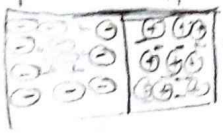
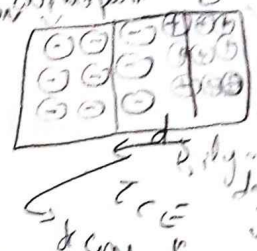
chapitre 1

La Diode à Jonction pn en Commutation

1. Rappels :







- à l'équilibre et grâce au phénomène de diffusion. les porteurs majoritaire diffusent d'un côté vers l'autre.
- Dans la zone médiane, entre les deux région un phénomène de Recombinaison peut se produire et les porteurs libre disparaissent après un certain temps apparait une zone dite de charge d'espace qui s'étend entre les deux régions P et n. Dans cette zone se crée alors un champ interne et donc appelé tension de seuil
On suppose que cette zone se comporte comme un condensateur plan d'une distance d (largeur de la zone) et de section S (section de la jonction)

La capacité $C = \frac{\varepsilon S}{d}$

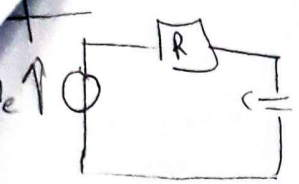
Remarque : Sous polarisation, la Z_{CE} est modulé en largeur donc d varie :

En polarisation directe d diminue et tend vers zéro (très faible) donc la capacité de cette zone est élevée elle s'appelle la capacité de Diffusion : C_D tandis que en polarisation inverse d augmente

(180 of etches)

et C démunie. On l'appelle capacité de transition : C_j

Utilisation de la transformée de Laplace dans le Régime transitoire



espace t

$\longrightarrow$ (p) $\quad p = j\omega$

$\Delta\ Z_C = \frac{1}{j\omega C} \Rightarrow Z_{C(p)} = \frac{1}{Cp}$

$Z_L = jL\omega \Rightarrow Z_{L(p)}$ 4

espace symbolique.

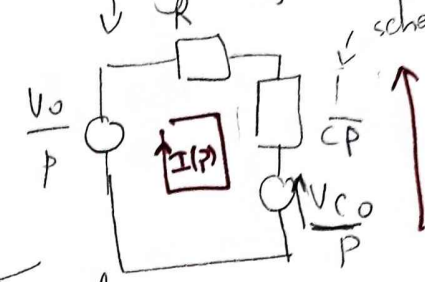


schéma symbolique du Condensateur.

f(t)	F(p)
A	$\frac{A}{p}$
e^{-at}	$\frac{1}{p+a}$

$$\sum \pm fem = \sum Z_i(p) I(p)$$

$$\frac{V_0}{p} - \frac{V_{C0}}{p} = \left(R + \frac{1}{Cp}\right) I(p)$$

$$\Rightarrow I(p) = \frac{\frac{V_0 - V_{C0}}{p}}{\left(R + \frac{1}{Cp}\right)} = \frac{V_0 - V_{C0}}{Rp + \frac{1}{C}}$$

autre : $V_C(p) = \frac{V_{C0}}{p} + \frac{1}{Cp} I(p) = \frac{V_{C0}}{p} + \frac{1}{Cp}\left(\frac{V_0 - V_{C0}}{p\left(R + \frac{1}{Cp}\right)}\right)$

$V_C(t) = V_{C0}\ C$

$= \frac{V_{C0}}{p} + \frac{V_0}{Cp^2\left(R + \frac{1}{Cp}\right)} - \frac{V_{C0}}{Cp^2\left(R + \frac{1}{Cp}\right)}$

$= \frac{V_{C0}}{p} - \frac{V_{C0}}{Cp^2\left(R + \frac{1}{Cp}\right)} + \frac{V_0}{Cp^2\left(R + \frac{1}{Cp}\right)}$

$= \frac{V_{C0}}{p} - \frac{V_{C0}}{RCp^2 + p} + \frac{V_0}{RCp^2 + p} = \frac{V_{C0}}{p} \frac{V_{C0}}{p(\tau p + 1)} + \frac{V_0}{p(1 + Cp)}$

$\frac{V_{C0}}{p}\left(1 - \frac{1}{1 + \tau p}\right) + \frac{V_0}{p(1 + \tau p)}$

$= \frac{V_{C0}}{p}\left(\frac{\tau p}{1 + \tau p}\right) + \frac{V_0}{p(1 + \tau p)} = \frac{\tau p V_{C0}}{p(1 + \tau p)} + \frac{V_0}{p(1 + \tau p)}$

$= \frac{1}{p(1 + \tau p)}\left(\tau p V_{C0} + V_0\right) = \frac{1}{1 + \tau p}\left(\frac{\tau p}{p} V_{C0} + \frac{V_0}{p}\right)$

$\frac{1}{\tau p\left(\frac{1}{\tau} + p\right)} = \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}}$

$= e^{-t/\tau}\left(V_{C0}\tau + V_0\right)$

$= \tau e^{-t/\tau}\left(V_{C0} + \frac{V_0}{\tau}\right)$

$$V_c(p) = \frac{V_0 - V_{c0}}{p(RCp+1)} + \frac{V_{c0}}{p}$$

$$V_c(t) = (V_0 - V_{c0})\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + V_{c0}$$

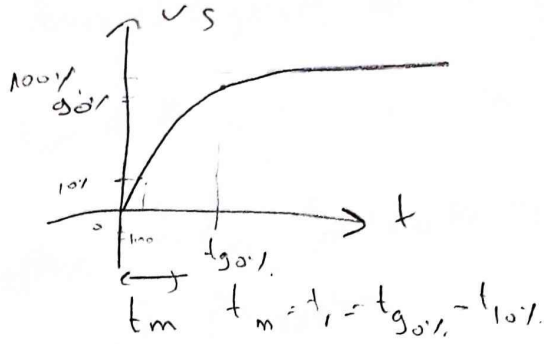
$$t_{10\%} = \tau \ln \frac{V_F - V_i}{V_F - 0{,}1 V_F}$$

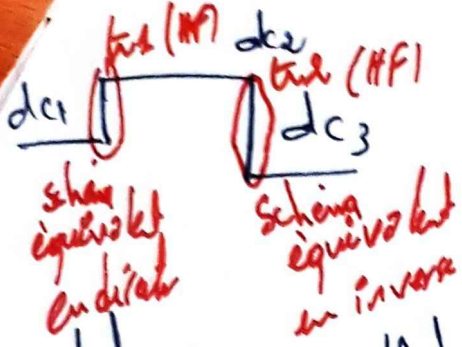
$$t_{90\%} = \tau \ln \frac{V_F - V_i}{V_F - 0{,}9 V_F}$$

$$t_r = \tau \ln \frac{(V_F - 0{,}1 V_F)}{V_F - 0{,}9 V_F}$$

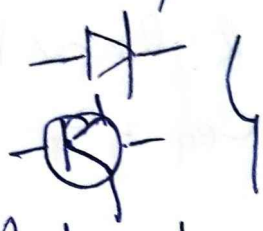
$$t_r = \tau \ln \frac{0{,}9 V_F}{0{,}1 V_F} = \tau \ln \frac{0{,}9 V_F}{0{,}1 V_F} = \tau \ln 9$$

$$\boxed{t_r = 2{,}2\tau}$$

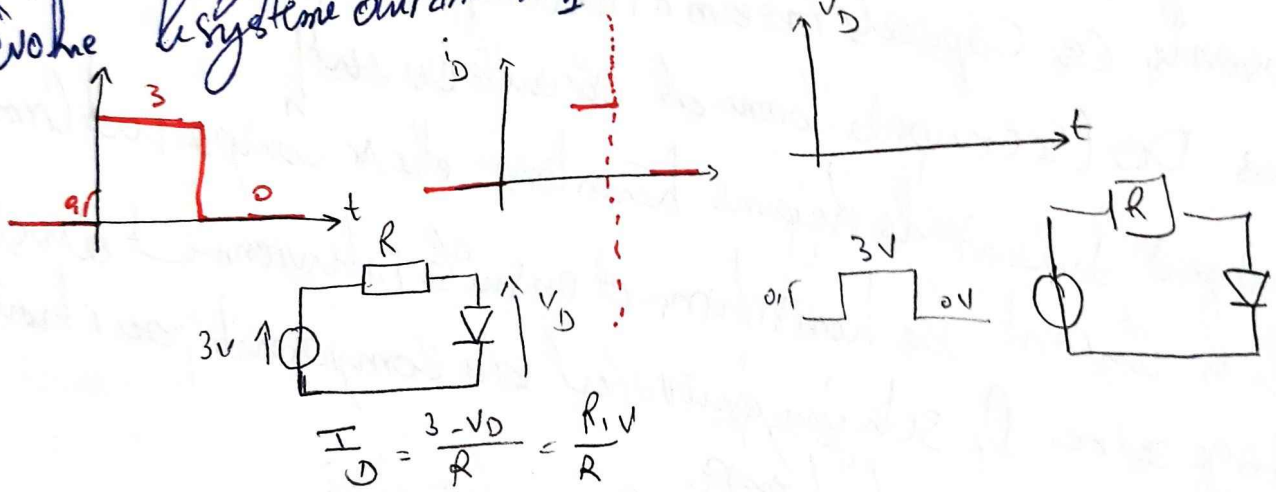




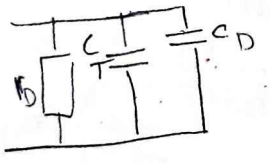
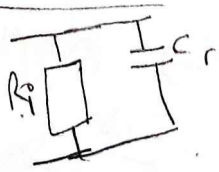
. Durant la transition le Régime est un Régime HF.
Pendant les Régimes de la valeur de Courants aux tensions peuvent être obtenus par application des lois fondamentaux dans à ces les composants gardant leurs Symbole électronique pendant les Régimes transitoires. On remplace la ou les Composants par leur schéma équivalent en Régime HF.



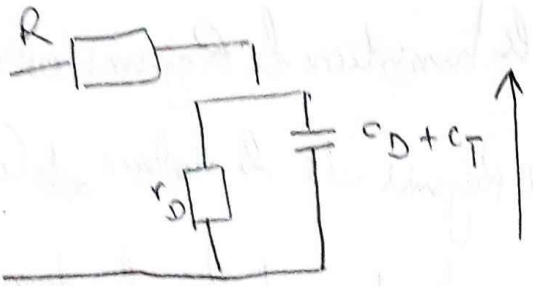
Durant la transition après avoir remplacer la diode par son schéma équivalent. Je cherche la Constante de Temps τ avec laquelle évolue le système durant t_{r1} et t_{r2}.



$$I_D = \frac{3 - V_D}{R} = \frac{R_1 V}{R}$$

	en direct (HF) petit signaux	en Inverse
≡		

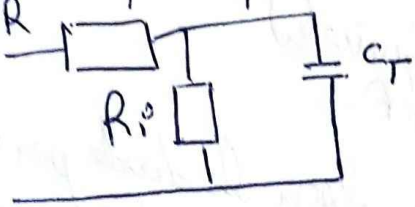
$R_r \gg R_d$
$R_r \sim$ qlq centaines de kΩ



$R_{eq} = r_D \| R$ | $\tau_1 = R_{eq}(C_D + C_T)$

$C_{eq} = C_D + C_T$ | $\tau_2 = (r_D \| R)(C_D + C_T)$

Durant t_2 la diode passe de l'état passant → bloqué donc. On la remplace par leur schéma équivalent en inverse.



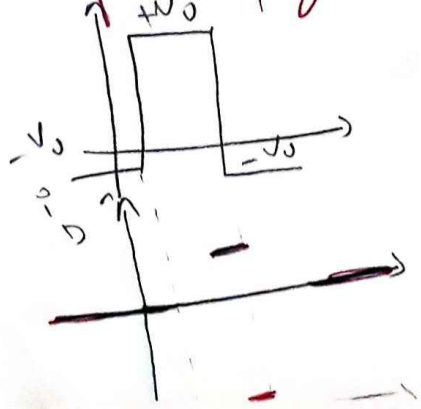
$R_{eq} = R \| R_i \sim R$

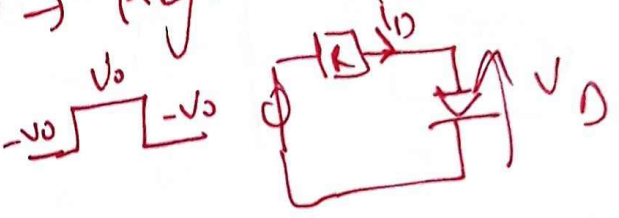
$C_{eq} = C_T$ | $\tau_2 = RC_T$

b) Remarque:

si le Montage passe de 1 ou plusieurs Condensateurs en dehors de Régime DC (se comporte comme des circuits ouverts) n'interviennent pas durant les Régimes transitoires elle se Comportent Comme des fils durant les transitions et ensuite interviennent dans le Montage avec le schéma équivalent du composants pour chaque cas ou la Condition du Temps.

composants actifs ⇒ { petit signaux → Régime linéaire
grand signaux → Régime non linéaire.





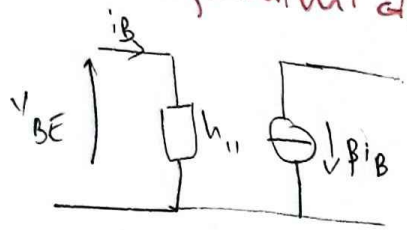
Rappels :



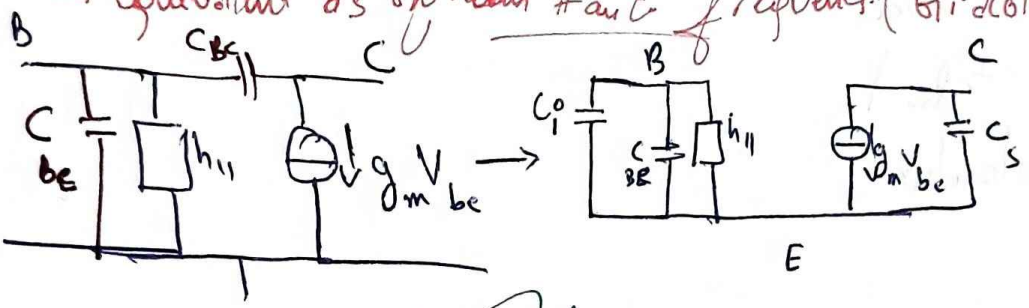
j_{BC} : polarisée inverse
j_{BE} : polarisée dir.

