

AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL “IDÉAL” EN MODE “SATURÉ” - corrigé du TP

2. Caractéristique des modes linéaire et “saturé”

- En attente de données fournies par les étudiants...

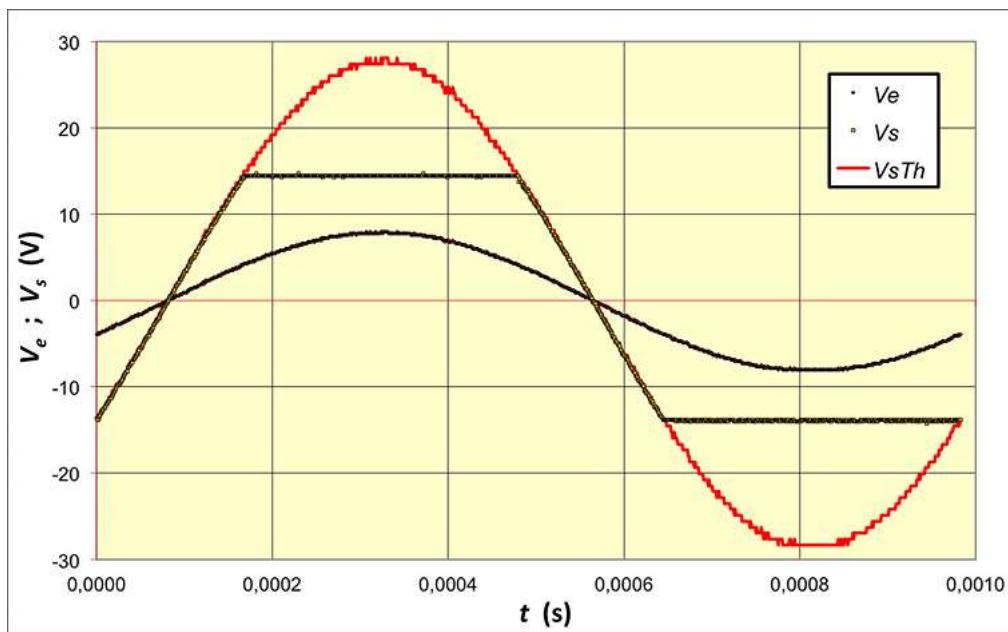
3. Montage “comparateur”

- En attente de données fournies par les étudiants...

4. Montage amplificateur non-inverseur en mode “saturé”

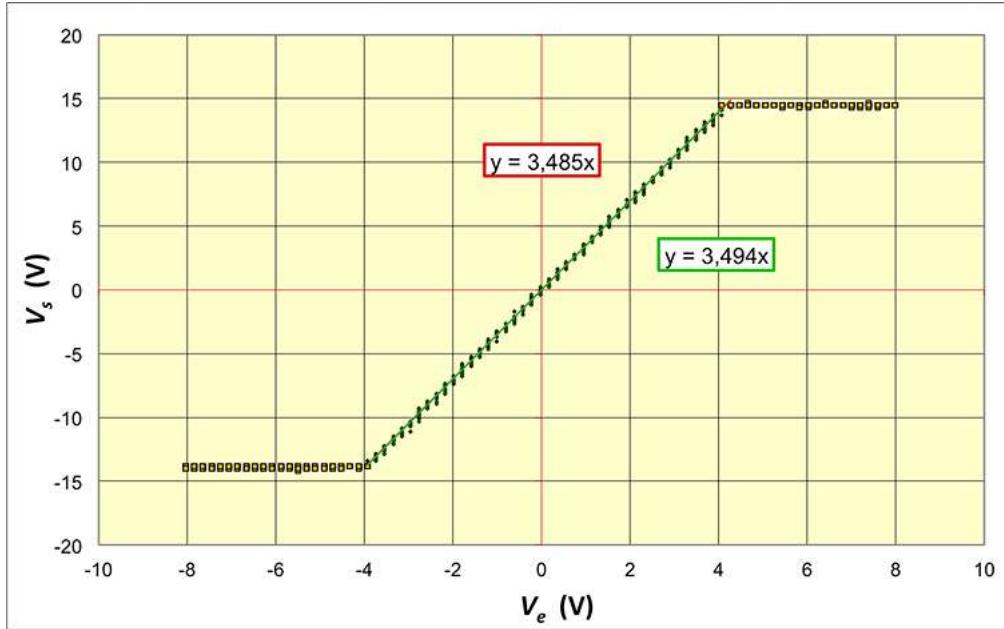
- Le montage est réalisé avec un générateur B.F. réglé sur la fréquence $N = 995,3 \pm 5,2$ Hz (mesurée avec le fréquencemètre incorporé). Les signaux enregistrés sur l'ordinateur donnent alors $N = 1017,6 \pm 5,1$ Hz. L'étude des fichiers informatiques laisse par contre soupçonner que les données ont été mal traduites de kibi (1024) en kilo (1000) ; la fréquence serait ainsi $N = 993,8 \pm 5,0$ Hz tout à fait compatible.
- Les résistances utilisées sont $R_1 = 81,58 \pm 0,43$ k Ω et $R_2 = 32,33 \pm 0,18$ k Ω .
- On peut considérer en mode linéaire : $V_e = V_{e+} = V_{e-}$; or, puisque $I_- = 0$, le branchement en sortie est un pont diviseur de tension : $V_{e-} = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_s$; inversement : $V_s = \frac{R_1+R_2}{R_2} V_e$.

