 - \left(\frac{p}{c}\right)^2 = 0$ $r = \pm \frac{p}{c}$

d'où $\bar{V} = Ae^{\frac{p}{c}x} + Be^{-\frac{p}{c}x}$

b) Calcul des constantes : En tenant compte des conditions limites on aura :

$$\frac{E}{p} = A + B \quad A = \frac{E}{p} - B$$

$$0 = Ae^{\frac{pl}{c}} + Be^{-\frac{pl}{c}} = \left(\frac{E}{p} - B\right) e^{\frac{pl}{c}} + Be^{-\frac{pl}{c}}$$

$$\frac{E}{p} e^{\frac{pl}{c}} = Be^{\frac{pl}{c}} - e^{-\frac{pl}{c}}$$

$$B = \frac{E}{p} \cdot \frac{e^{\frac{pl}{c}}}{e^{\frac{pl}{c}} - e^{-\frac{pl}{c}}}$$

$$A = \frac{E}{p} - \frac{E}{p} \cdot \frac{e^{\frac{pl}{c}}}{e^{\frac{pl}{c}} - e^{-\frac{pl}{c}}}$$

$$A = -\frac{E}{p} \frac{e^{\frac{pl}{c}}}{e^{\frac{pl}{c}} - e^{-\frac{pl}{c}}}$$

d'où en remplaçant les constantes par leur valeur

$$\bar{V} = -\frac{E}{p} \frac{e^{-\frac{p}{c}(1-x)} - e^{\frac{p}{c}(1-x)}}{e^{\frac{pl}{c}} - e^{-\frac{pl}{c}}}$$

$$\bar{V} = \frac{E}{p} \left[e^{-\frac{p}{c}x} - e^{-\frac{p}{c}(2l-x)} + e^{-\frac{p}{c}(2l+x)} - e^{-\frac{p}{c}(4l-x)} + e^{-\frac{p}{c}(4l+x)} - \dots \right]$$

.../...

En retournant à l'originale on aura :

$$V(x, t) = E \left[u\left(t - \frac{x}{c}\right) - u\left(t - \frac{2l-x}{c}\right) + u\left(t - \frac{2l+x}{c}\right) - \dots \right]$$

Après un temps égal à $\frac{l}{c}$ l'onde arrive au bout de la ligne. Elle est d'amplitude E et reste dans cet état. Supposons maintenant qu'à l'instant t' que nous prenons encore une fois égal à zéro, on ferme l'interrupteur pour décharger la ligne sur son impédance caractéristique. Au temps t' = 0 et x = 0 on a $V_0 = E$ et $I_0 = 0$

Les équations (3) et (4) s'écrivent alors

$$\begin{aligned} - \frac{d\bar{V}}{dx} &= L_p \bar{I} & (a) \\ - \frac{d\bar{I}}{dx} &= C \left[-E + p\bar{V} \right] & (b) \end{aligned} \quad (8)$$

En dérivant (8a) par rapport à x on a :

$$- \frac{d^2 \bar{V}}{dx^2} = L_p \frac{d\bar{I}}{dx}$$

En reportant la valeur de $\frac{d\bar{I}}{dx}$ dans l'équation on aura :

$$- \frac{d^2 \bar{V}}{dx^2} = - L_p C (-E + p\bar{V})$$

d'où

$$\boxed{\frac{d^2 \bar{V}}{dx^2} - \frac{p^2 \bar{V}}{c^2} = - \frac{p}{c^2} E} \quad (9) \quad \text{et}$$

$$\boxed{\bar{I} = - \frac{1}{L_p} \frac{d\bar{V}}{dx}} \quad (10)$$

Les conditions aux limites sont :

$$\text{pour } t = 0 \implies \bar{I} = \bar{I} = 0$$

$$\text{pour } x = l \implies \bar{V} = R_c \bar{I}$$

a) la résolution de (9)

$$\bar{V} = A e^{+\frac{p}{c} x} + B e^{-\frac{p}{c} x} + \frac{E}{p} \quad \text{et}$$

$$\bar{I} = -\frac{1}{L \cdot c} \left[A e^{+\frac{p}{c} x} - B e^{-\frac{p}{c} x} \right]$$

b) Calcul des constantes

- Retournons à l'originale de \bar{I}

$$i(x, t) = -\frac{1}{L \cdot c} \left[A \mathcal{V} \left(t + \frac{x}{c} \right) - B \mathcal{V} \left(t - \frac{x}{c} \right) \right]$$