DL transistor jonc bipolaire

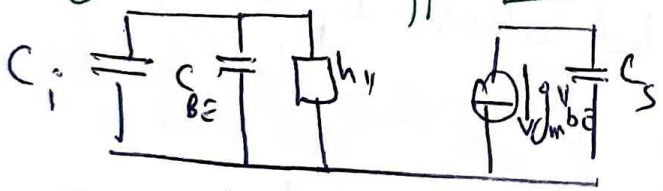
• Schéma équivalent des signaux B. fréquence :



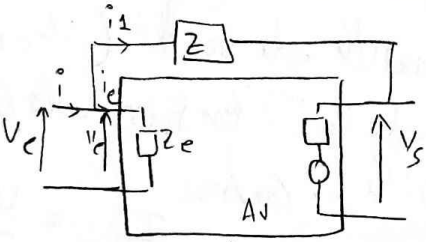
• schéma équivalent des signaux Haute fréquence : (Giacoletto)



a. Démonstration : Effet Miller



capacité de type diffusion C_{BE} >> (µF)
C_{BC} capacité type de transistor



$i = i_e + i_1$

$= \frac{V_e}{Z_e} + \frac{V_e - V_s}{Z}$ or $V_s = AV_e$

$= \frac{V_e}{Z_e} + \frac{V_e - AV_e}{Z}$

$i = V_e \left(\frac{1}{Z_e} + \frac{1-A}{Z} \right)$

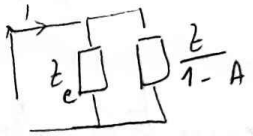
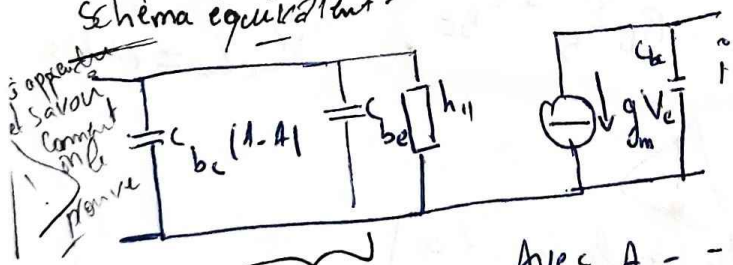
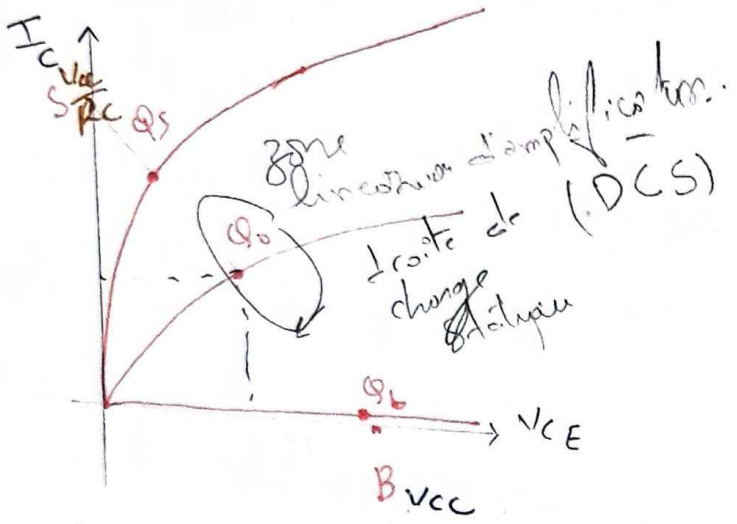


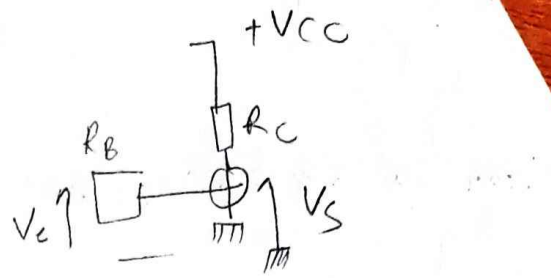
Schéma équivalent :



$C_e = C_{be} + (1-A) C_{bc}$ Avec $A = -\frac{\beta R_c}{h_{11}}$

$$C_e = C_{be} + \left(1 + \frac{\beta R_c}{h_{11}} \right) C_{bc}$$





Entrée : V_e, R_B V_{BE}

Sortie : V_{CC}, R_C, V_{CE}

S | $(0, I_{C max} = \frac{V_{CC}}{R_C} = I_{C lim})$ |
Etat de Saturation

B | $(V_{CC}, 0)$ |
Etat Bloqué

Q_0

Pour juger sur l'état du transistor je doit calculer I_B et le Comparer au courant $I_{B lim} = \frac{I_{C lim}}{\beta} = \frac{V_{CC}}{\beta R_C}$ ⚠ à approfondir

cette valeur dépend uniquement de la maille de sortie (V_{CC}, R_C) et de β du transistor indépendamment de la Tension de Commande

. Je calcul le I_B à partir de la maille d'entrée.

$I_{C lim} = \frac{V_{CC}}{R_C}$

$V_{CC lim} = +V_{CC}$

$I_B = \frac{V_e - V_{BE}}{R_B}$ $\quad V_e = R_B I_B + V_{BE}$

Remarque très ... importante

. On peut avoir des valeur virtuelle (si la $V_{CE} < 0$)

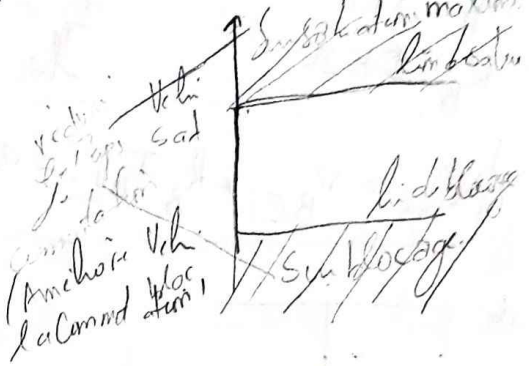
. Dans la maille d'entrée est toujours un Courant réel (mesurable) à travers la Tension de Commande qu'on peut la modifier ($I_B > I_{B lim}$)

Tandis que le courant de Collecteur $I_C = \beta I_B$ ne peut être mesurable que pour des valeurs $I_C \leq I_{C lim} = \frac{V_{CC}}{R_C}$ Toute valeur supérieure est Considérée comme imaginaire ou virtuelle c'est non mesurable.

3) Les Modes de Commutations

Commutations possibles du transistor peuvent être :
- limite de blocage → limite de Saturation.
- limite de blocage → Sursaturation.
- Surblocage → limite de Saturation
- Sur blocage → Sur saturation.

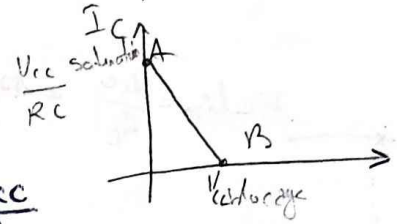
I_B est un courant non limité ① le conducteur donne sa



Remarque Importante :

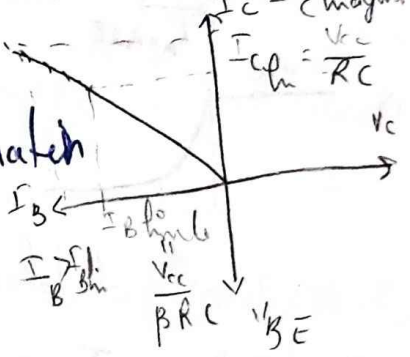
à la limite de blocage, on a :

$$\begin{cases} I_B = 0 \text{ , } V_{BE} = 0{,}6\,V \text{ (transistor en silicium)} \\ I_C = 0 \text{ , } V_{CE} = V_{CEmax} = V_{CC} \end{cases}$$



- à la limite de Saturation : on a :

$$\begin{cases} I_B = I_{Blim} \text{ : } I_C = \beta I_{Blim} = I_{Clim} = \dfrac{V_{CC}}{R_C} \\ V_{CE} = 0 \end{cases}$$



- à la Sursaturation, on définit un facteur de Sursaturation noté K :

$$K = \frac{I_B \rightarrow \text{maille d'entrée}}{I_{Blim} \rightarrow \dfrac{V_{CC}}{\beta R_C}}$$

K : généralement supérieur ou égale à 2, inférieur à 10

① $K \neq \dfrac{I_C}{I_{Clim}}$ on peut appliquer cette formule parabolique pour trouver les valeurs limites de I_C et V_{CE}.



1 : limite de blocage vers limite de Saturation :

- maille d'entrée : $V_e - V_{BE} = R_B I_B$ ① $\rightarrow I_B = \dfrac{V_e - V_{BE}}{R_B}$ ②

$\star\ V_e = V_{BE} + R_B I_B$ ③

- maille de Sortie : ④

$\star\ V_{CC} - V_{CE} = R_C I_C \Rightarrow V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$ ⑤

$\star\ I_C = \dfrac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$

$I_C = \beta I_B$

Exemple :

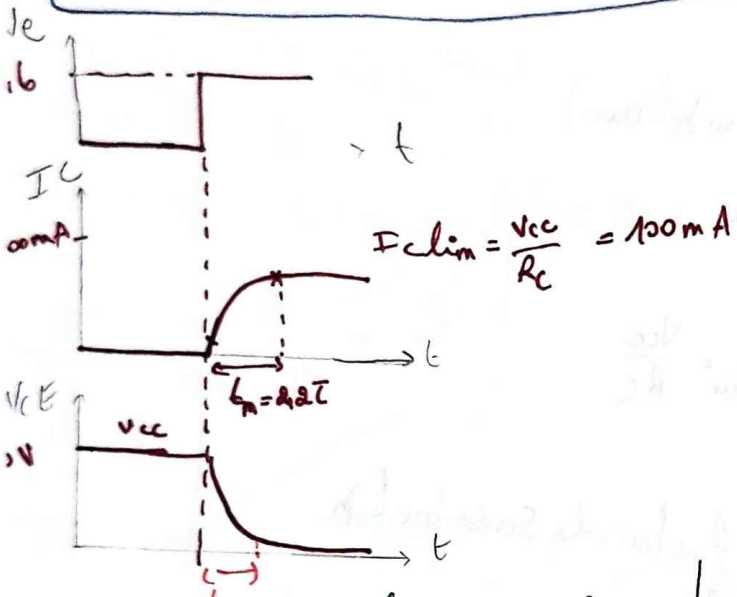
$V_{cc} = 10V$

$R_c = 100\Omega$ $\Rightarrow I_{Clim} = \frac{10}{100} = 0,1A = 100mA$

$\beta = 100$ $I_{Blim} = \frac{I_{Clim}}{\beta} = \frac{100mA}{100} = 1mA.$

$R_B = 1K\Omega$

$$V_{Clim} = V_{BE} + R_B I_{Blim} = 0,6 + 10^3 10^{-3} = 1,6\ V$$



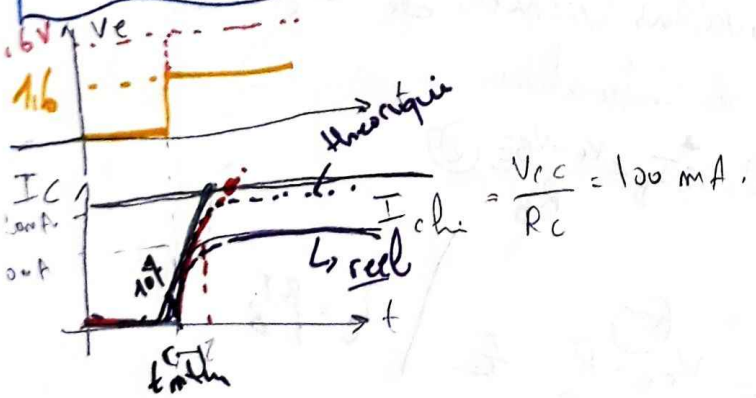
3.2 : limite de blocage → Sursaturation (On suppose $k = 2$)

$I_B = kI_{Blim} \Rightarrow I_B = 2I_{Blim} \Rightarrow \boxed{I_B = 2mA}$ $I_{Blim} = \frac{V_{cc}}{\beta R_c} = 1mA.$

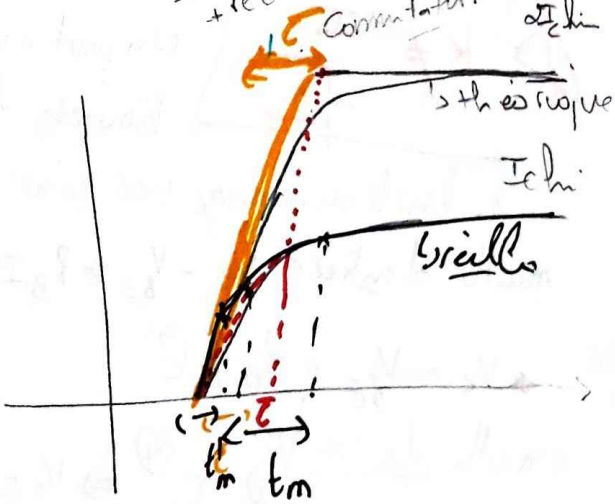
$I_{Clim} = 200mA$ (Imposé)

$$V_{esat} = V_{BE} + 2R_B I_{Blim} = 0,6 + 2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} = 2,6\ V$$

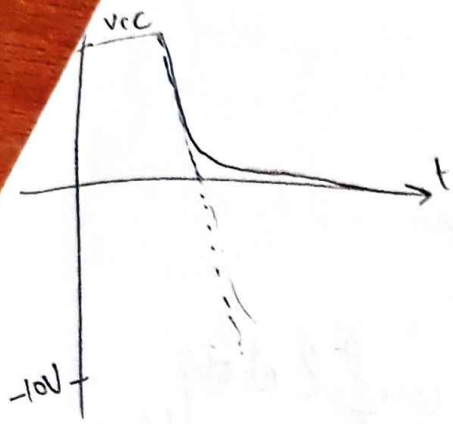
V_{esat}



Avantage de la Sursaturation : réduit le temps de commutation



$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$



Le fait de Susaturer le transistor implique des charges supplémentaire dans la base ce qui augmente le Temps de stockage. D'autre idée permettant d'améliorer la Commutation ne sont basé sur la susaturation.

- Ces différents approches sont basé sur la idée suivante.
  - Susaturer le transistor rapidement par une impulsion bref ensuite la Commande revient à un niveau qui arrive juste la Saturation. de la même manière on sublogue le transistor d'une impulsion en sens inverse rapidement ensuite il revient à un niveau normale.



ceci est assuré par l'ajout d'un Condensateur dit d'accélération (C_A) qui se place parallelement avec R_B

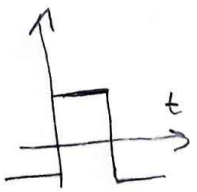
- Les deux autres idées pour améliorer la Commutation sont basé sur l'utilisation de diode de type schottky ou de diode de Signaux. (D_s)

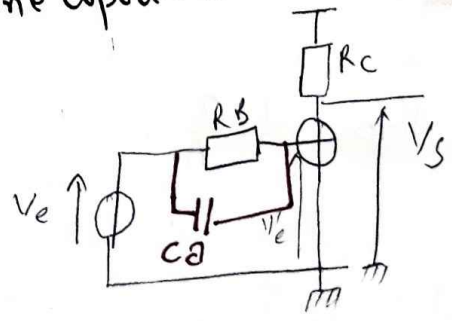
condensateur

DC — —

3.3: Amélioration de la Commutation:

1: utilisation d'une capacité d'accélération.





Durant le Régime DC, C_A se comporte comme un circuit ouvert, le Courant passe à travers R_B et les grandeurs Courant et Tension sont obtenu en Appliquant les lois de Kirshoff.

(1) commutation rapide à haute fréquence

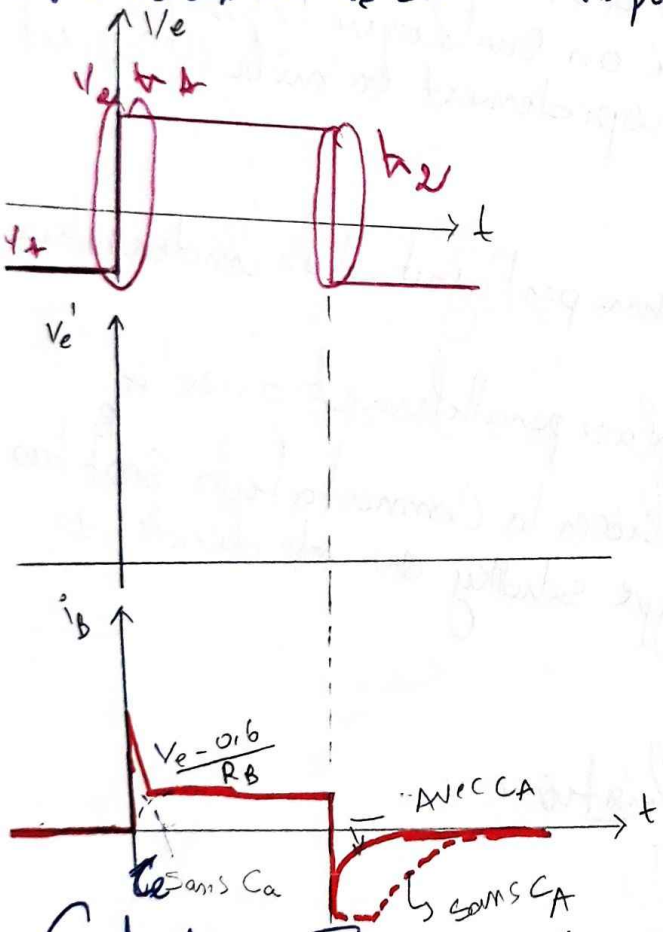
- R_B limite le Courant de la base

- Pendant le transistor, C se Comporte comme un fil et des impulsions de Courant positives (t_{r1}), négatives durant (t_{r2}) permettent une Saturation rapide et un Blocage rapide.