Les mesures montrent un signal V_s correctement décrit par ce modèle, mais seulement dans les limites d'un effet de saturation.



- La représentation en mode “XY” donne la caractéristique complète (incluant la saturation).

La pente de la partie linéaire correspond à un gain $G = 3,49 \pm 0,01$; le modèle proposé est tout à fait compatible : $\frac{R_1+R_2}{R_2} = 3,523 \pm 0,027$.



La saturation est observée pour : $v_s = V_{sat+} = 14,50 \pm 0,27 \text{ V}$; $v_s = V_{sat-} = -13,91 \pm 0,27 \text{ V}$. Ceci est à comparer aux tensions d'alimentation : $A_+ = 15,08 \pm 0,08 \text{ V}$; $A_- = -15,23 \pm 0,08 \text{ V}$. On observe une très légère dissymétrie, mais raisonnablement compatible avec les incertitudes de mesure.

◊ remarque : on constate que la saturation intervient (en valeur absolue) environ 1 V au dessous de la tension d'alimentation ; ceci donne bien l'ordre de grandeur, mais montre une dépendance par rapport aux détails des circuits intégrés des A.O..

5. Montage “comparateur à hystérésis”

5.1. Caractéristique “statique”

- Le montage est réalisé avec un générateur B.F. réglé sur une fréquence plus faible (pour observer les bascules de la saturation) $N = 44,34 \pm 0,25 \text{ Hz}$ (mesurée avec le fréquencemètre incorporé). Les signaux enregistrés sur l'ordinateur donnent $N = 44,13 \pm 0,25 \text{ Hz}$ (après correction de l'échelle de temps).
- Les résistances utilisées sont $R_1 = 33,64 \pm 0,19 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 47,93 \pm 0,26 \text{ k}\Omega$.
- La démonstration théorique précédente pour le mode linéaire est toujours valable puisqu'elle utilise $\varepsilon = 0$ qui n'est pas modifié par la permutation des deux bornes : $V_s = \frac{R_1+R_2}{R_2} V_e$ pour $\frac{R_2}{R_1+R_2} A_- \leq V_e \leq \frac{R_2}{R_1+R_2} A_+$.

