

ETUDE D'UNE PUCE ELECTRONIQUE : L'ALI

MATERIEL MIS A DISPOSITION :

- ✓ 1 Oscilloscope 4 voies
- ✓ 1 GBF arbitraire
- ✓ 1 alimentation +15V/-15V
- ✓ 1 plaquette LAB
- ✓ Petits fils courts
- ✓ 2 boîtes de résistance (à décades) précision 1%
- ✓ 1 boîte de capacités (à décades)
- ✓ Composantes libres divers dont : diodes à jonction 1N4007 ; AO TL081, résistances, capacités (notamment 1 μ F)
- ✓ 1 potentiomètre (1k Ω ou 10k Ω)
- ✓ 2 câbles coaxiaux+ prise en « T »+ BNC
- ✓ 1 pont de mesures pour mesurer les résistances, inductances et capacités avec sa notice.
- ✓ 1 multimètre.
- ✓ Interrupteur

PREREQUIS :

- ✓ Amplificateur linéaire (ALI)
- ✓ Montage intégrateur passif, montage intégrateur actif.
- ✓ Étude de signaux périodiques non sinusoïdaux : période, amplitude, valeur efficace, valeur moyenne, rapport cyclique, décomposition en série de Fourier, spectre de Fourier
- ✓ Acquisition de signaux périodiques mais non sinusoïdaux, critère de Shannon.
- ✓ Mesure de déphasage à l'oscilloscope ou à l'aide d'une carte d'acquisition.

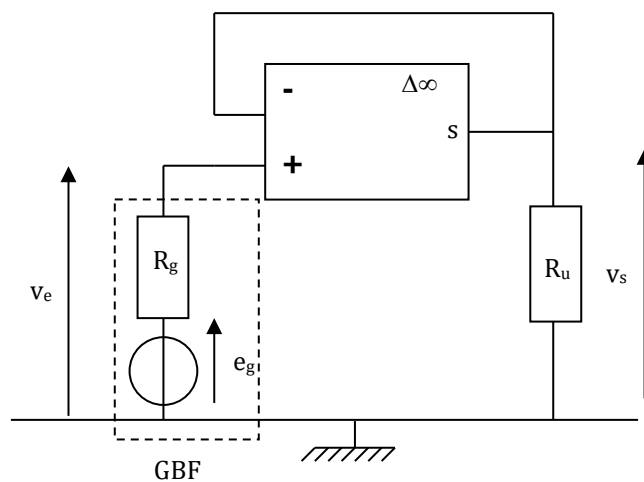
ALI en régime linéaire : Filtres

A FAIRE EN PREPARATION

- ✓ Lire l'intégralité de l'énoncé et travailler sur l'interprétation des résultats attendus.

I. ETUDE DU MONTAGE SUIVEUR.

1. PRESENTATION DU MONTAGE.



Rappels :

- ✓ Ne pas appliquer une tension sur les entrées de l'AO lorsque l'alimentation +15V, -15V n'est pas branchée. Au début du TP brancher l'alimentation, ainsi que la masse, avant d'utiliser le générateur et en fin de TP, supprimer la tension d'entrée avant d'éteindre l'alimentation +15V, -15V.
- ✓ Observer constamment V_s à l'oscilloscope pour vérifier le fonctionnement linéaire. $|V_s| < V_{sat}$

2. FONCTION PRINCIPALE DU MONTAGE.

a. ETUDE THEORIQUE.

- ✓ En considérant l'AO idéal, donner la valeur de V_s en fonction de V_e et les différents paramètres du montage si nécessaire.

b. ETUDE PRATIQUE.

Régler le GBF de manière à obtenir une tension sinusoïdale, fixer e_g (valeur efficace du signal d'entrée) à environ 5V et la fréquence générateur à 500 Hz. Fixer R_u à 10kΩ. Visualiser à l'oscilloscope les tensions d'entrée et de sortie. Faire varier R_u entre 10kΩ et l'infini. Conclusion ?