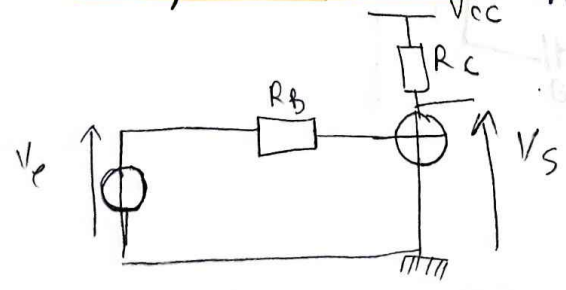
- Condition de Coupure de C_A : $R_B C_A \geq t_{off\ sans\ C_A}$ ($t_{stockage\ sans\ C_A}$ donné dans le data-sheet.

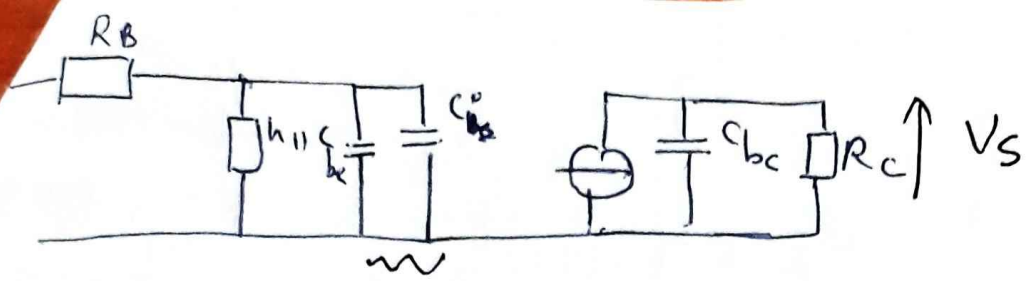
$$\Rightarrow \boxed{C_A \geq \frac{t_{off\ sans\ C_A}}{R_B}}$$

- Les valeurs de V_e sont choisis pour mettre le transistor à la juste saturation



- Constante de Temps, en Absence de C_A.





C_{bc} : typ. transistor
τ_s : qq. nS
$h_{11} \simeq$ πL
$R_B \simeq$ kΩ
$R_C \simeq$ *Ω
$\beta \simeq 100$

$$C_i = C_{bc}\left(1 + \frac{\beta R_C}{h_{11}}\right) \quad \left(C_{bc}\,|1 - A_V|,\ A_V = -\frac{\beta R_C}{h_{11}}\right)$$

$$C_e = C_{be} + C_{bc}\left(1 + \frac{\beta R_C}{h_{11}}\right)$$

En Sortie : $\tau_s = R_C\, C_{bc}$

En Entrée : $\tau_e = R_{eq} \cdot C_e = (h_{11} \,//\, R_B)\, C_e$

$(I_B, V_{BE} \dots)$, $\tau_e \simeq h_{11}\left(C_{be} + C_{bc}\left(1 + \frac{\beta R_C}{h_{11}}\right)\right) \gg \tau_s$

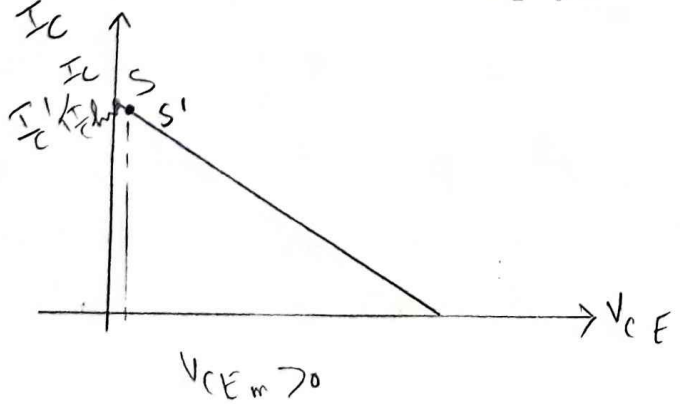
- Les paramètres du transistor évolue avec la constante de Temps la plus grande. (τ_e)

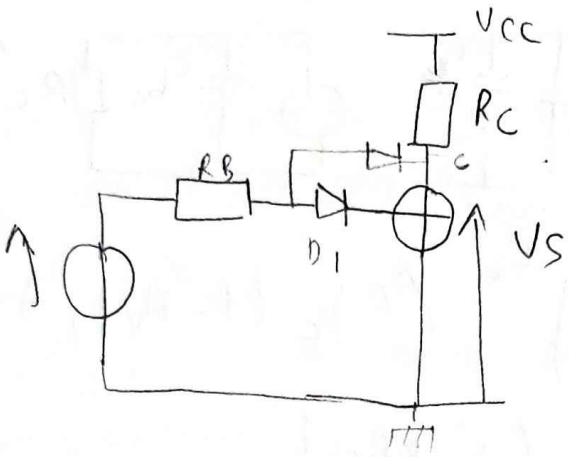
3.3.2 :

Durant la saturation la jonction base emetteur, et jonction base Collecteur, devient polarisé en direct, ceci empêche l'évacuation des porteurs de la base vers le Collecteur.

Ceci entraine l'accumulation de charge dans la base.

l'utilisation des diodes de signaux ou diodes de schottky a pour but d'empêcher les signaux d'arriver à zéro (maintenir une valeur minimale de V_{CE})





$V_{CE} = 0{,}16$
thermiquement

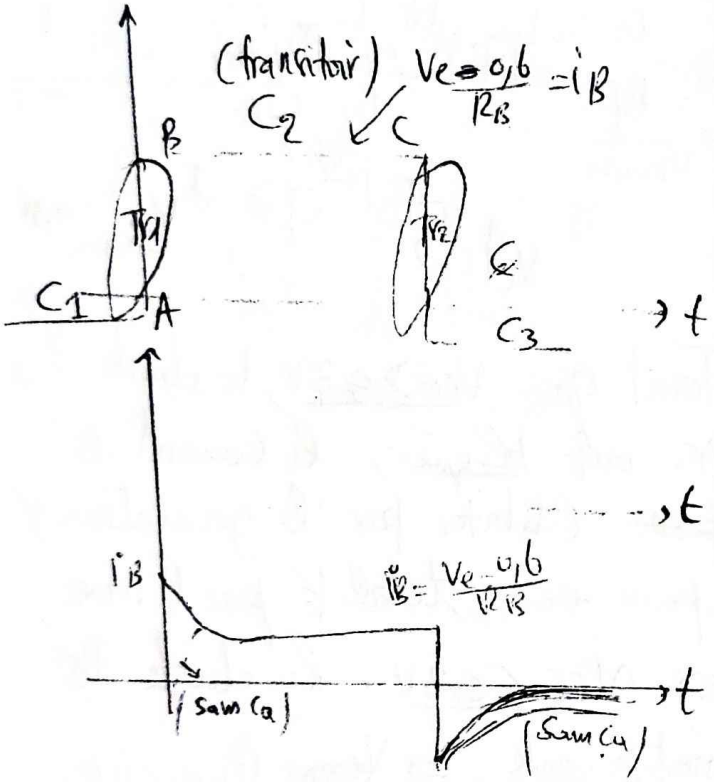
- Méthode 2 Schottky

logique Schottky

permettant une bon saturation rapide et un bon blocage rapide.

Condition de Calcul $= R_B C_a > t_{off}$ sans C_a donnée dans Datasheet

$\Rightarrow C_a > \frac{t_{off}(\text{sans } C_a)}{R_B}$



Les valeurs de Ve sont choisis de telle sorte que le transistor soit à la juste saturation

Le fonctionnement électrique de transistor i_B, V_{BE}, i_C, V_{CE} évolue avec la constante de temps la plus grande

$C = C_{BC}(\ldots \frac{\beta R_C}{R_{11}})$

(9)

- En sortie. $C_s = R_s C_{bc}$
- En entrée : $\tau_e = R_{eq} C_e$

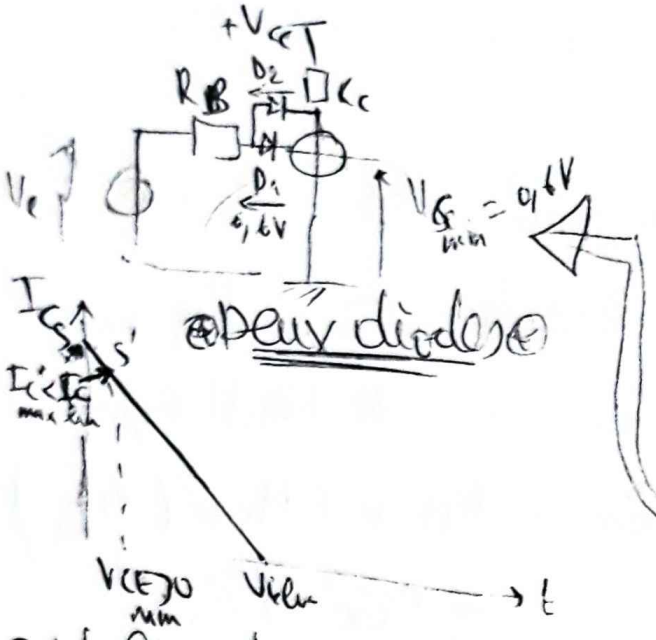
$\Rightarrow \tau_e = \ll (h_{11} // R_B) C_a$

$\tau_e \approx h_{11} + ((\beta_{bc}+i)(1+\frac{}{h_{11}})$

$\Rightarrow (\tau_e > \tau_s)$

3.3.c 2) Utilisation de la diode de Signal (DS)

Durant la saturation la jonction Base - emetteur, ainsi la jonction Base - collecteur deviennent plus polarisé en direct, ceci empêche ~~l'évacuation~~ l'évacuation (affaiblir) les porteurs de la base vers le collecteur, ceci entraine l'accumulation de charge à la base. L'utilisation de DS c'est pour d'empêcher (V_{CE}) d'arriver à 0. (maintenir une valeur minimal de V_{CE}) donc on a empêcher le transistor d'arriver à le saturation



@Deux diodes@

Utilisation de la DS :

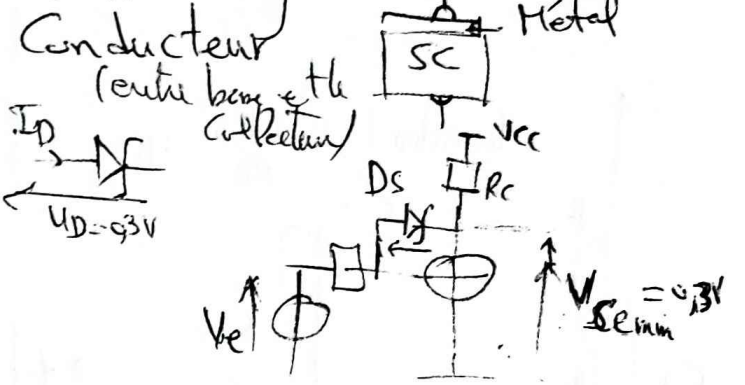
Tant que ~~VCE~~ $V_{CE} > 0,6V$ la diode D_2 est bloquée, la diode D_1 peut être passante le courant qui la traverse est le courant i_B.

- Si $V_{CE} \leq 0,6V$, le potentiel de l'anode de D_1 devient supérieure à celui de la cathode de D_2.

⇒ D_2 devient alors Passante, c'est-à-dire l'excès de courant qui peut être ~~débiter~~ débité par le générateur sera évacuer vers D_2, et par conséquent, maintenir i_B à une valeur maximale < $i_{B\,lim}$.

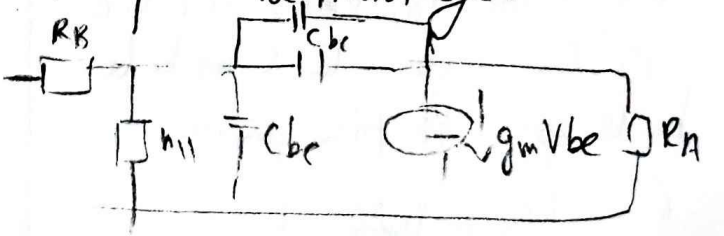
Puisque ~~$V_{CE} \to 0$~~ $V_{CE\,min} = 0,6V$ le courant i_C est tjrs < $i_{C\,lim}$ empêchant alors le transistor de se saturer

- Une diode schottky : c'est une jonction métal semi-conducteur (entre base et collecteur)

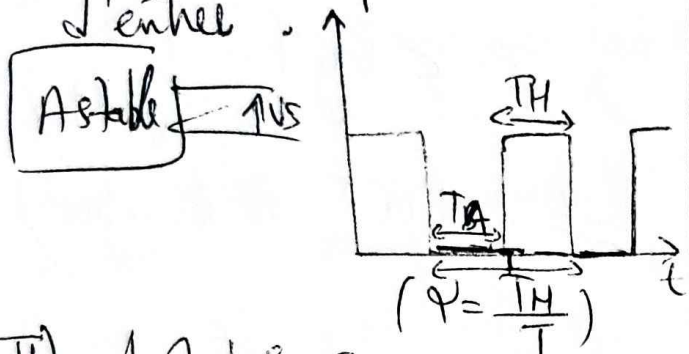


Tant que $V_{CE} > 0,3V$, la diode DS est bloquée, le courant i_B ~~passe~~ débiter par le générateur passe en totalité par la base, si $V_{CE} \leq 0,3V$, la diode DS devient passante ⇒ ~~$V_{C\,max}$~~ $i_{C\,max} < i_{C\,lim}$

Trouver le schéma équivalent après la transformation par effet Miller et déduire la constante de temps du montage.

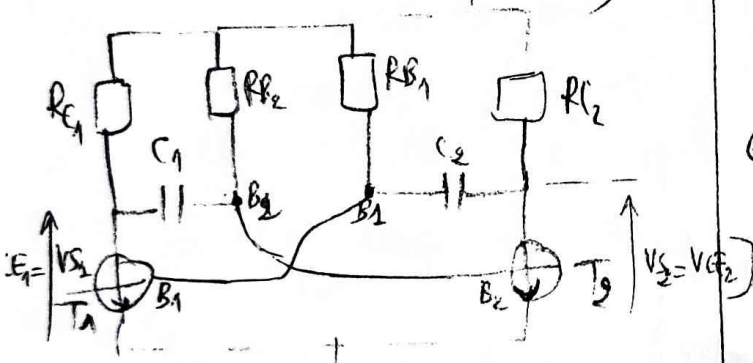


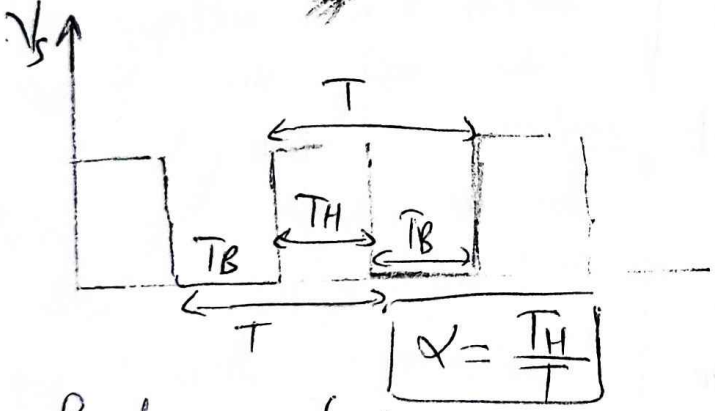
astable : oscillateur non sinusoïdale (Horloge), pas de tension d'entrée.



$(\gamma = \frac{T_H}{T})$

II) Astable à TB (Transistor Bipolaire à jonction)





Fonctionnement :

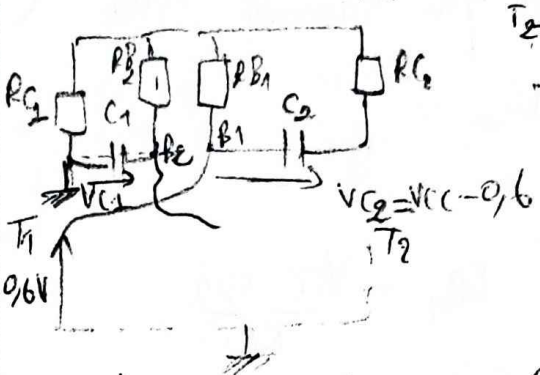
Hypothèse :

T1 (on & saturée) ; T2 (off : bloqué)

$V_{CE1} = 0$, $V_{BE1} = 0,6\,V$ (Si)

$V_{CE2} = V_{CC}$ (car T2 est bloqué)

C1 se charge à travers R_{B2} de $-V_{CC} + 0,6$ jusqu'à V_{CC} (lent) mais s'il atteint V_{CC} T2 (saturé) et T1 (bloqué) (rapide)



C2 lorsqu'il charge complètement il ouvre le circuit.

pour que T1 soit saturé, il faut que i_{B1} qui traverse RB1

$i_{B1} \geq i_{B\,min} = \frac{V_{CC}}{\beta_1 R_{C_1}}$.