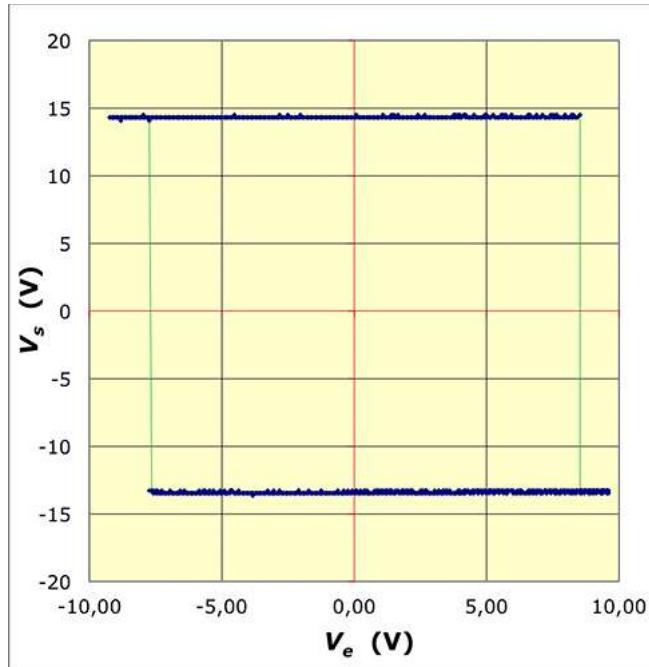
Pour le mode saturé $V_s = A_+$, on doit considérer $\varepsilon \geq 0$ car de même signe ($\mu > 0$). Ceci correspond à : $V_e \leq V_+ = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_s$ donc $V_e \leq \frac{R_2}{R_1+R_2} A_+$.

De même pour $V_s = A_-$, on doit considérer $\varepsilon \leq 0$ car de même signe ($\mu > 0$). Ceci correspond à : $V_e \geq V_+ = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_s$ donc $V_e \geq \frac{R_2}{R_1+R_2} A_-$.

5.2. Caractéristique “dynamique”

- On vérifie expérimentalement, en mode “XY”, que la caractéristique observée est du type indiqué (l'énoncé indique le raisonnement justificatif).

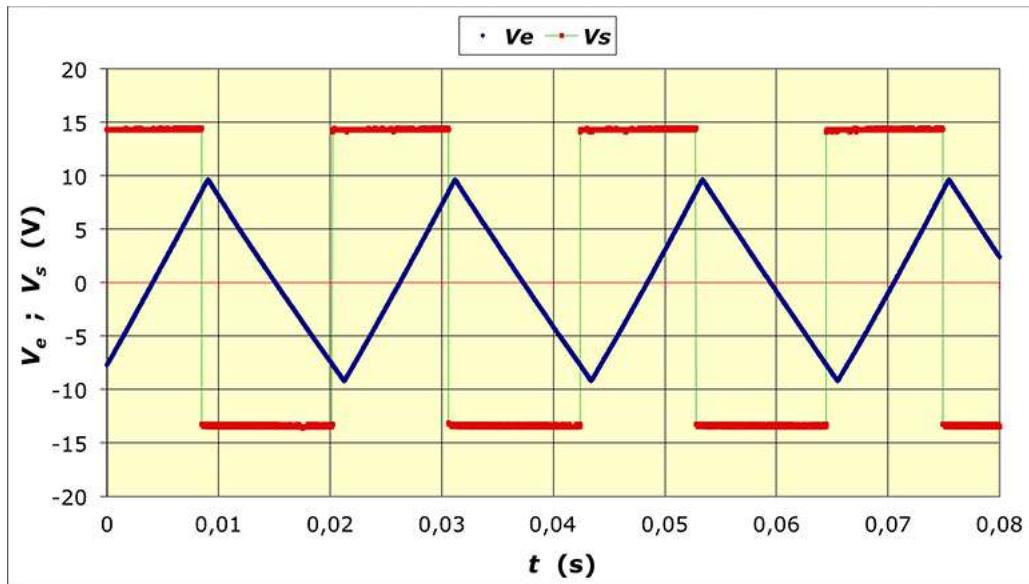
◊ remarque : on choisit ici un signal triangulaire pour répartir plus régulièrement les points mesurés.