\mathcal{V} = est l'impulsion unite

pour $t = 0 \quad i(x, t) = 0$

$$\mathcal{V}(x/c) = \mathcal{V}(-x/c)$$

$$i(x, t) = 0 = -\frac{1}{L \cdot c} \left[(A \mathcal{V}(x/c) - B \mathcal{V}(x/c)) \right]$$

$$\underline{A = B}$$

- La 2e condition donne :

$$R_c \bar{I} = A e^{\frac{pl}{c}} + B e^{-\frac{pl}{c}} + \frac{E}{p}, \quad \text{remplaçons } \bar{I} \text{ par sa valeur}$$

$$-\frac{R_c}{Lc} \left[A e^{\frac{pl}{c}} - B e^{-\frac{pl}{c}} \right] = A e^{\frac{pl}{c}} + B e^{-\frac{pl}{c}} + \frac{E}{p} \quad \text{or } A = B \text{ et}$$

$$\frac{R_c}{L \cdot c} = \sqrt{\frac{1}{c}} \cdot \frac{1}{L} \cdot \sqrt{Lc} = 1$$

$$-A \left[e^{\frac{pl}{c}} - e^{-\frac{pl}{c}} \right] = A \left[e^{\frac{pl}{c}} + e^{-\frac{pl}{c}} \right] + E/p$$

$$-A \left[e^{\frac{pl}{c}} - e^{-\frac{pl}{c}} + e^{\frac{pl}{c}} + e^{-\frac{pl}{c}} \right] = E/p$$

$$A = -\frac{E}{p} \cdot \frac{1}{2e^{\frac{pl}{c}}} = -\frac{E}{2p} \cdot e^{-\frac{pl}{c}}$$

d'où donc

$$A = B = - \frac{E}{2p} \cdot e^{-\frac{pl}{c}}$$

et \bar{V} alors s'écrit :

$$\bar{V} = \frac{E}{p} \left[1 - \frac{1}{2} e^{-\frac{p}{c}(1-x)} - \frac{1}{2} e^{-\frac{p}{c}(1+x)} \right] \quad \text{et}$$

$$\bar{I} = \frac{E}{2p \cdot L \cdot c} \cdot \left[e^{-\frac{p}{c}(1-x)} - e^{-\frac{p}{c}(1+x)} \right]$$

$$L \cdot c = \frac{L}{\sqrt{Lc}} = \sqrt{\frac{L}{c}} = R_c$$

$$\bar{I} = \frac{E}{2p \cdot R_c} \cdot \left[e^{-\frac{p}{c}(1-x)} - e^{-\frac{p}{c}(1+x)} \right]$$

et en retournant à l'originale on aura :

$$V(x, t) = E \left[u(t) - \frac{1}{2} u\left(t - \frac{1-x}{c}\right) - \frac{1}{2} u\left(t - \frac{1+x}{c}\right) \right]$$

$$I(x, t) = \frac{E}{2R_c} \left[u\left(t - \frac{1-x}{c}\right) - u\left(t - \frac{1+x}{c}\right) \right]$$

Pour $x = 1$

$$\boxed{I(1, t) = \frac{E}{2R_c} \left[u(t) - u\left(t - \frac{2l}{c}\right) \right]} \quad (11)$$

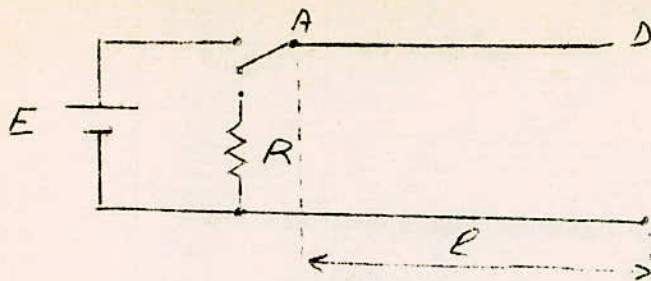
$u(t)$ est l'échelon unité

L'équation (11) montre bien que le courant obtenu est rectangulaire et de durée égale à

$$t = \frac{2l}{c}$$

Son amplitude est $I_0 = \frac{E}{2R_c}$.

En effet, nous avons supposé la ligne chargée à la tension E , et brusquement, on la ferme sur une résistance R .