Au même temps, C2 se charge à travers R et $V_{BE1} = 0,6\,V$

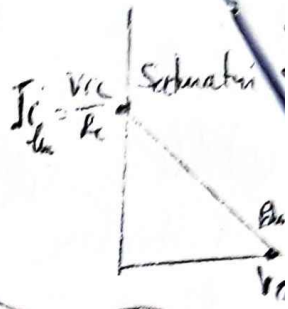
* C1 se charge à travers R_{B2} de $-V_{CC} + 0,6$ (charge initiale) jusqu'à normalement $+V_{CC}$.

Mais dès que V_{C1} égale V_{BE2} atteint 0,6 V, T2 devient saturée et implique le blocage de T1. Durant cette phase le Condensateur C2 se charge rapidement avec la constante $\tau_2 = R_{B2} \times C_2$ jusqu'à $(V_{CC} - 0,6V)$.

Le courant qui traverse R_{B1} $i_{B1} = i_{RB1}$ sert à maintenir

C2 après se charge se comporte un

(montage sous forme d'astable) (TD, fiche)



1/2

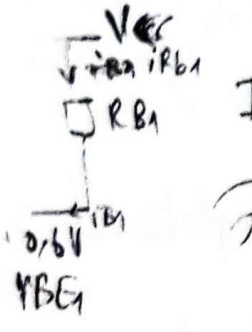
$$T = \tau \log\left(\frac{V_F - V_i}{V_F - V}\right)$$

Formule (à savoir démontrer)

Si circuit ouvert.

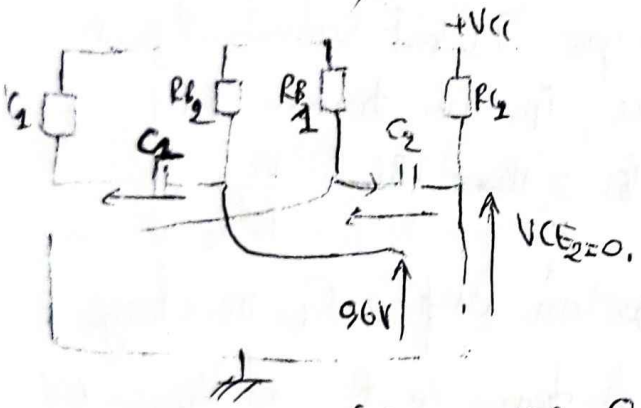
Le courant qui traverse R_{B_1}

$i_{B_1} \geq i_{B_1 lim} = \frac{V_{CC}}{\beta_1 R_{C_1}}$.



$I_{B_1} = \frac{V_{CC} - 0,6}{R_{B_1}}$

R_{B_1} (max) $= \frac{V_{CC} - 0,6}{I_{B_1}}$



C_2 se charge à travers R_{B_1} entièrement avec la constante $\tau = R_{B_1} C_2$ de 0,6 à V_{CE}. à normalement à V_{CC}, mais dès que $V_{CE_2} = V_{BE_1}$, atteint 0,6 alors. T_1 se sature et T_2 se bloque.

Après la charge de C_1, elle ouvre le circuit et $i_{RB_2} = i'_{B_2}$ qui doit $\geq i_{B_2 lim}$. maintient la saturation de T_2. donc

$i_{B_2} \geq i_{B_2 lim} = \frac{i_{C_2 lim}}{\beta_2} = \frac{V_{CC}}{\beta_2 R_{C_2}}$

$i_{B_2} = i_{B_2 lim}$ (Trans saturé)

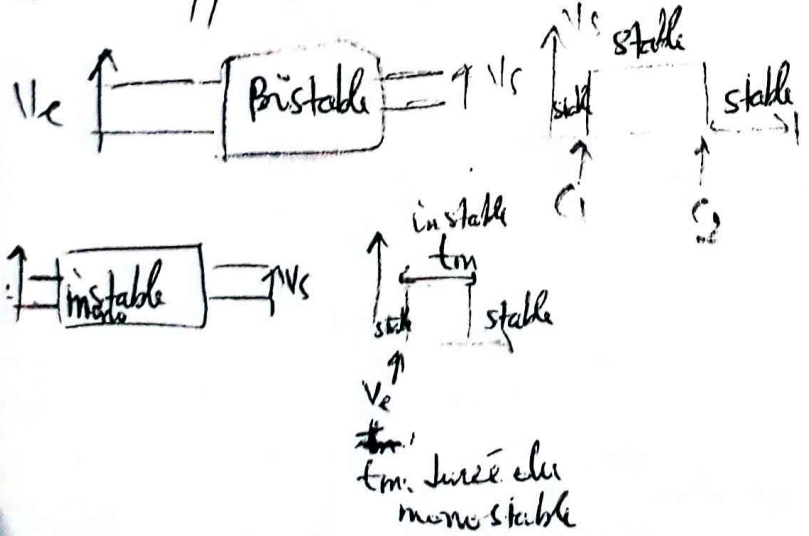
$i_{B_2} > i_{B_2 lim}$ (Trans surstaturé)

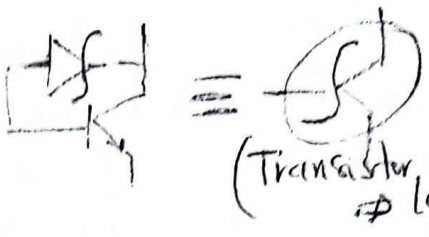
(I I L) IIL3

Les multivibrateurs à base de TBJ

C'est une fonction électronique qui peut basculer entre deux états (haut et bas) entre 0 et 1 de manière commandée. Pour chaque basculement, le système ne change d'état qu'après avoir reçu une nouvelle commande, sinon il garde son état précédent, il possède 2 états stable on l'appelle Bistable (ex: lampe interrupteur simple).

Le système basculle lorsqu'il reçoit une commande (état instable) après un certain temps, le système revient à son état d'équilibre (stable) on l'appelle monostable





En faisant varier ~~ton~~ Th on fait varier le rapport cyclique α et par conséquent, la puissance dissipé dans le transistor

Cette technique commande par MLI (Modulation de Largeur d'impulsion) ou PWM (Pulse wealth Modulation) (En English)

Le système qui bascule de manière spontanée est = astable (sans besoin de commande)

ex: Horloge.

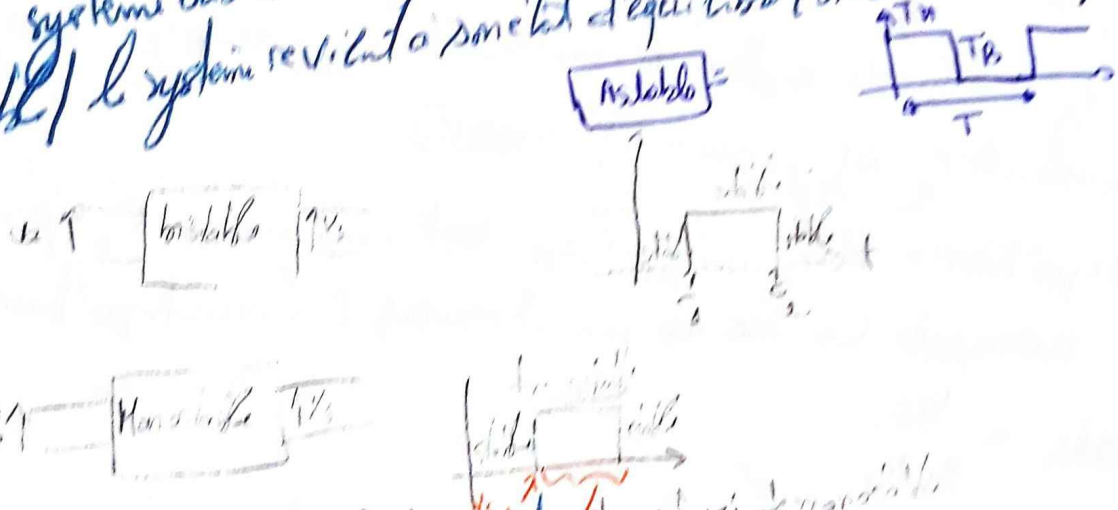
Les deux jets communément utilisés sont = monostable et astable.

Les Multivibrateurs à base TBJ

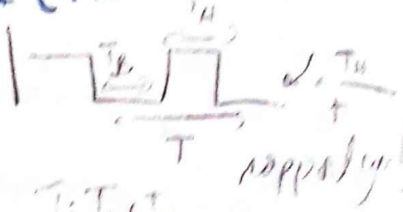
C'est une fonction qui peut basculer entre deux états haut et bas (0 et 1) de manière commandée pour chaque basculement le système change d'état qu'après avoir reçu une nouvelle commande si non il garde son état précédent.

Il possède deux états stable. On l'appelle bistable (compteur interrupteur exp: lampe qui peut être allumée)

- Le système bascule lorsque il reçoit une commande après un certain laps (instable) le système revient à son état d'équilibre (stable) On l'appelle monostable

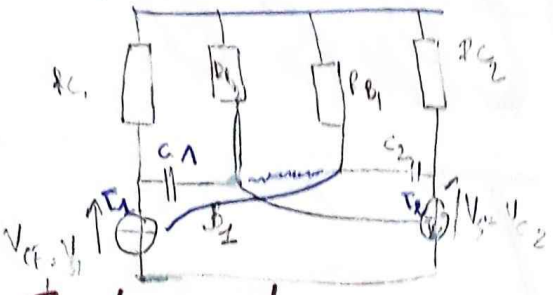


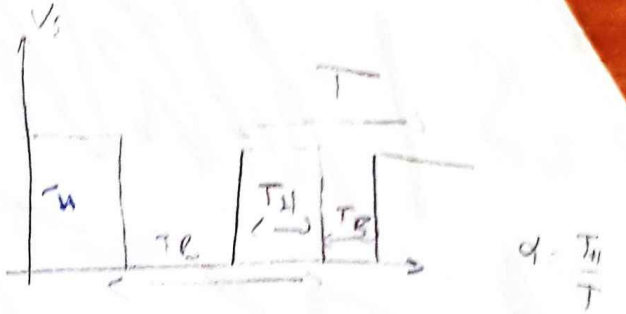
En faisant varier T_n. On fait varier le rapport cyclique α. Et par conséquent la puissance délivrée dans la charge. cette technique s'appelle Commande par MLI (Modulation de largeur d'impulsion) (PWM) (Pulse with modulation



Le système qui bascule sans commande s'appelle astable (halogel). Les deux fonctions utilisées sont astable et monostable.

II/ Astable à TBJ (transistor bipolaire à jonction)





Fonctionnement :

hypothèse : T_1 (on : saturé) ; T_2 (off : bloqué)

T_1 = ON ; T_2 = OFF

$V_{CE_1} = 0$; $V_{BE_1} = 0,6\ V$; $V_{CE_2} = V_{CC}$ (car T_2 est bloqué)

C_2 lorsqu'il charge complètement : il ferme le circuit parce que T_1 soit saturé.

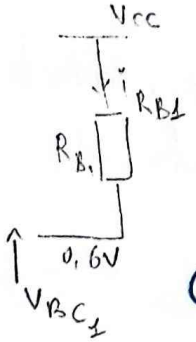
Il faut que T_1 soit saturé, il faut que i_{B_1} qui traverse R_{B_1}

$i_{B_1} > i_{B\,sat} = \dfrac{V_{CC}}{\beta_1 R_{C_1}}$ durant Tmps, C_2 traverse R se charge V_{BE_1}

C_2 se charge à travers R_{B_2} de $-V_{CC} + 0,6$, T_2 devient saturé et implique le blocage de T_1. durant cette phase le Condensateur C_2 se charge rapidement Avec la Constante $\tau_2 = RC_2$ jusqu'à $V_{CC} - 0,6\ V$

Le Courant qui traverse RB_1, $i_{B_1} = i_{RB}$ sert à maintenir C_2 après Se charge. Se comporte Comme un circuit ouvert, le Courant qui traverse R_B

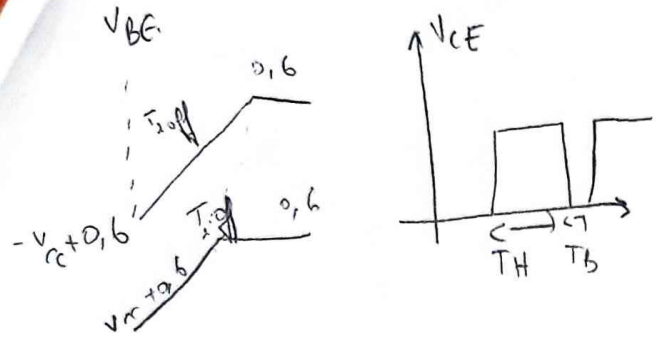
$i_{B_1} \geq i_{B\,sat} = \dfrac{V_{CC}}{\beta_1 R_{C_1}}$



$I_{B_1} = \dfrac{V_{CC} - 0,6}{R_{B_1}}$, $R_{B_1} = \dfrac{V_{CC} - 0,6}{I_{B_1}}$

C_2 se charge à travers RB_1 lentement Avec la Constante de temps $\tau = R_{B_1} C_2$ de $0,6 - V_{CC}$ à nouveau $+V_{CC}$ mais dès que $V_{CE_2} - V_{BE_1}$ atteint 0,6 alors C_2 se saturer et T_2 se bloque. Après la charge de C_1, elle ferme le circuit et $i_{RB_2} = i_{B_2}$ qui est $\geq i_{B\,sat}$ maintient la saturation de T_2 donc

$i_{B_2} \geq I_{on} = \dfrac{i_{C\,sat}}{\beta} = \dfrac{V_{CC}}{\beta_0 R_{C_0}}$ | $i_{B_2} = i_{B\,sat}$ (saturation) | $i_0 \sim I_{on}$ (saturation)



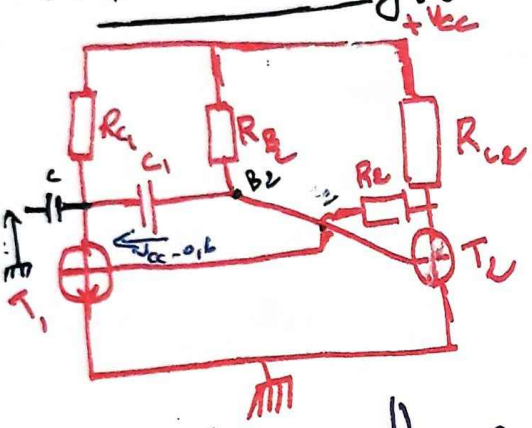
$T_H = \tau \ln \frac{V_\infty - V_i}{V_\infty - V}$

$T = 0,7\tau$
$T_H = 0,7\tau$
$T_B = 0,7\tau_2$

$T = 0,7(\tau_1 + \tau_2)$
$\tau_1 = \tau_2$

$T = 1,4\tau$

• Monostable à TBJ (JBT)



Pourquoi transistor soit saturé il faut que limite
$R_B = \beta R_C$ (doit être inférieur à R_C)
(Vcc "grand" devant 0,6)
Sur saturé : $\frac{\beta R_C}{R_B} < \beta R_C$

$\alpha = \eta = \frac{1}{\beta} = 5\%$ n'a pas de limitation
Si tension d'entrée ⇒ instable

RP : condensateur circuit ouvert

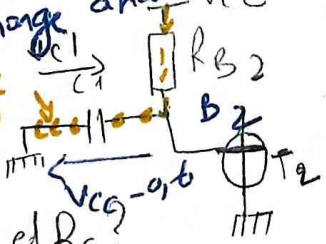
Sursaturation
Avantages
- Accélère la Commutation
$R_C \cdot C = \tau$: faible
$R_{B_2} C = \tau_2$ grand.