- Les tensions d'alimentation sont $A_+ = 14,82 \pm 0,08$ V et $A_- = -14,47 \pm 0,08$ V. La sortie débite un courant $I_s = \frac{V_s}{R_1+R_2} \approx \pm 180 \mu\text{A}$ et la chute de tension dans la résistance de sortie est $\rho I_s \approx \pm 60$ mV avec $\rho \approx 350 \Omega$ (pour de nombreux A.O.).

On constate les saturations pour $V_{sat+} = 14,3 \pm 0,5$ V et $V_{sat-} = -13,4 \pm 0,5$ V. Le décalage par rapport aux tensions d'alimentation est de l'ordre de grandeur de 1 V ; sa cause, non expliquée par la résistance de sortie, est liée de façon non évidente à la structure interne de l'A.O. réel (non idéal).

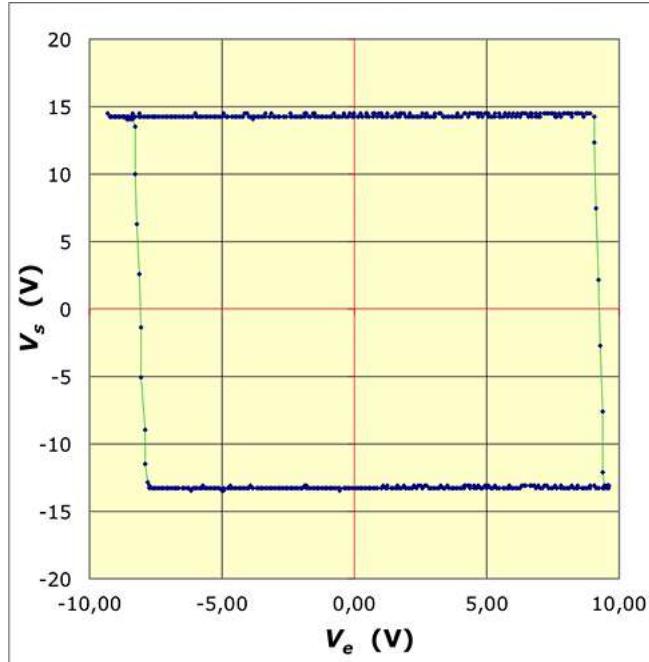
- Les vérifications de l'influence de R_1 et R_2 sur les tensions de "bascule" ont été faites visuellement par les étudiants : ils n'ont pas donné plusieurs séries de mesures correspondantes.
- L'allure des signaux obtenus en mode "A et B" permet aussi d'observer les tensions de "bascule".



- Les tensions de "bascule" sont $V_{bas+} = 8,52 \pm 0,20$ V et $V_{bas-} = -7,69 \pm 0,19$ V. En considérant le gain $G = \frac{R_1+R_2}{R_2} = 1,70 \pm 0,01$ ces valeurs sont compatibles avec $\frac{V_{sat+}}{G} = 8,4 \pm 0,3$ V et $\frac{V_{sat-}}{G} = -7,9 \pm 0,3$ V.