Vue de AB la ligne se comporte comme une source de tension de résistance interne R_c (R_c -résistance caractéristique de la ligne). Il apparaît aux bornes de la résistance R une chute de tension $V_1 = \frac{ER}{R+R_c}$ et aux bornes de la ligne une chute

$$\text{à } E_1 = - \frac{E R_c}{R+R_c}$$

E_1 est l'onde progressive. Cette onde en arrivant en D va donner naissance à une onde régressive de même amplitude et de même signe, qui se superposera à l'onde progressive, et au bout d'un temps égal au temps aller-retour de l'onde sur le câble, la décharge de la ligne sera égale à $2E$, d'où vue de AB, la ligne aura à ses bornes une F.e.m égale à :

$$V_{AB} = E + 2E_1 = E - 2E \frac{R_c}{R+R_c}$$

$$U_{AB} = E \left[\frac{R+R_c-2R_c}{R+R_c} \right]$$

$$U_{AB} = E \frac{R-R_c}{R+R_c}$$

$V_{AB} = E_p$ avec p = coefficient de réflexion sur la ligne.

En laissant l'interrupteur toujours baissé et en faisant le même raisonnement que précédemment, on aura au temps

$$\tau = \frac{2l}{v}$$

$$E_2 = - \frac{(E+2E_1) R_c}{R+R_c}$$

$$E_2 = - E \frac{Rc}{R+Rc} \left[\frac{1+2E_1}{E} \right]$$

$$E_2 = + E_1 \left[\frac{1 - \frac{2Rc}{R+Rc}}{R+Rc} \right]$$

$$E_2 = + E_1 \left[\frac{R-Rc}{R+Rc} \right]$$

$E_2 = p^E E_1$ de même $E_3 = p^E E_2$ etc

La différence de potentiel aux bornes de R sera

$$V_1 = \frac{ER}{R+Rc} \text{ et après un temps égal à } \tau$$

Elle sera : $V_2 = \left[\frac{E+2E_1}{R+Rc} \right] R$

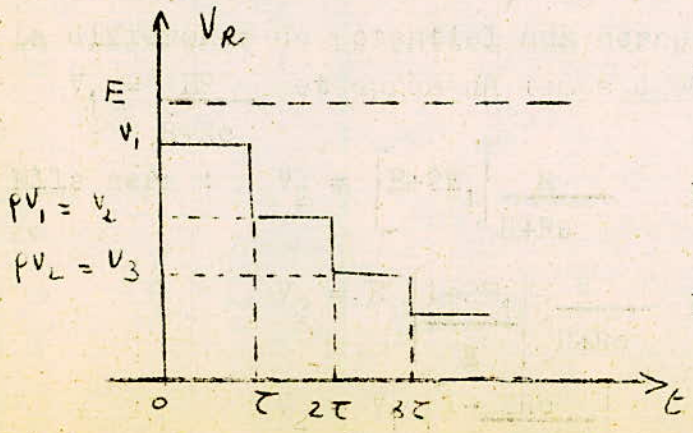
$$V_2 = E \left[\frac{1+2E_1}{E} \right] \frac{R}{R+Rc}$$

$$V_2 = V_1 \left[\frac{1 - \frac{2Rc}{R+Rc}}{R+Rc} \right]$$

$$V_2 = V_1 \left[\frac{R - Rc}{R+Rc} \right]$$

$V_2 = p^V V_1$ et $V_3 = p^V V_2$ etc.

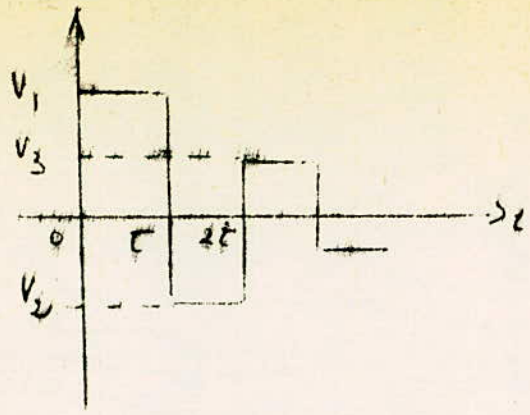
On aura alors suivant que R est plus grande ou plus petite que Rc, la différence de potentiel aux bornes de R en fonction du temps qui décroîtra par paliers successifs selon les schémas ci-dessous.