- Etat stable : (permanent)
- Le condensateur se comporte comme un circuit ouvert.
- T_2 est saturé ($I_B = \frac{V_{cc}-0,6}{R_{B_2}} \geq I_{B\,lim} = \frac{V_{cc}}{\beta R_{C_2}}$)
Dans cette phase C_1 se charge à travers R_{C_1} et V_{BE_2} à $V_{cc}-0,6$

- Un front descendant de V_e transmis à T_2 à travers "C" et C_1 induit le blocage de T_2 rapidement
⇒ T_1 se sature, C_2 se charge à travers V_{cc} de R_{B_2} et $V_{CE_1}(=0)$ au sens inverse.

Sa limite de T_2 ⇒ $V_{CE_1} = 0$

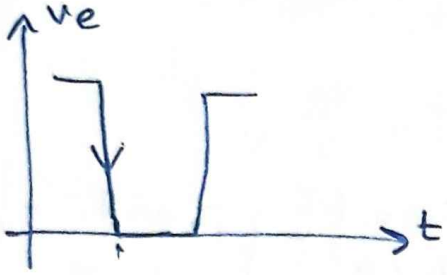
circuit équivalent : décharge dans sens

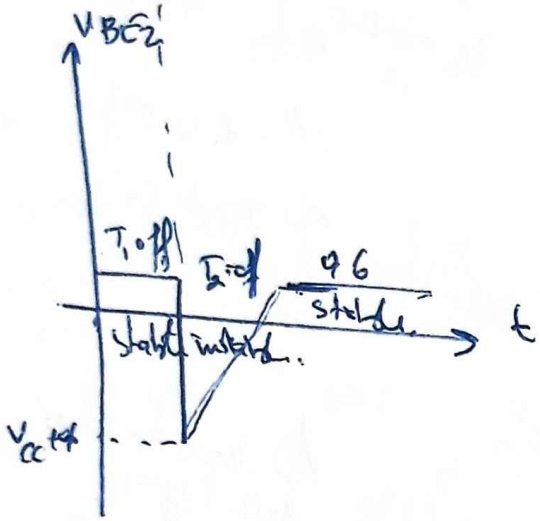


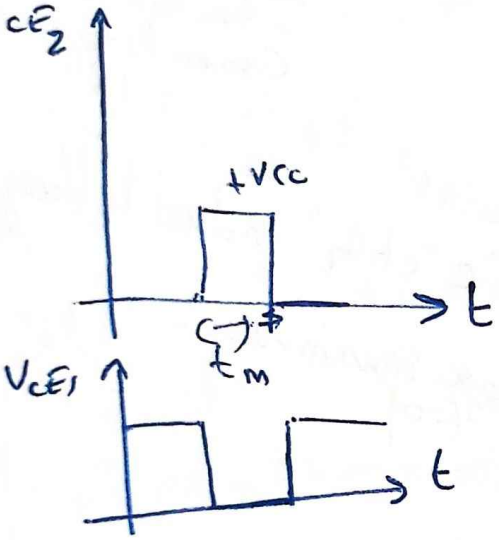
- Quelle Relation entre R_B et R_C ?

$$R_B < \beta R_C$$

- Pour saturé le transistor.
$I_B = \alpha I_{B\,lim}$
$= R_{B_2} < \frac{\beta}{2} R_{C_2}$







t_m : durée du Monostable.

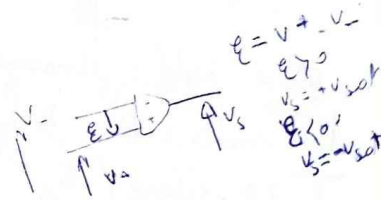
$t_m = R_{B_2} C_1 \ln 2$

$V_F = V_{cc}$

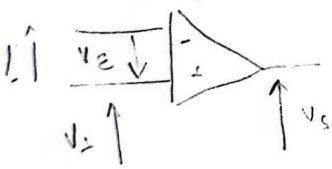
$V_i = -V_{cc} + 0,6$

$V = 0,6$

$\tau = R_{B_2} C_1$



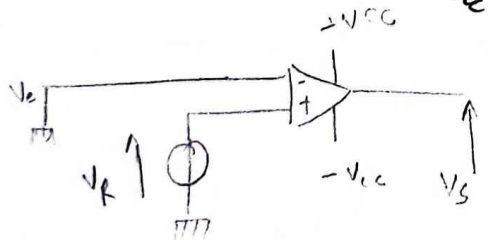
Les Comparateurs :



$V_\varepsilon = V_+ - V_-$

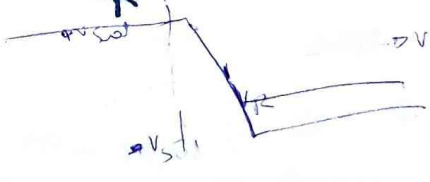
$V_\varepsilon > 0 \quad V_s = +V_{sat}$

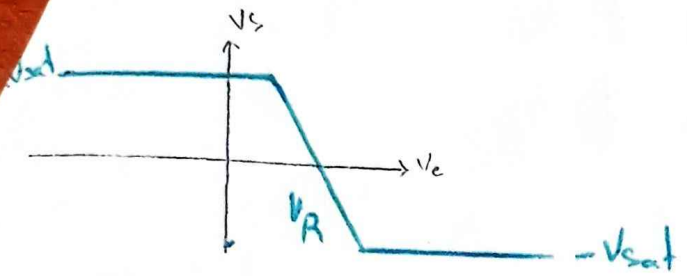
$V_\varepsilon < 0 \quad V_s = -V_{sat}$



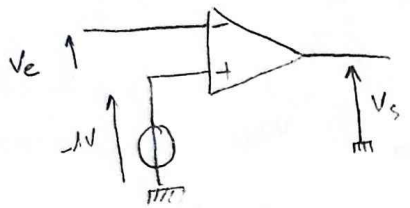
$V_{cc} = V_R - V_e > 0 \Rightarrow V_e < V_R \qquad V_s = +V_{sat}$

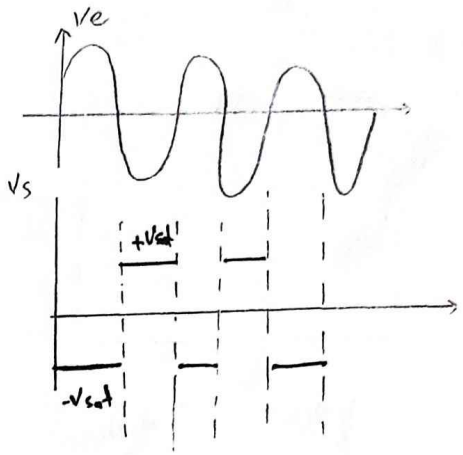
$V_R - V_e < 0 \Rightarrow V_e > V_R \qquad V_s = -V_{sat}$

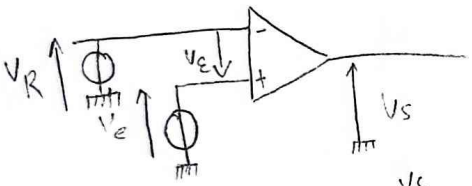




$\Rightarrow$ c'est un Comparateur inverseur

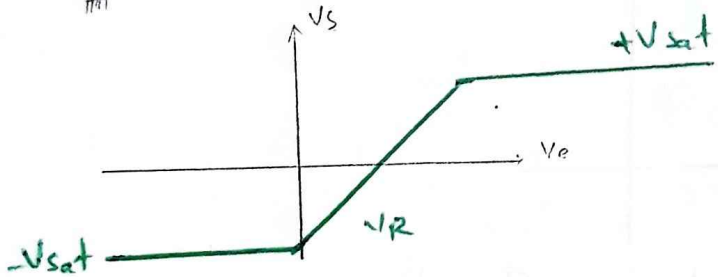






$V_\varepsilon = V_e - V_R > 0 \Rightarrow V_e > V_R \quad : V_s = +V_{sat}$

$\cdot\ V_R - V_e < 0 \Rightarrow V_e < V_R \quad : V_s = -V_{sat}.$

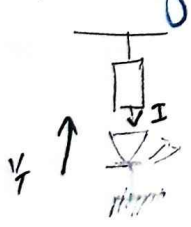


c'est un Comparateur non inverseur

Diode LED.

$$\lambda_{(\mu m)} = \frac{1,24}{E_g\,(e.v)}$$

Pour les LED, On adapte généralement un Courant environ 20mA, chaque LED possède sa propre Tension de seuil qui dépend de sa Couleur et elle augmente d'environ 1V du rouge vers 4V ou plus dans l'ultraviolet



$I_{max} = 20mA$

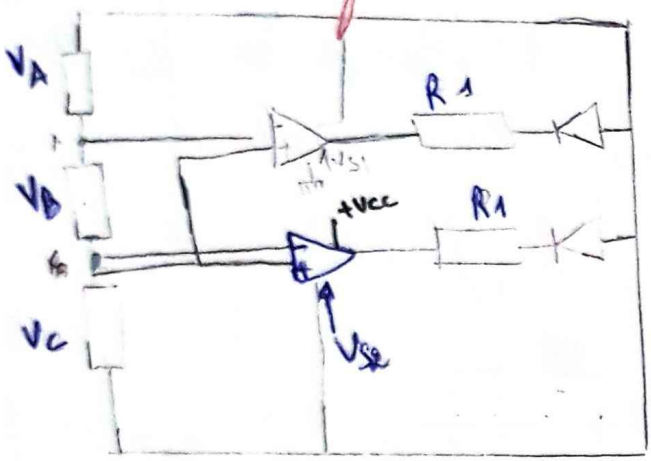
$$I = \frac{V_{cc} - V_f}{R}$$

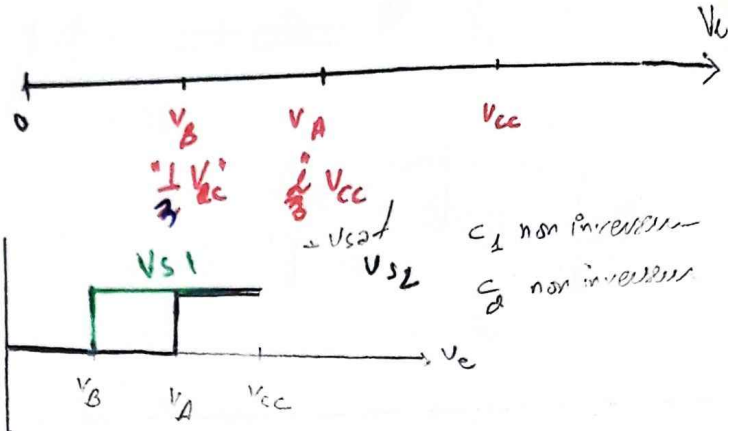
5196337482565 1

Comparateur à fenêtre:

$V_B = \frac{1}{3} V_{cc}$

$V_A = \frac{2}{3} V_{cc}$





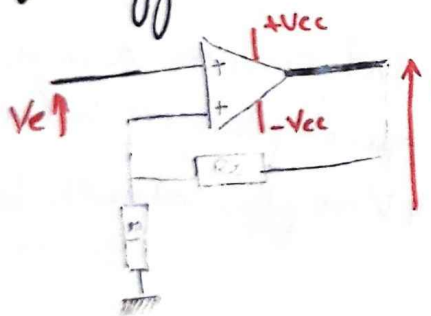
C_1 non inverseur

C_2 non inverseur

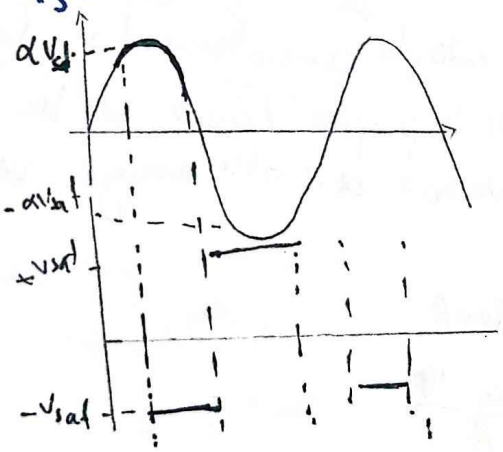
	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$	V_{cc}
V_{s1}	0	1	1
V_{s2}	0	0	1
LED1	ON	off	off
LED2	ON	ON	off

Ve

2] Trigger de Schmidt (normalisateur de Tension)



$V_s = \pm V_{sat}$ si $V_s = +V_{sat}$



$V_{+T} = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_s = \alpha V_{sat}$

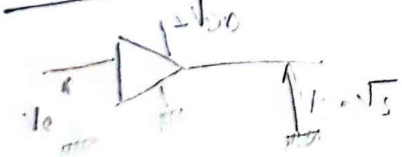
$V_{+T} = -\alpha V_{sat}$.

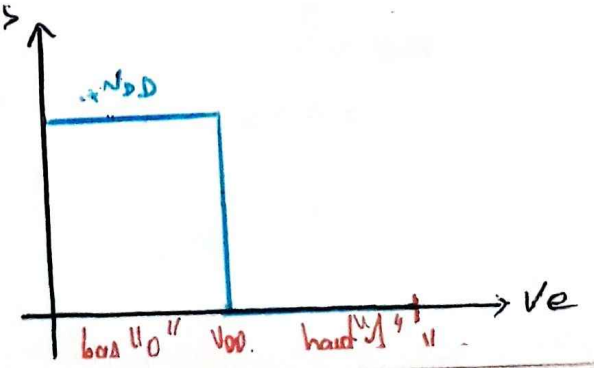
Technologie TTL

Technologie Polaris

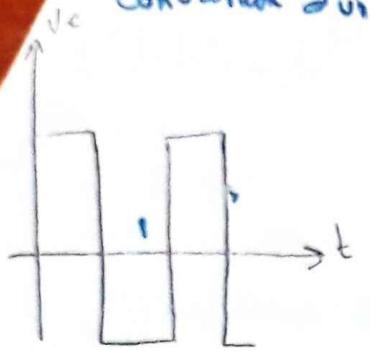
Technologie CMOS

3] L'inverseur CMOS:

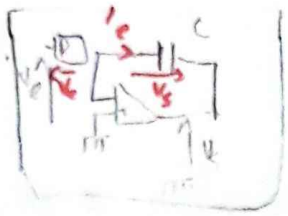




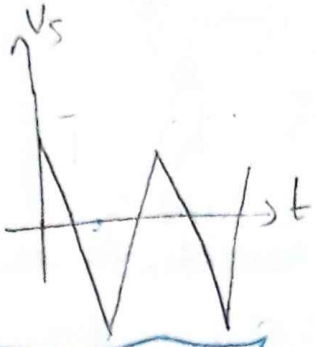
Conversion d'un signal carré → signal triangulaire.