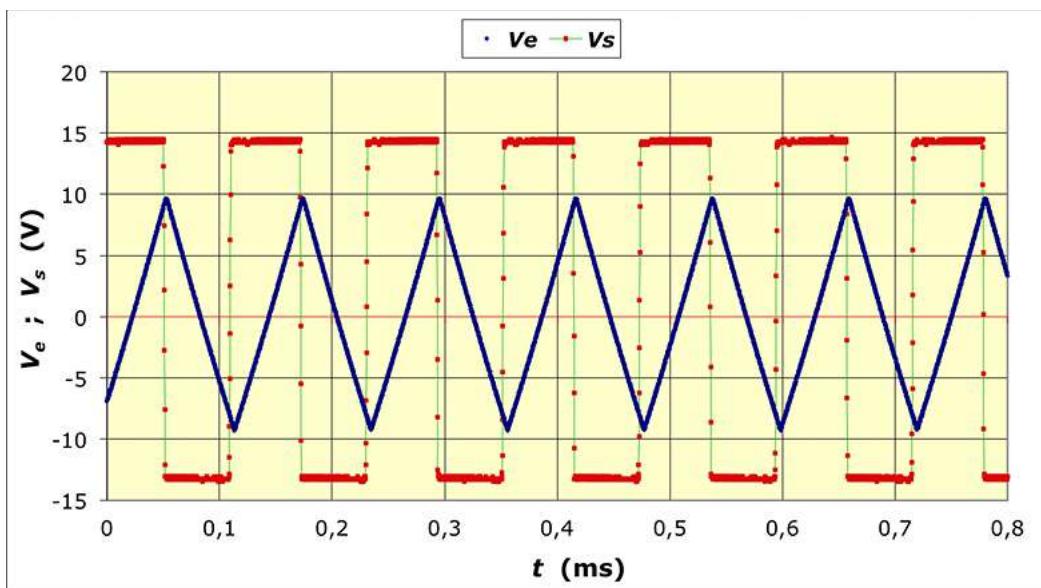
- Les étudiants de ce groupe de TP se sont alors intéressés à tester l'influence de la vitesse de bascule en effectuant des mesures à une fréquence volontairement exagérée $N = 8,24 \pm 0,05$ kHz (mesurée avec le fréquencemètre incorporé). Les signaux enregistrés sur l'ordinateur donnent $N = 8,23 \pm 0,05$ Hz (après correction de l'échelle de temps).

On réussit alors à obtenir quelques points de mesure sur la durée (en proportion plus longue) de la bascule.



On constate les saturations pour $V_{sat+} = 14,3 \pm 0,5$ V et $V_{sat-} = -13,2 \pm 0,5$ V (comparables aux mesures précédentes).

- L'allure des signaux obtenus en mode "A et B" permet aussi d'observer les tensions de "bascule".



- Les tensions de "bascule" sont $V_{bas+} = 8,92 \pm 0,20$ V et $V_{bas-} = -7,72 \pm 0,19$ V. Pour $G = 1,70 \pm 0,01$ ces valeurs ne sont pas incompatibles avec $\frac{V_{sat+}}{G} = 8,4 \pm 0,3$ V et $\frac{V_{sat-}}{G} = -7,8 \pm 0,3$ V.

- Dans ce cas on peut en outre étudier l'évolution lors de la bascule. Pour décrire la transition entre les deux saturations, on peut considérer l'équation qui décrit l'A.O. réel : $\tau \frac{dV_s}{dt} + V_s = \mu \varepsilon$ en mode linéaire puisqu'alors la sortie n'est pas saturée. On suppose ici une bascule de $+A$ à $-A$.

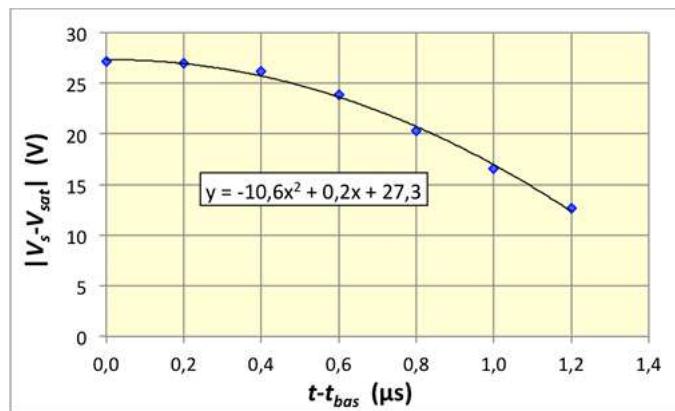
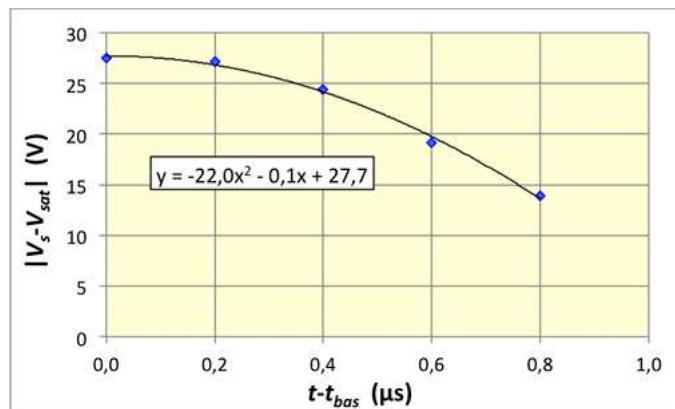
Pour un signal triangulaire, on peut considérer : $V_e = \frac{A}{G} + \alpha t$ avec $\alpha = 4 N V_{emax}$ car V_e continue à varier pendant la bascule. Avec $\varepsilon = \frac{V_s}{G} - V_e$ on obtient : $\tau \frac{dV_s}{dt} + V_s \cdot \left(1 - \frac{\mu}{G}\right) = -\mu \cdot \left(\frac{A}{G} + \alpha t\right)$.