$$V_1 = \frac{ER}{R+Rc}$$

$$V_2 = V_1 \left| \frac{R - Rc}{R+Rc} \right|$$

$$V_3 = V_2 \left| \frac{R - Rc}{R+Rc} \right|$$



$$V_1 = \frac{ER}{R+R_c}$$

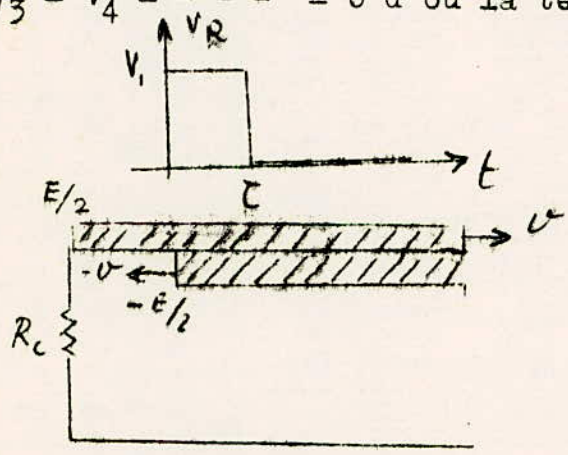
$$V_2 = -V_1 \left| \frac{R - R_c}{R+R_c} \right|$$

$$V_3 = +V_2 \left| \frac{R - R_c}{R+R_c} \right|$$

Cas particulier R = R_c

On a p = 0 ce qui donne

$V_2 = V_3 = V_4 = \dots = 0$ d'où la tension $V_1 = \frac{ER}{R+R_c} = \frac{E}{2}$

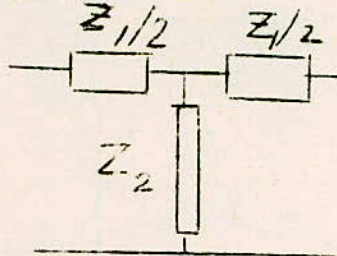


c'est ce que représente physiquement le résultat mathématique trouvé ci-dessus.

$$R. I (l, t) = \frac{E}{2} \left[u(t) - u(t - 2 \cdot \frac{l}{c}) \right]$$

Mesure de l'impédance caractéristique du câble.

Nous avons vu qu'un élément de câble est assimilable au circuit en T suivant:



et on sait en outre qu'une ligne est caractérisée par son impédance caractéristique et sa constante de propagation:

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}}$$

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)}$$

Si on suppose que la ligne est à très faibles pertes les expressions de Z_c et γ se réduisent à:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC}$$

($R \ll L\omega$ et $G \ll C\omega$).

Ces expressions sont surtout valables en haute fréquence.

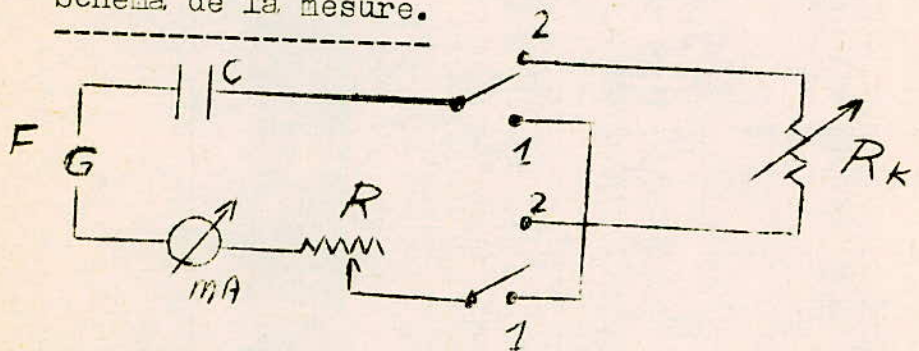
L'impédance caractéristique est le rapport entre le courant et la tension en un point de la ligne lorsque celle-ci est le siège d'une onde progressive c'est à dire lorsqu'il n'y a pas de réflexions. Ceci se présente pour deux cas:

Ou que la ligne est de longueur infinie et la réflexion n'aura pas lieu, ou que la ligne est fermée sur son impédance caractéristique. et l'impédance vue à l'entrée est égale à l'impédance caractéristique. Ce fait est à la base de la méthode de BODDIE pour la mesure de l'impédance caractéristique.

Principe.

La méthode consiste à fermer la ligne d'impédance caractéristique Z_c , sur une résistance R_k et de mesurer la résistance à l'entrée R_e .

Schéma de la mesure.



a) Inverseur en position I.

Pour $R=0$ on a $i = i_I$ $i_I = E/R_0$

(R_0 = résistance équivalente à l'entrée).