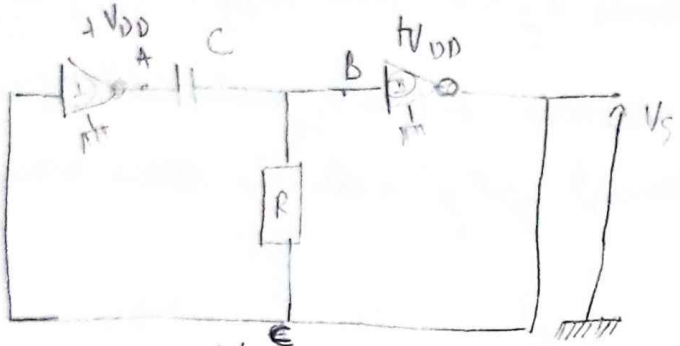
$V_S = -\frac{1}{C}$



$V_S = -\frac{1}{C}\int i_c\,dt$



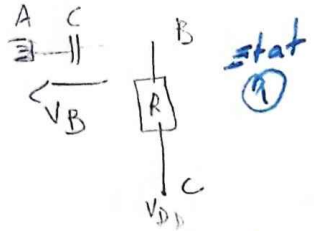
$$V_S = -\frac{1}{RC}\int V_c\,dt = -\frac{V_0}{RC}t$$



On suppose que $V_c = V_{DD}$

$V_c = V_{DD}$

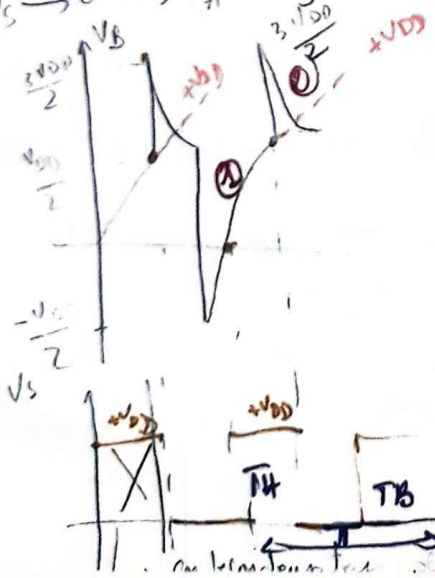
$V_S = 0$ - fonctionnement inverseur



état (1)

- Le condensateur supposé initialement déchargé, se charge à travers R avec $\tau = RC$ de 0 à jusqu'à ramener V_{DD} mais dès que V_B^{Vc} atteint $\frac{V_{DD}}{2}$ la porte II bascule. Vers 0

$V_c = V_S \to 0 \to V_A = V_{DD}$



On [illegible] décharge donc naturellement [illegible]

Inverseur

Régime non linéaire

inverseur comparateur à hysteresis

signal carré

On ajoute une diode

Inverseur CMOS

$\frac{V_{DD}}{2}$

Pas de Tension d'entrée

L'oscillateur

état précédent

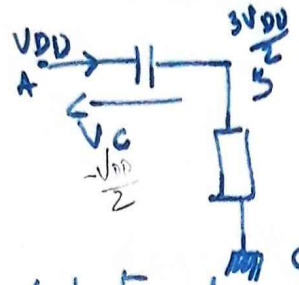
Fonction

T. durée

CMOS: impédance infinie

Avantage

Inconvénient



Etat 2

- Au moment de la transition, le condensateur se comporte comme un fil le potentiel au pt A (V_{DD}) est transmis au pt B ($\frac{V_{DD}}{2}$) $\Rightarrow V_B = 3V_{DD}/2$
Le Condensateur se charge en sens inverse, le potentiel du point B diminue alors de $\frac{3V_{DD}}{2}$ jusqu'à normalement à zéro. mais dès que V_B atteigne $\frac{V_{DD}}{2}$, la porte II bascule de nouveau et $V_S = V_{DD}$ mais cette fois le Condensateur n'est pas complètement chargé mais il possède une charge initiale $= -\frac{V_{DD}}{2}$

$$T_H = \tau \ln\left(\frac{V_F - V_i}{V_F - V}\right)$$

$$= \tau \ln\left(\frac{V_{DD} + \frac{V_{DD}}{2}}{V_{DD} - \frac{V_{DD}}{2}}\right)$$

$$= \tau \ln\left(\frac{3V_{DD}/2}{\frac{V_{DD}}{2}}\right) = \tau \ln(3)$$

Etat 1

$\tau = RC$, $V_i = -\frac{V_{DD}}{2}$
$V_F = V_{DD}$
$V = \frac{V_{DD}}{2}$

Etat 2 :

$$T_B = \tau \ln\left(\frac{V_F - V_i}{V_F - V}\right)$$

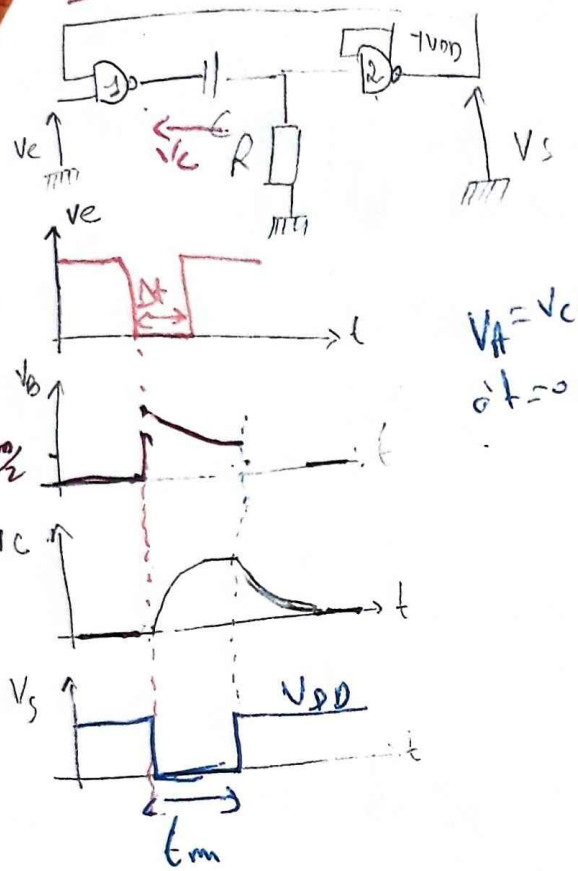
$$T_B = \tau \ln(6)$$

$V_i = \frac{3V_{DD}}{2}$
$V_F = 0$
$V = \frac{V_{DD}}{2}$
$\tau = RC$

$$\boxed{T = 2\tau \ln(3) \approx 2{,}2\tau}$$

$$\alpha = \frac{T_H}{T} = 60\%$$

Porte NAND CMOS.



$V_A = V_C + V_B = V_{DD}$

$à\ t=0\quad V_C = 0,\ V_B = V_A = V_{DD}$

V_c normal à partir

Inverseur : niveau

$V = 0,6$

CMOS : $V = \frac{V_{DD}}{2}$

Etat stable

t_m : durée du monostable (état instable)

$$t_m = \tau \ln \frac{V_F - V}{V_f - V}$$

$V_i = V_{DD}$

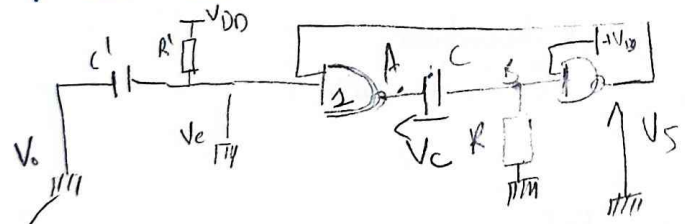
$V_f = 0$

$V = V_{DD}/2$

$\tau = RC$

$$t_m = \tau \ln(2) \approx 0{,}7\,\tau$$

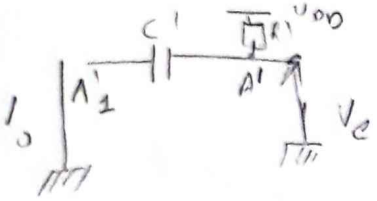
V_B



$R'C' \ll RC$

⚠ Remarque importante.

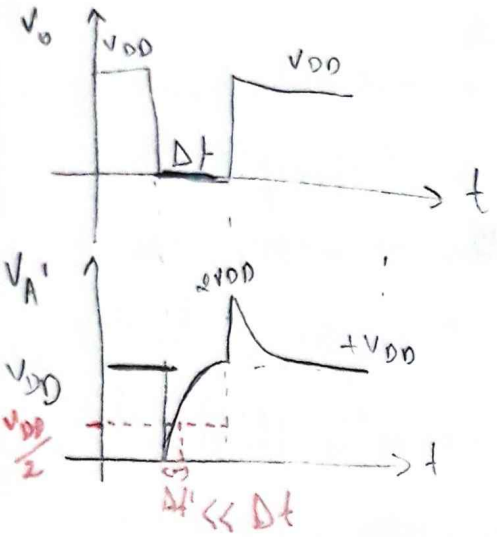
à la durée de l'état instable Δt > t_m (durée de l'état basculé) le système se trouve dans une ambiguïté. Qui se manifeste par : à la fin de l'état instable $V_S \xrightarrow{\text{bascule}} 1$, V_c encore à 0, $V_A \xrightarrow{\text{remonte}}$ 0 reste à 1 donc on a intérêt à réduire Δt le maximum possible : donc on ajoute le réseau R', C'

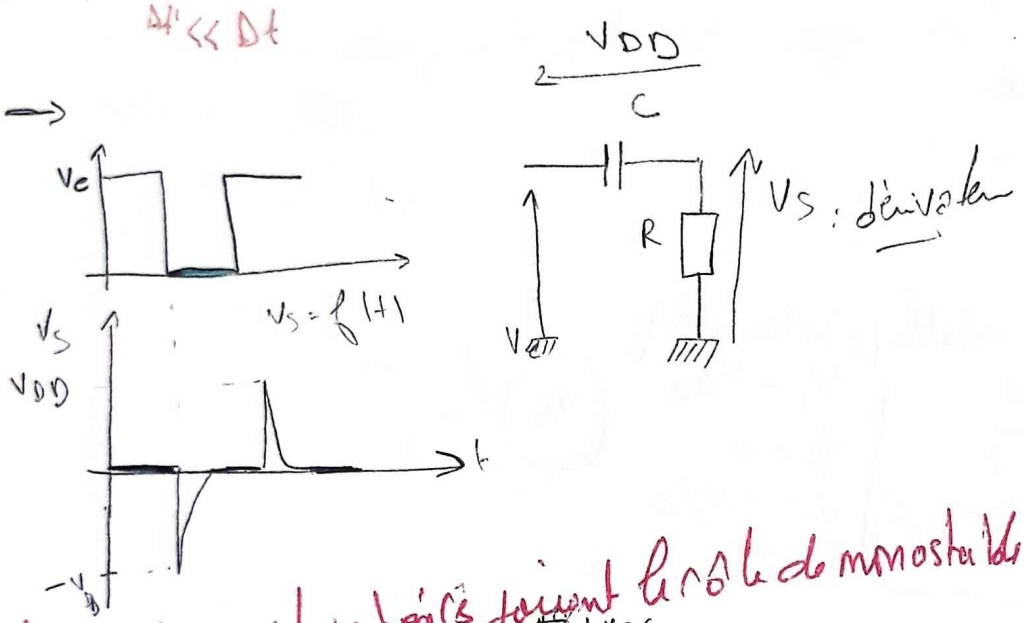


· Dérivateur

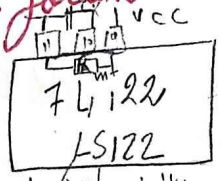
→ tout les niveaux < $\frac{V_{DD}}{2}$ de $V_{A'}$ sont considérés comme état bas.

astable → horloge.





⚠ Des circuits intégrés jouant le rôle de monostable 74122



Rint : donnée du Constructeur ≃ 2 kΩ

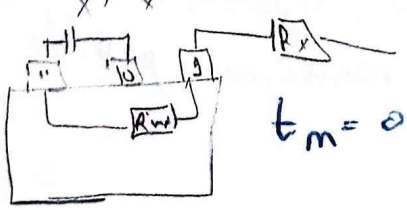
L'utilisateur de Monostable logique Schottky.

a. l'ajout d'un Condensateur externe : C_x (µF).

$t_m = 0{,}7 \; R_{int} \cdot C_x$

→ (ms) ≠ $1{,}4 \; C_x$.

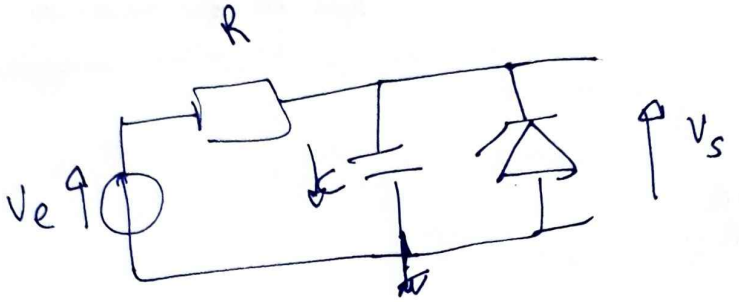
b. Le Condensateur C_x, R_x ~~extérieur~~. Avec R_{int}.

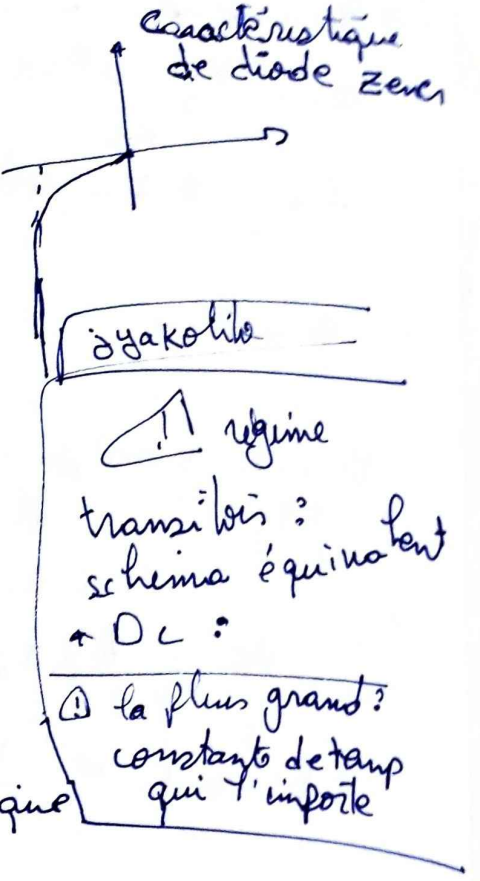


$t_m = 0{,}7 \cdot C_x \cdot (R_{int} + R_x)$

c. Eliminer R_{int}

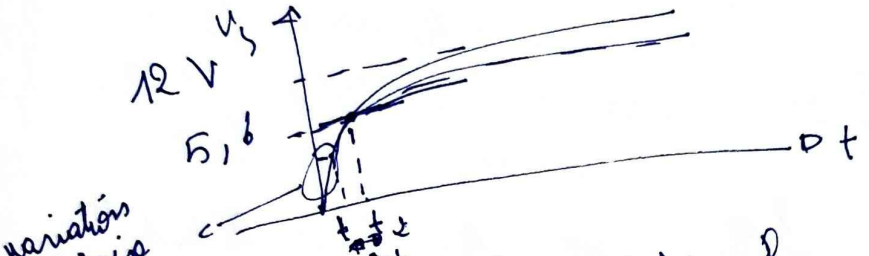
Diode zener : BZX55 V6. ➡ 5,6 V





$V_e < V_{Z0}$

C se charge à travers R avec $\tau = Rc$

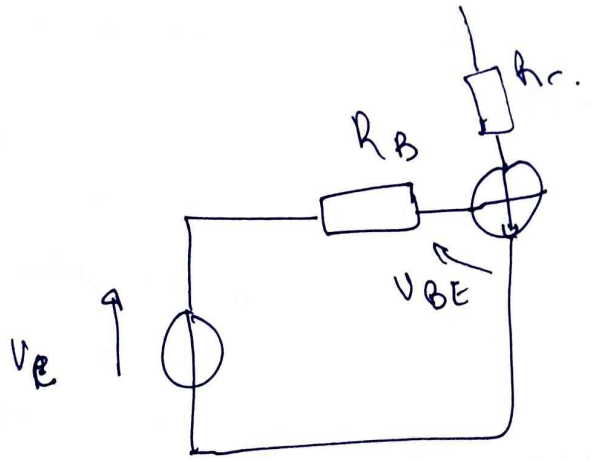


2) $t = \tau \ln\left(\frac{V_F - V_i}{V_F - V}\right)$: formule magique

Ex2 : * voir cours :

- voir correction TD.

Ex3 :

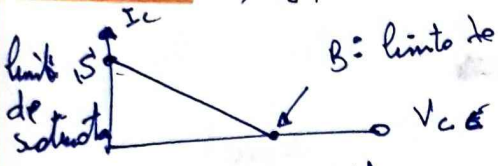


$I_B = \frac{V_e - V_{BE}}{R_B}$

$I_B = 0 \Rightarrow V_{BE} =$

$V_e = V_1 < 0 \Rightarrow I_B = 0 \quad V_{BE} = V_e = V_1$ (trans bloqué)

$V_e = V_2$ (trans passant)



zone linéaire Ic limité par les saturations et les blocages

Le calcul imaginaire

$$I_c = \frac{V_{cc} - V_{CE}}{R_c}$$

$$I_c = I_{c\,limite} = \frac{V_{CE}}{R_c}$$

$I_{B\,limite}$ =

DCS : droite de charge statique
DAS : " d'attaque "

2) $V_e = R_B I_B + V_{BE}$.

$$I_{B\,limite} = \frac{V_{cc}}{\beta R_c} = \frac{20}{100 \times 10^3} = \frac{20}{10^5} = 20.10^{-5} = 2\,mA$$

$$= 2\,10^{-4}\,A$$

$$V_e = 5.10^3 . 2\,10^{-4} + 0,6 = 10^{-1} + 0,6 = 1,6\,V$$

le transistor n'est pas saturé.