Mais $\mu \gg G$ donc : $\tau \frac{dV_s}{dt} - \frac{\mu}{G} V_s \approx -\mu \cdot \left(\frac{A}{G} + \alpha t\right)$. Avec $\mathcal{T} = \frac{G}{\mu} \tau$ on peut écrire : $\mathcal{T} \frac{dV_s}{dt} - V_s \approx -(A + G \alpha t)$.

Les solutions de l'équation "homogène" sont de la forme : $V_s = \lambda e^{t/\mathcal{T}}$; pour l'équation complète on peut utiliser la méthode de variation de la constante en cherchant : $V_s = \lambda(t) e^{t/\mathcal{T}}$. En reportant dans l'équation, puis en imposant la condition initiale $V_s(0) = A$ on obtient : $V_s \approx A + G \alpha \cdot (t + \mathcal{T} \cdot (1 - e^{t/\mathcal{T}}))$.

- Pour le début de la bascule, on peut considérer : $e^{t/\mathcal{T}} \approx 1 + \frac{t}{\mathcal{T}} + \frac{t^2}{2\mathcal{T}^2}$; $V_s \approx A - G \alpha \frac{t^2}{2\mathcal{T}} = A - \mu \alpha \frac{t^2}{2\tau}$.

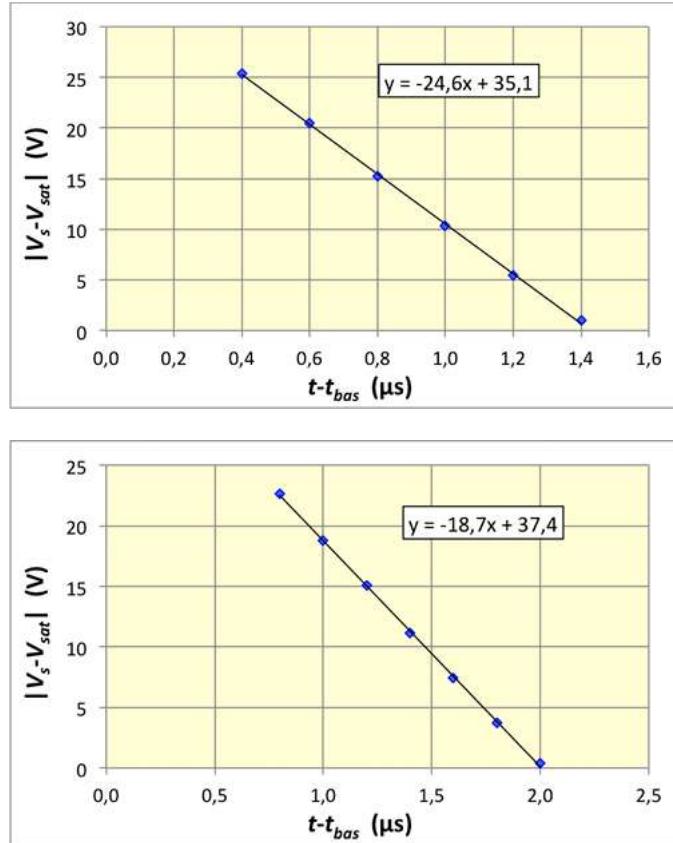
En pratique les courbes ajustées sur les données ont un (petit) terme d'ordre 1 car les bascules ne correspondent jamais exactement aux instants de mesure.