Faisons varier R jusqu'à faire $i = i_I/2$ on aura:

$$i = i_I/2 = E/R_I + R_0$$

$$E/2R_0 = E/R_I + R_0$$

$$R_I = R_0$$

b) Inverseur en position II

R_k une certaine valeur connue:

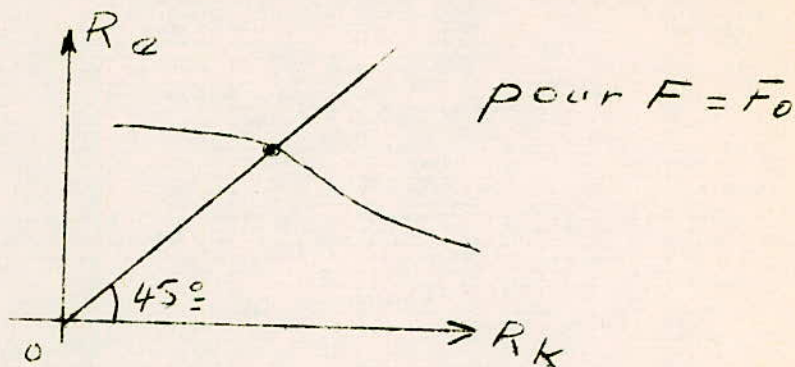
$$R = 0 \quad i_I = E/R_e + R_0$$

$$R = R' \quad i_I/2 = E/R_e + R' + R_0$$

$$2R_e + 2R_0 = R_e + R' + R_0$$

$$R_e = R' - R_0$$

d'où en traçant la variation de R_e en fonction de R_k sur un système d'axes orthonormé, la résistance caractéristique sera donnée par l'intersection de la courbe et la première bissectrice.



La mesure a donné la valeur suivante pour le câble coaxial:

$$R_c = 48 \Omega$$

(Voir tracé ci-joint).

N.B : Faute d'appareillage plus sensible la mesure a été faite à 200 KHz.

Mesure de la vitesse de l'onde sur le câble.

On connecte le câble, laissé à circuit ouvert aux bornes d'un pont ou d'un Qmetre, et à une fréquence donnée on mesure la capacité C .
 Connaissant la longueur du câble on en déduit sa capacité linéique.

On sait que:

$$R_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{LC} = j2\pi f\lambda$$

$$\omega\sqrt{LC} = 2\pi/\lambda = 2\pi f/v$$

$$\sqrt{LC} = 1/v \quad v = 1/\sqrt{LC}$$

En remplaçant L par sa valeur on aura:

$$V = I / R_c \cdot C$$

La mesure au Qmetre a donnée:

$$C = 98 \text{ pF/metre.}$$

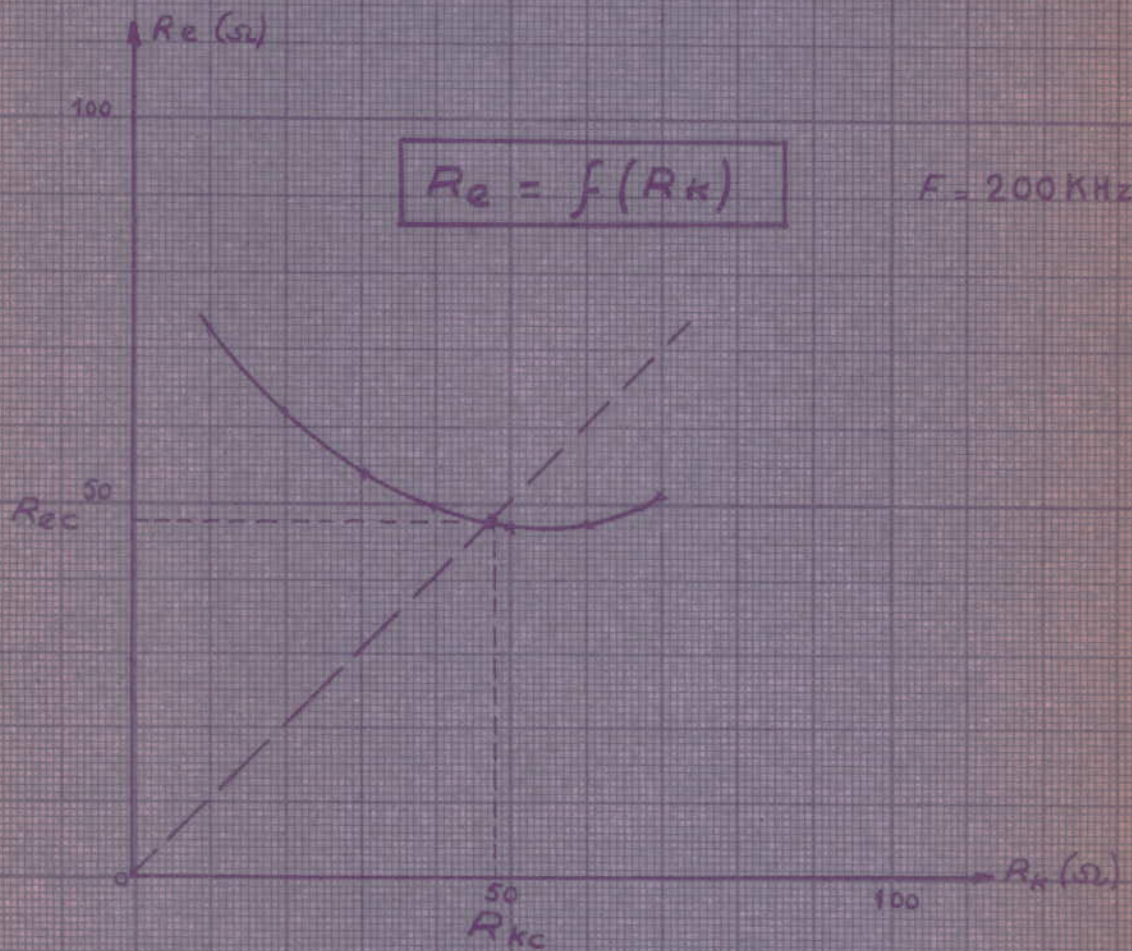
d'où

$$V = 10^{-12} / 48.98$$

$$V = 2,12 \cdot 10^8 \text{ m/s.}$$

Mesure de la résistance

Caractéristique du cable coaxial



$$\underline{\underline{R_c = 48 \text{ ohms}}}$$

COMMENTAIRE.

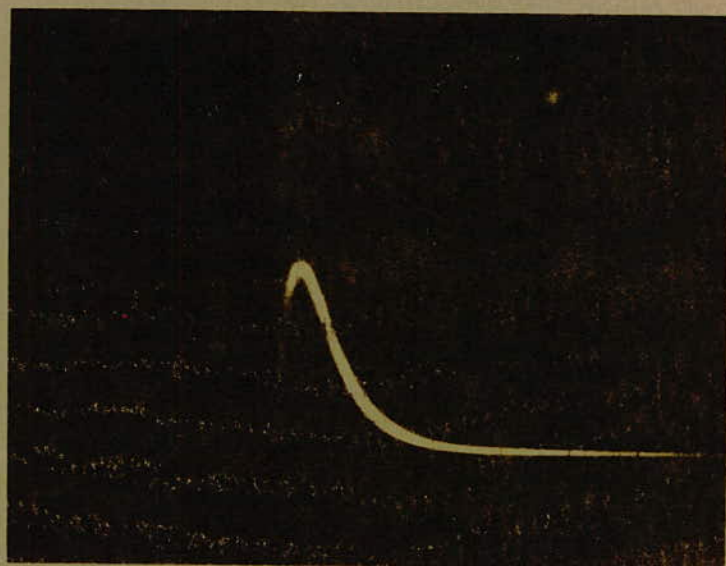
L'impulsion obtenue n'est pas rigoureusement rectangulaire, comme on peut le voir sur les photos. Elle a une constante de temps de décharge qui n'est négligeable. Cette constante de temps provient du fait que la ligne a une capacité linéique un peu très élevée (98 pF/mètre).

Je pense qu'avec une ligne professionnelle (les moyens ne nous pas permis d'en avoir), on pourrait améliorer ce temps de montée et par conséquent la forme de l'impulsion.