2) $V_e = V_{BE} = 0,6$: c'est la limite de blocage

3)

$V_e = 5\,V$ $\quad K = 3$.

$R_B ? \in E_{24}$

$$K = \frac{I_B}{I_{B\,limite}}$$

$V_e = R_B I_B + V_{BE}$.

$I_B = K\, I_{B\,limite} = 3 \times 2.10^{-4} = 6\,10^{-4}\,A$.

$$R_B I_B = \frac{V_e - V_{BE}}{I_B} = \frac{5 - 0,6}{6.10^{-4}} = \frac{4,4}{6}.10^4.$$

$R_B = 7333,3\,\Omega$.

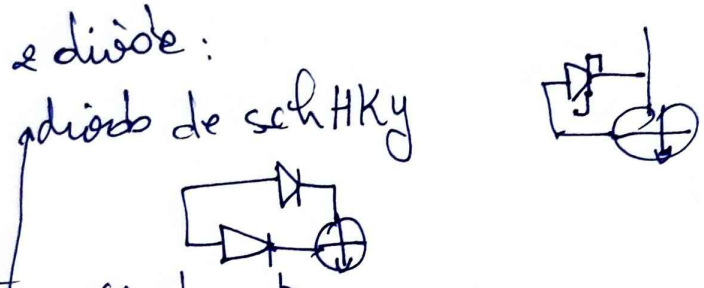
E24 ×10 :

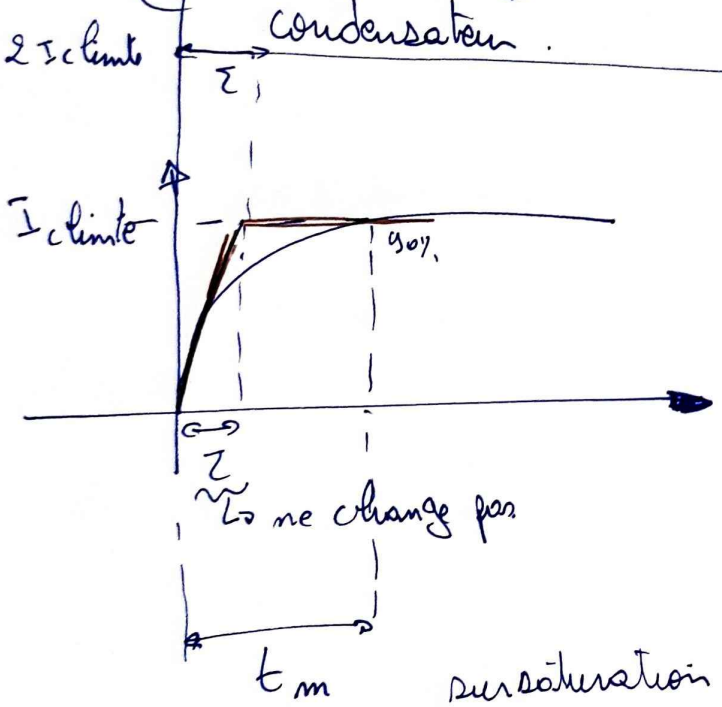
100	110	120	130	150	160	180	200
220	240	270	300	330	360	390	
430	470	510	560	620	680	750	
		820	910				

I_B toujours réel :

I_C imaginaire pur

2 diode : diode de schHKy — n'arrive jamais à 0





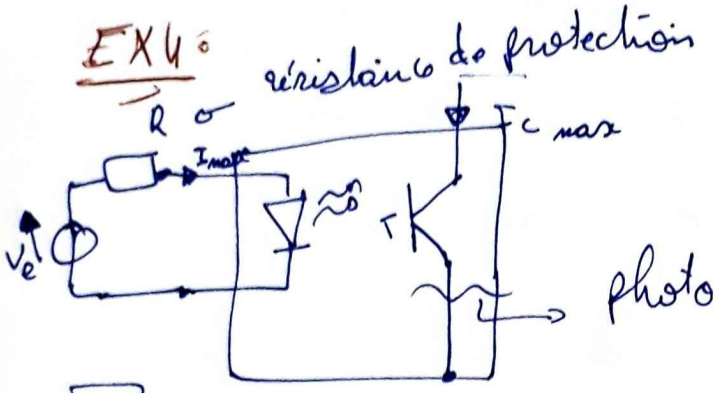
il ya une ~~risque~~ risque : panne de transistor

⇨ ~~cependant~~ on a accéléré la commutation

TTL schottky : TTL Ls

Rq : comparé les caractéristiques de la TTL standard et TTL schottky (LS).

EX4 :



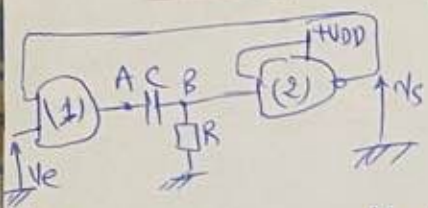


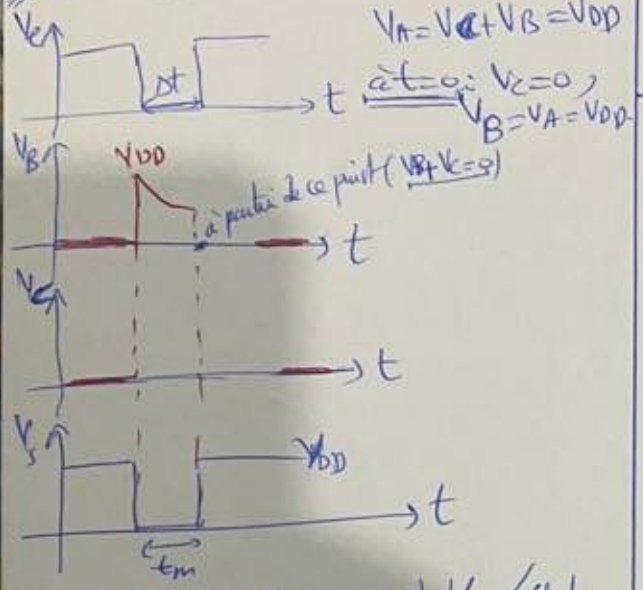
LED ON ; T = saturé

LED OFF ; T : OFF : sortie ouverte

4) porte nand CMOS

* Monostable





$V_A = V_C + V_B = V_{DD}$

à $t=0$: $V_C = 0$, $V_B = V_A = V_{DD}$

t_m = durée du monostable (état monostable)

monost : (avant instable après il est stable)

$$t_m = \tau \log\left(\frac{V_f - V_i}{V_f - V}\right)$$

- $V_i = V_{DD}$ (commencer de)
- $V_f = 0$
- $V = \frac{V_{DD}}{2}$ (lorsqu'on travaille avec le CMOS ($V = \frac{V_{DD}}{2}$), et pour le transistor ($V = 0{,}6$ à $0{,}7$ V))

$\tau = RC$

$$t_m = RC \ln\left(\frac{V_{DD}}{\frac{V_{DD}}{2}}\right)$$

$$\Rightarrow \boxed{t_m = RC \ln(2)}$$

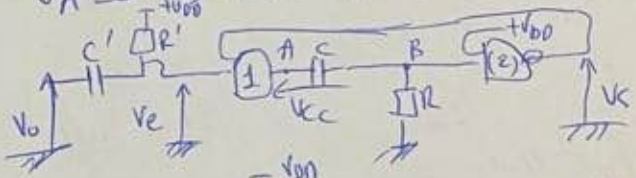
$$\boxed{t_m \simeq 0{,}7\tau}$$

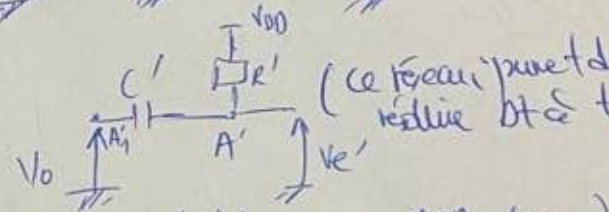
Signal Rampe (dent de scie) → signal triangulaire (intégrateur (courant constant) → inverseur) (état stable (+ = circuit ouvert) (= pas /)

triangle → dérivateur → carré

Sinusoïdal | transition (+ trigonométrie, potentiel de gauche prend chute qui se décharge à travers R') | signe alternatif → tension de = V_i jusqu'à instable = V_f jusqu'à ce que V_{cc} atteint = V | V_{DD} = état stable

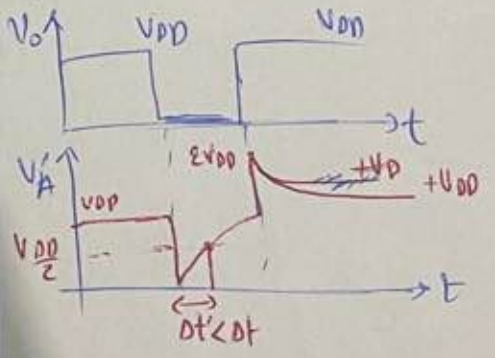
état stable : = état permanent (le condensateur + compris comme un circuit ouvert) ⇒ $V_B = 0$, $V_A \Rightarrow V_E = V_{DD}$, $V_S = V_{DD}$.





(ce réseau permet de réduire Δt à tm)

(état bas = toute tension < $\frac{V_{DD}}{2}$; (VDD))



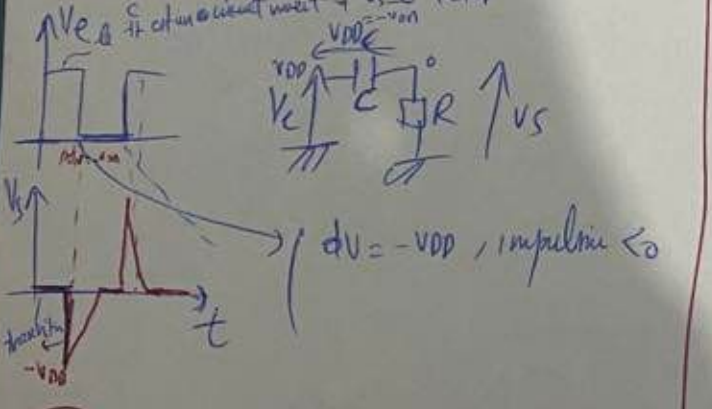
RQ :

Si la durée de l'état instable $t_m > \Delta t$ (durée de l'état bas de Ve) le système se trouve dans une ambiguïté (si $\Delta t > t_m$)

qui se manifeste par
V_s basculer à 1 où V_{DD}, et
V_e reste encore à 0.
V_A qui doit être à 0 il est encore à 1 → Ce n'est pas l'état d'équilibre, pour éviter cette anomalie on insère un circuit (C', R') (dérivateur (↑ ↓) intégrateur (□ = ⊓)) dans le but de réduire la durée de l'état bas de la tension de commande.

(tous les niveaux < $\frac{V_{DD}}{2}$ de V_A sont considérés comme = état bas)

(Il faut que $R'C' << RC$)

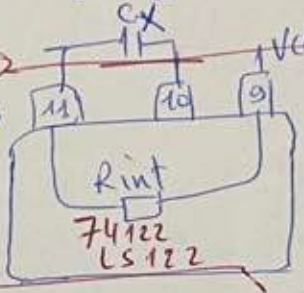


RQ-1, Il existe des circuits intégrés jouant le rôle du monostable comme = 74122.

circuit ouvert $V_S = 0$

(état permanent (le t° se charge après il s'ouvre) transition)

$\mu F: 10^{-6}$
$nF = 10^{-9}$



a) l'utilisation de CX //

Rint = donnée du constructeur

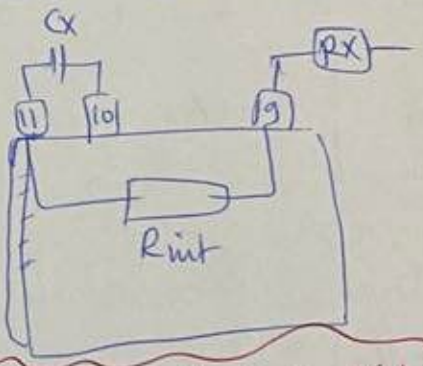
$t_m = 0,7\ R_{int} \times C_X$

$R_{int}(k\Omega) = 2k\Omega$

$C_X(nF)$

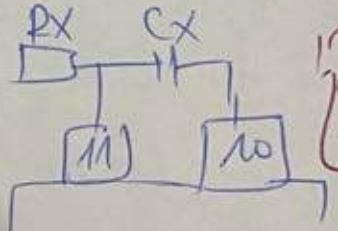
$t_m(ns) \simeq 1,4\ C_X$

b) utilisation de RX, CX avec Rint //



$t_m = 0,7\ (C_X (R_X + R_{int}))$

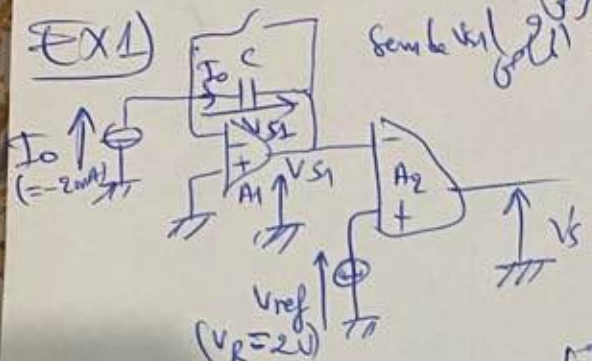
c) Sans Rint //



$t_m \simeq 0,7\ R_X C_X$

Série 4 :

EX1)



A_1 : intégrateur . ($I_0 < 0$)

A_2 : Comparateur .

I_0 : constante négative (donnée)

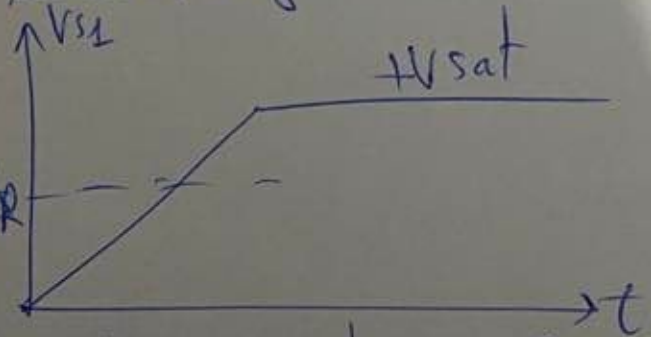
$V_{S1} = -\frac{1}{C}\int I_0 \, dt$ (C est initialement déchargé)

$V_{S1} = -\frac{I_0}{C}t + V_{S1_0}$

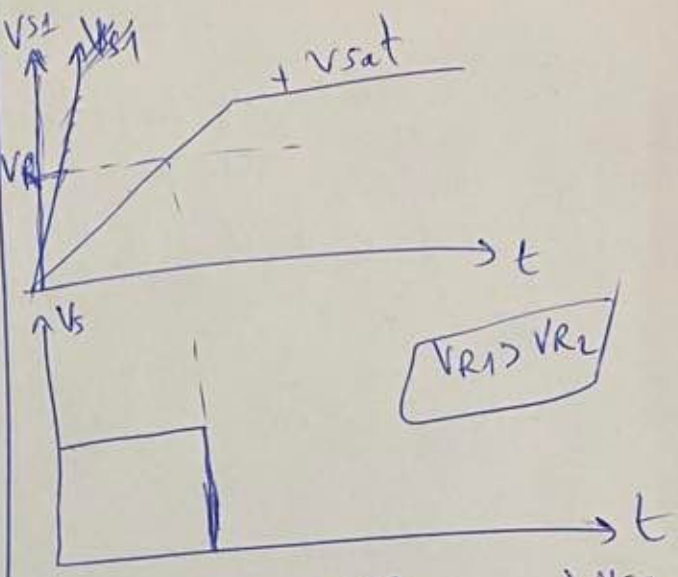
Si le C se charge à circuit ouvert la tension évolue et linéaire

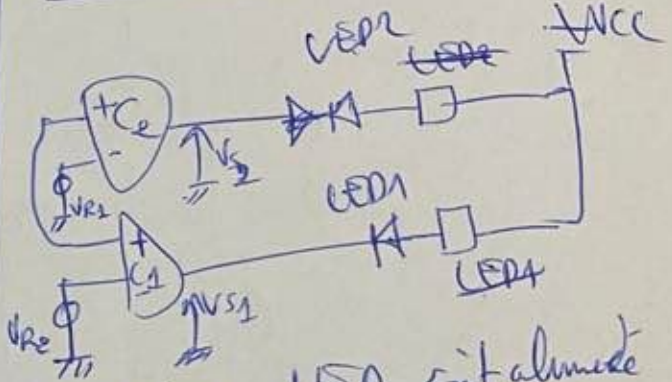
(555) ⇒ le transistor peut faire décharger le condensateur s'il est saturé (porte ≠ 7 et la masse)

Le transistor s'il est saturé, il fait un court-circuit, le condensateur se décharge .