On obtient $\frac{\mu \alpha}{2\tau} \approx 22,8 \pm 3,0 \text{ V.} \mu\text{s}^{-2}$ pour les bascules décroissantes et $\frac{\mu \alpha}{2\tau} \approx 10,6 \pm 1,5 \text{ V.} \mu\text{s}^{-2}$ pour les bascules croissantes ; cela confirme que la structure interne de l'A.O. n'est pas tout à fait symétrique.

Ceci peut être comparé aux valeurs usuelles $\mu \approx 10^6$ et $\tau \approx 0,1 \text{ s}$ avec $\alpha = 4 N V_{emax} \approx 0,35 \text{ V.} \mu\text{s}^{-1}$; on obtient ainsi : $\frac{\mu \alpha}{2\tau} \approx 2 \text{ V.} \mu\text{s}^{-2}$; l'A.O. étudié peut être plus rapide ($\tau \approx 0,01 \text{ s}$; peu d'exemples de valeurs sont cités) mais on ne dispose pas d'informations suffisantes pour conclure précisément.

- Pour la suite de la bascule, la "vitesse de balayage" $\left| \frac{dV_s}{dt} \right|$ augmente et arrive à une valeur de saturation β . Tant que la saturation opposée n'est pas atteinte ($V_s \geq -V_{sat}$) ceci donne : $V_s \approx Cste - \beta \cdot (t - t_{bas})$.



On obtient $\beta \approx 24,5 \pm 0,3 \text{ V} \cdot \mu\text{s}^{-1}$ pour les bascules décroissantes et $\beta \approx 18,7 \pm 0,2 \text{ V} \cdot \mu\text{s}^{-1}$ pour les bascules croissantes (ici encore dissymétrique). Il existe des A.O. plus rapides, mais aussi des plus lents.

◊ remarque : pour observer plus précisément le balayage non saturé il faudrait α plus faible, donc un gain G d'autant plus grand (pour atteindre la limite de bascule), mais il est intéressant d'observer cette saturation.

6. Multivibrateur astable

- En attente de données fournies par les étudiants.
- Pour étudier le modèle théorique, on peut partir du fait qu'on observe expérimentalement une succession de paliers à saturation.

Supposons initialement $V_s = A$; alors $\varepsilon > 0$. Or $V_- < V_+ = \frac{R_2}{R_1+R_2} A$ impose que le condensateur soit peu chargé ; notons V_0 sa tension initiale (on raccordera ensuite quand on repassera par le même état). Ainsi : $V_- = V_0 + \int \frac{A-V_-}{R C} dt$, ou encore : $R C \frac{dV_-}{dt} + V_- = A$, ce qui donne : $V_- = A + (V_0 - A) e^{-t/RC}$.

Ceci aboutit à une bascule pour $A + (V_0 - A) e^{-t_b/RC} = \frac{R_2}{R_1+R_2} A$, c'est-à-dire : $(V_0 - A) e^{-t_b/RC} = -\frac{R_1}{R_1+R_2} A$.

Le raisonnement est ensuite analogue en partant de $V'_0 = \frac{R_2}{R_1+R_2} A$; le condensateur se décharge puis se recharge en sens inverse jusqu'à une autre bascule et ainsi de suite. Ceci nous conduit à considérer qu'en régime permanent on peut partir de $V_0 = -\frac{R_2}{R_1+R_2} A$, donc en reportant : $e^{-t_b/RC} = 1 + 2 \frac{R_2}{R_1}$.

La période correspond à la durée de deux bascules, donc : $T = 2 RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right)$.

◊ remarque : à partir de cet oscillateur en “créneaux”, il suffit d’ajouter un intégrateur pour obtenir un oscillateur en “dents de scie”, puis d’ajouter un second intégrateur pour obtenir un oscillateur en “arcs de paraboles”... qui ressemble à s’y méprendre à un oscillateur sinusoïdal (approximation suffisante pour de nombreux dispositifs).