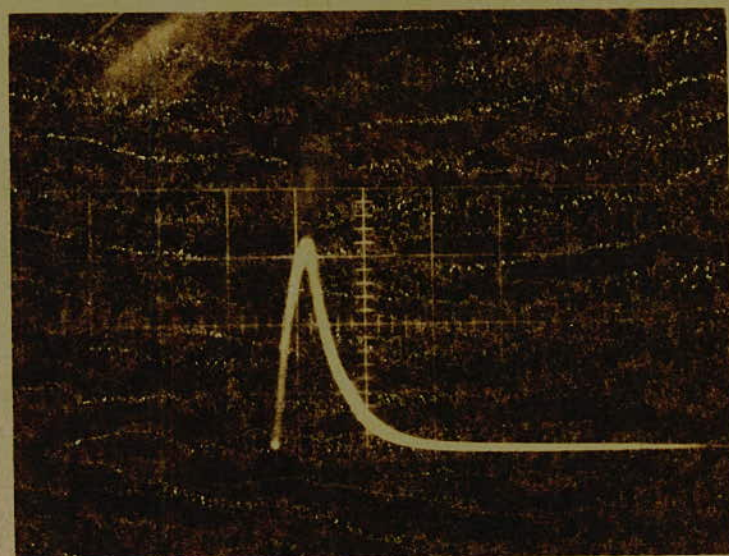
Lors de la détermination de la résistance caractéristique, on a utilisé le phénomène d'écho, c'est à dire qu'on avait mis un potentiomètre de 1KΩ à la place de la charge et on a cherché à trouver la valeur de la résistance qui supprime la réflexion.

N.B : Photo I : impulsion obtenue à l'aide d'un câble coaxial.

Photo II : Impulsion obtenue à l'aide d'une ligne à retard.



I



II

C O N C L U S I O N .

Nous avons vu que la durée de l'impulsion ne dépendait que de la longueur du câble, d'où avec un jeu de câble de dimensions diverses on peut obtenir différentes durées. De même, en ajoutant un pont potentiométrique à l'entrée du câble on peut faire varier la tension de sortie. Enfin le potentiomètre placé sur l'unijonction permet de changer la fréquence; ce qui rend ce générateur plus complet.

Il est utilisé pour la mesure sur les sélecteurs à coïncidence rapide, pour le déclenchement d'un canon à électrons (dans ce cas le déclenchement peut se faire coup par coup).

Dans la présente étude, j'ai été inspiré par un générateur de même nature réalisé par L'INTERTECHNIQUE (appareil qui coûte cher sur le marché). Le présent générateur a l'avantage d'être complètement transistorisé.

BIBLIOGRAPHIE .

Cours d'Électronique : F. MILSANT.

Cours de Radioélectricité : G. BASSERAS.

Cours de Technique des impulsions de l'École Nationale
Polytechnique d'ALGER : MR . LOT .

Le transistor en impulsion: J.P. OEHMICHEN.

Mesure en Radiotechnique : E. FROMY .

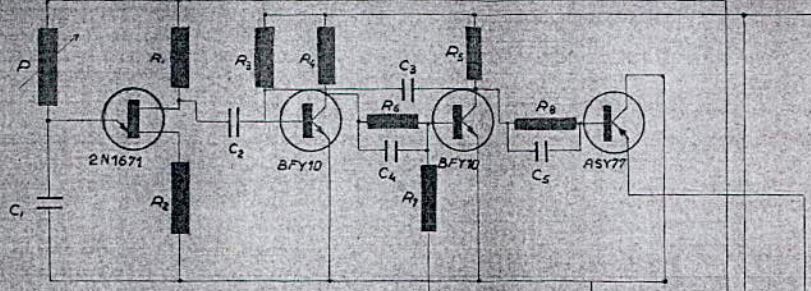
Les lignes de transmission :cours de l'école nationale Poly-
technique d'ALGER : B . SANSAL.

Technique des circuits à transistors : R.F.SHEA.

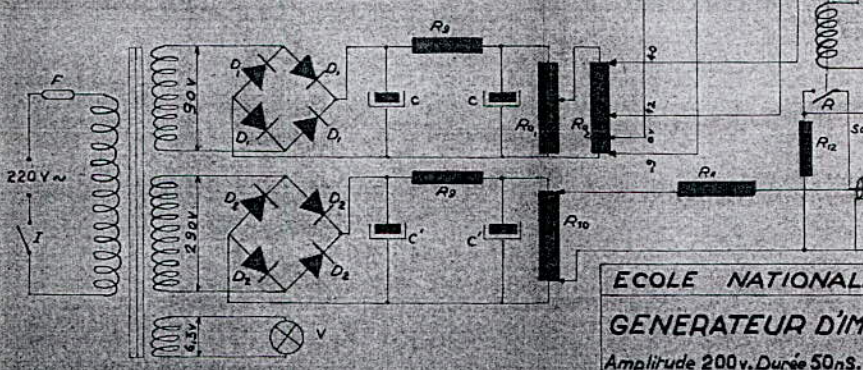
Transistor à jonction dans les montages à impulsion

P.A. NEETSON.