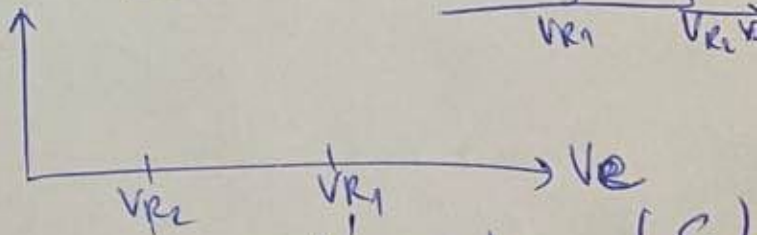
L'amplificateur peut pas délivrer une tension $> V_{sat}$.





Une LED s'allume lorsque $V_A > V_K$ au moins V_{seuil}.

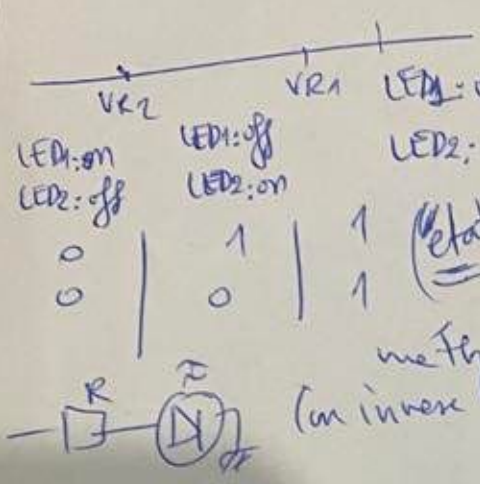
$V_{R1} > V_{R2}$:



(S)

V_{S2}	0	$+V_{sat}$	$+V_{sat}$
V_{S1}	0	0	$+V_{sat}$
LED ~~1~~	~~on~~	~~off~~	~~off~~
LED1	on	off	off
LED2	on	on	off

$+V_{sat} = 1$ /0:9



avantage du NOS (l'impédance est très fort) Pour
(sortie bipolaire et entrée NOS)

IGBT { entrée = NOS, sortie = bipolaire }
Commandé en tension

En faisant varier le rapport cyclique on fait ~~varier~~ varier le courant du transistor.

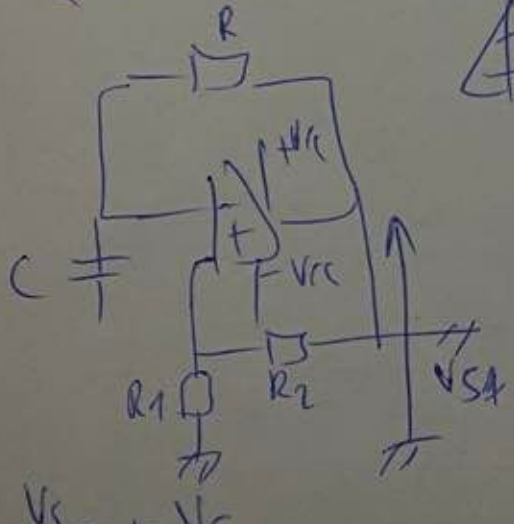
Le montage a la pour de sortie d'entrée = oscillateur c'est un Astable (non linéaire) (on a $+V_{sat}$, $V_S = -V_{sat}$)

Série 3 RQ;

Si on Remplace RC par un RCC?

La vitesse varie en fonction du rapport cyclique α.

Si au tout $V_S = +V_{sat}$
Si C est déchargé ($V_- \to 0$ et $V_S = +V_{sat}$ donc $V_+ = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_{sat}$
$V_+ = +\alpha V_{sat}$
le C se charge à travers R
si on atteint le

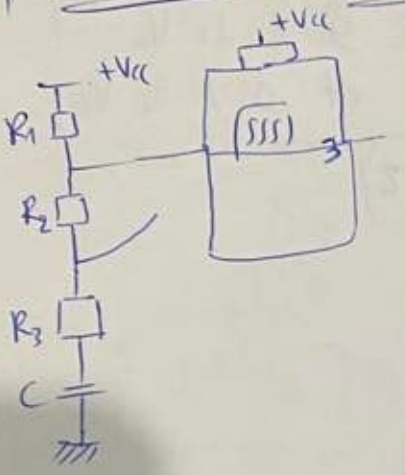


Établir l'expression

$\alpha = 50\%$

trans bloqué : $V_{CE} = 0$ | $\alpha = 50\%$ un signal une durée D.

Circuit intégré "TIMER 555"



$T = 0,7 (R_1 + 2R_2) C$ | $V_F = V_{cc}$; $V = 3/2 V_{cc}$; $V_i = \frac{V_{cc}}{2}$

$\alpha = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2}$ | $2_2 = R_2 C$; $\frac{3}{2} = (R_1 + R_2) C$

Si $R_2 \gg R_1$ alors

$\alpha = \frac{1}{2} = 50\%$

R_1 : pendant la charge $R_1 C$

R_2 : // la décharge $R_2 C$

pour avoir $\alpha = 50\%$, il suffit de choisir $R_2 = R_1$.

- deux diodes de signal pour bloquer V_{min} à $V_{CE} = 0,3V$
- ~~fonction~~

Y pas famille de TTL (TTLS « de schottky)

TTL (transistor transistor logique)

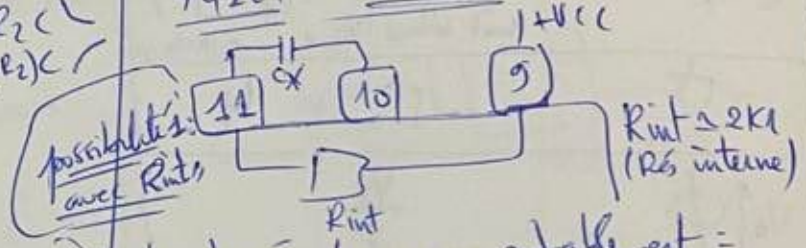
TTL (si)

- Bipolaire (tension de seuil = 0,6V)
- CMOS (si base de si : $\frac{VDD}{2}$ de tension de seuil)

TTLS (comme un ajout composé de 2 DS entre base et collecteur pour bloquer la tension $V_{CE} \geq 0,3V$)

Monostable en circuit intégré

74121 - 74123

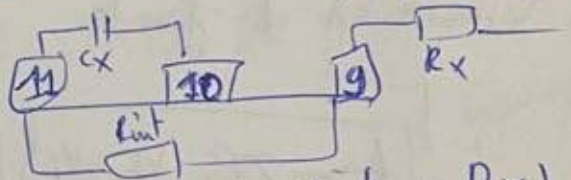


possibilité 1 : avec Rint

la durée du monostable est :

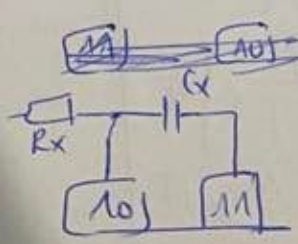
$t_m = 0,7 \times R_{int} \times C_x$

Possibilité 2 : avec C_x, R_x et R_{int} (R_x en série avec R_{int})



$t_m = 0,7 \, C_x (R_{int} + R_x)$

possibilité 3) sans Rint



$t_m = 0,7 . R_x . C_x$

régime permanent (AC ou DC, F.P. amplitude)

Analyse du régime ~~transitoire~~ transitoire par la transformée de Laplace

$f(t) \longmapsto FP$ espace symbolique

espace réel

(Les théorèmes fondamentaux sont applicables)

e^{at} et $\frac{1}{p+a}$

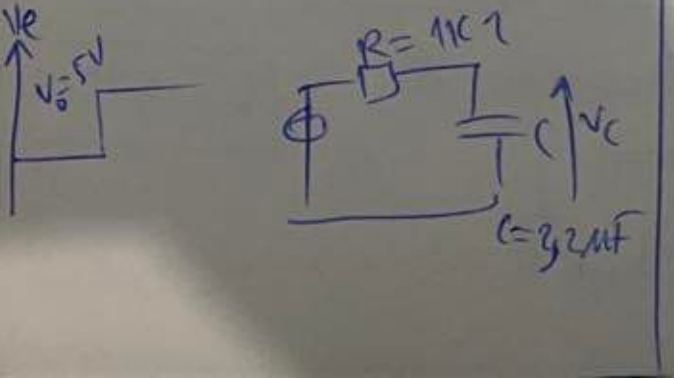
Composante	Transformée
R	R
$C \frac{1}{T}$	$\frac{1}{Cp}$ ou $\frac{1}{Cp}$; $\frac{V_{C0}}{p}$; nul déchargé $V_{C0}=0$; nul chargé
L	Lp
$V_0 \uparrow \phi$	$\frac{V_0}{p}$

Au bout de combien de temps V_C arrive à 90% de V_0. (entre 10% et 90% de V_0).

$t_m = 2,2\tau$

voir début du cours (démonstration de la formule magique)

$$t = \tau \ln \frac{V_F - V_i}{V_F - V}$$



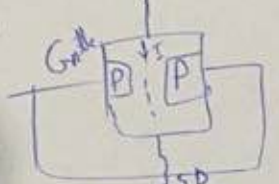
MOSFET et JFET

ICL 8038 } → GBF
XR 2206 } f → 2MHz

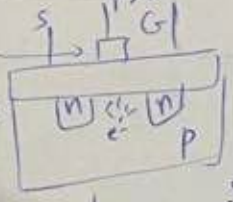
le transistor unijonction

1) Rappel

deux types de transistor à effet de champ



(Mos) métal oxyde SC



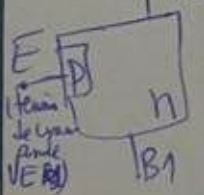
NMOSE (Mosfet canal N enrichissant)

(on applique une tension à Nos pour qu'il conduise (il était off))

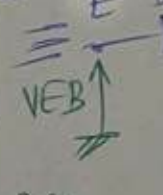
transistor unijonction (TUJ)

(UJT anglais)

1) Composition



(zone de jonction PN)

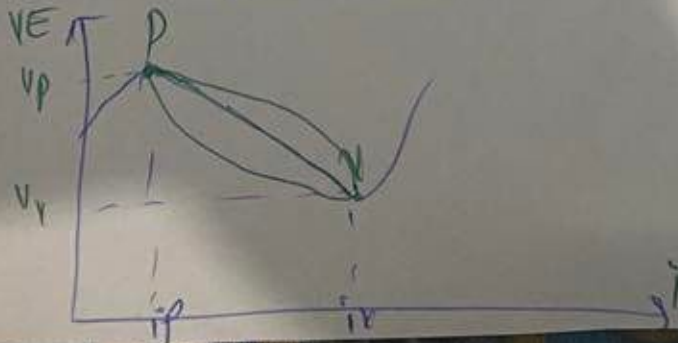


(Cond = de conduction du diode) VEB > VA

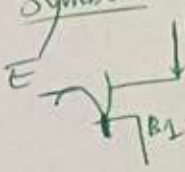
$\eta = \frac{RB1}{RB1+RB2}$ (c'est un coefficient du pont résistif donné par le constructeur)

$VA = \eta E B2$

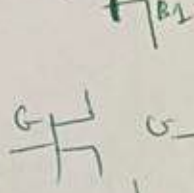
$VEB = VD + VA = VD + \eta EB2$



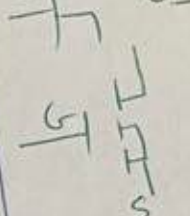
2) Symboles électroniques



(unijonction transistor) (TUJ)



(NJFET)



(NMOSE)

RQ

dans la zone Pv (Pic vallée) on distingue une zone de résistance différentielle négatif c'est dans cette zone que le transistor fonctionne en oscillateur.

Fonctionnement

- le TUJ se comporte un interrupteur qui se ferme lorsqu'il est soumis à une tension croissante dès que celle-ci atteint Vp (si U)
- qui s'ouvre (se bloque) lorsqu'il est soumis à une tension décroissante dès que celle-ci atteint Vv (si U)

interrupteur (astable fonctionnement) le rôle de

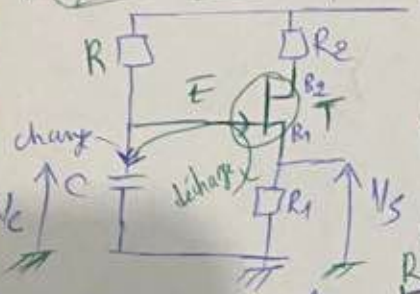
$R_C \gg R_{C_0}$

$R \gg R_1$

Exple d'application :

- oscillateur à TUJ

(Générateur d'impulsion carrée)



(A stable : pas de temps d'entrée)

R_1 très faible

$RC \gg R_1 C$ ($\Rightarrow R \gg R_1$)

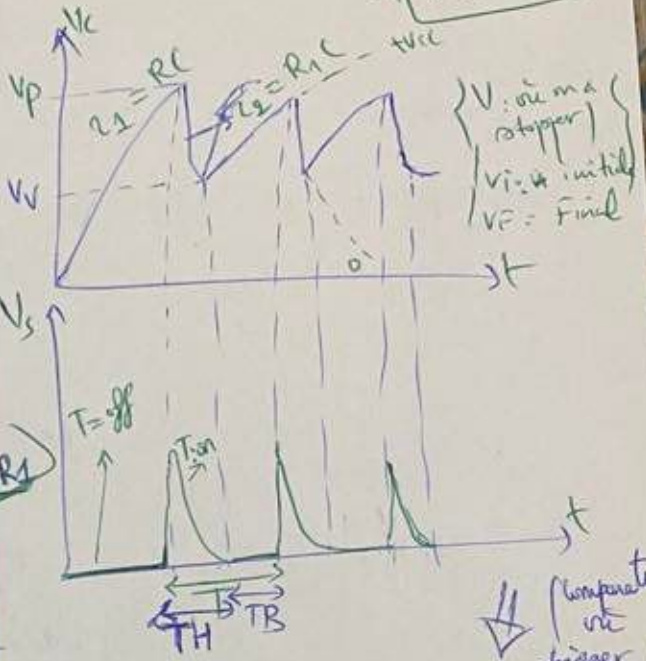
transistor joue le rôle de l'interrupteur (mort et se ferme)

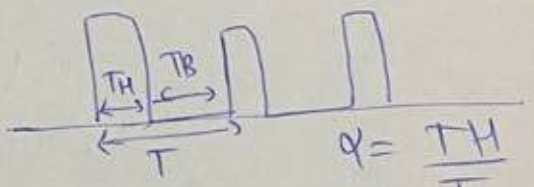
on suppose que C est initialement déchargé (trans bloqué)

circuit ouvert (U↑ dès qu'on arrive à Vp.

En supposant que C est init déchargé ($v_T = 0$; $v_C = 0$) le trans est bloqué, le C se charge à travers R jusqu'à Vp, dès qu'on arrive à Vp le transistor devient passant

- dès qu'on arrive à Vr le trans se bloque et le C se charge de nouveau et un nouveau cycle commence.





$T = T_H + T_B$

$T_H = RC \ln\left(\frac{Vcc - }{Vcc - }\right)$

$T_B = R_f \ln\left(\frac{0 - }{0 - }\right)$