Technique du laboratoireII : MR SURUGUE.



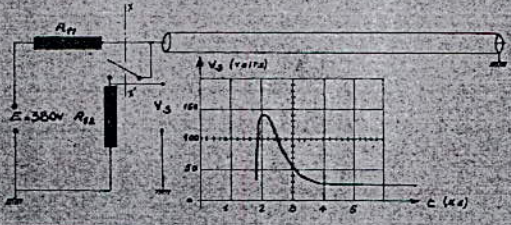
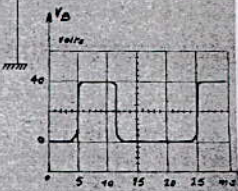
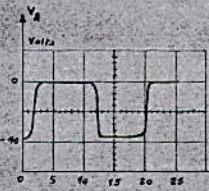
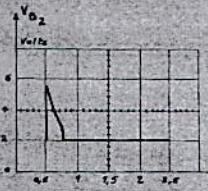
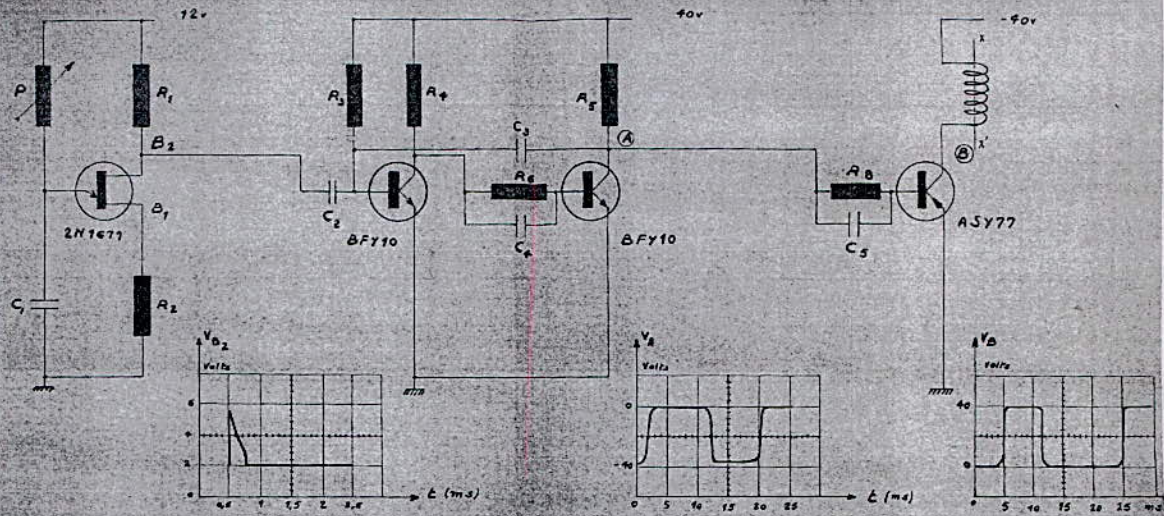
Sym	Nature	Caractérist.
R1	Résistance	100Ω 1/2 W
R2	"	27Ω 1/2 W
R3	"	22kΩ 1/2 W
R4	"	820Ω 1/2 W
R5	"	820Ω 1/2 W
R6	"	1,2 kΩ 1/2 W
R7	"	1,2 kΩ 1/2 W
R8	"	4,7kΩ 1/2 W
R9	"	56Ω 2 W
R10	"	40kΩ 30Watt
R11	"	560kΩ 1/2 W
R12	"	390Ω 1/2 W
R0	R. Ajustable	1 kΩ 2 W
R01	"	1 kΩ 2 W
P	potentiom	22 kΩ
C1	Capacité	2 μF
C2	"	4700 PF
C3	"	0,6 nF
C4	"	1 μF
C5	"	1000 PF
C	Capa. chim	50 nF. 400 V
C'	"	50 nF. 500 V
D1	Diode	1632
D2	"	8Y100
R	Relais	Clere NG1002
F	Fusible	2 Amperes
V	Voyant	6,3 Volts.



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
GENERATEUR D'IMPULSIONS
 Amplitude 200v. Durée 50ns. Fréquence 50p/s
 KAROUJ. Z
 ALGER le 25.5.68
 Projet Final

Cable coaxial

Sortie



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
GENERATEUR D'IMPULSIONS
 Relevé des Impulsions
KAROUI Z
 ALGER le 1.6.68
 Projet Final