3. RECHERCHE DES FRONTIERES DU DOMAINE DE LINEARITE.

a. SATURATION DE LA TENSION DE SORTIE ET DU COURANT DE SORTIE

- ✓ Fixer R_u à l'infini et prendre une tension d'entrée sinusoïdale de fréquence 500 Hz. Augmenter e_g , à partir de 5V, et observer la tension de sortie. Conclusion ?
- ✓ Replacer la tension du générateur à 5V et diminuer progressivement la résistance R_u , en partant d'une valeur de 10kΩ et retrouver le phénomène de saturation sur la sortie à partir d'une résistance limite R_o . En réalité

l'amplificateur opérationnel possède une fonction limitatrice du courant de sortie qui ne peut-être supérieur à environ 25mA. Comparer la valeur de R_o mesurée à la valeur de R_o prévue connaissant le courant limite.

b. VITESSE DE BALAYAGE.

- ✓ Reprendre R_u infinie et imposer en entrée une tension sinusoïdale de fréquence 500 Hz et de valeur efficace : $e_g = 5V$. Augmenter progressivement la fréquence du générateur et observer que le signal de sortie se triangularise à partir de quelques dizaines de kHz. Ce phénomène est du à la limitation de la vitesse de balayage pour la tension de sortie. On introduit alors la grandeur : $\sigma = \left(\frac{dv_s(t)}{dt} \right)_{\max}$ appelée vitesse de balayage ou slew-rate.
- ✓ En mesurant la pente du signal triangulaire, évaluer la valeur de σ .
- ✓ Si la tension d'entrée est sinusoïdale : $v_e(t) = e_g \sqrt{2} \cos(\omega t)$, on obtient, dans le domaine de linéarité de l'AO : $v_s(t) = e_g \sqrt{2} \cos(\omega t)$. On en déduit alors la condition pour que le phénomène de slew-rate apparaisse : $\omega \cdot e_g \sqrt{2} \geq \sigma$. On peut donc vérifier que si l'on diminue e_g , ou si l'on diminue ω , la triangulation du signal de sortie disparaît.
- ✓ Recommencer les mesures en prenant une tension d'entrée en créneaux (+5V,-5V).

c. TENSION DE DECALAGE OU OFFSET.

- ✓ Placer la tension d'entrée du générateur à 0 : pour cela, il est nécessaire de débrancher le générateur et de relier l'entrée non inverseuse à la masse.
- ✓ Observer la tension de sortie et vérifier que celle-ci n'est pas nulle. : donner un ordre de grandeur de cette tension de décalage.

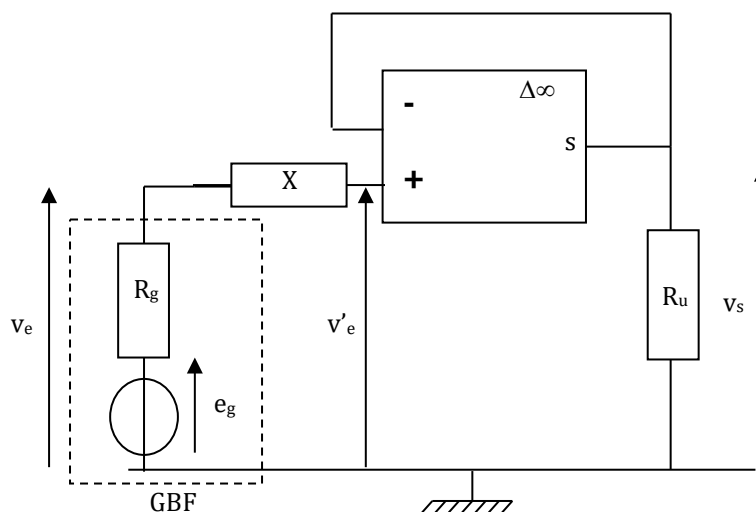
4. MESURES DE PARAMETRES LINEAIRES.

a. REPONSE FREQUENTIELLE.

- ✓ Tracer rapidement le diagramme de Bode (uniquement le gain) du montage et vérifier que l'AO se comporte comme un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure se situe vers 1 MHz.
- ✓ Prendre la précaution de choisir une tension d'entrée suffisamment faible de manière à ne pas être limité en sortie par la vitesse de balayage.

b. MESURE DE LA RESISTANCE D'ENTREE.

- ✓ Effectuer le montage ci-dessous, X étant une résistance variable (boite AOIP), R_u infinie.

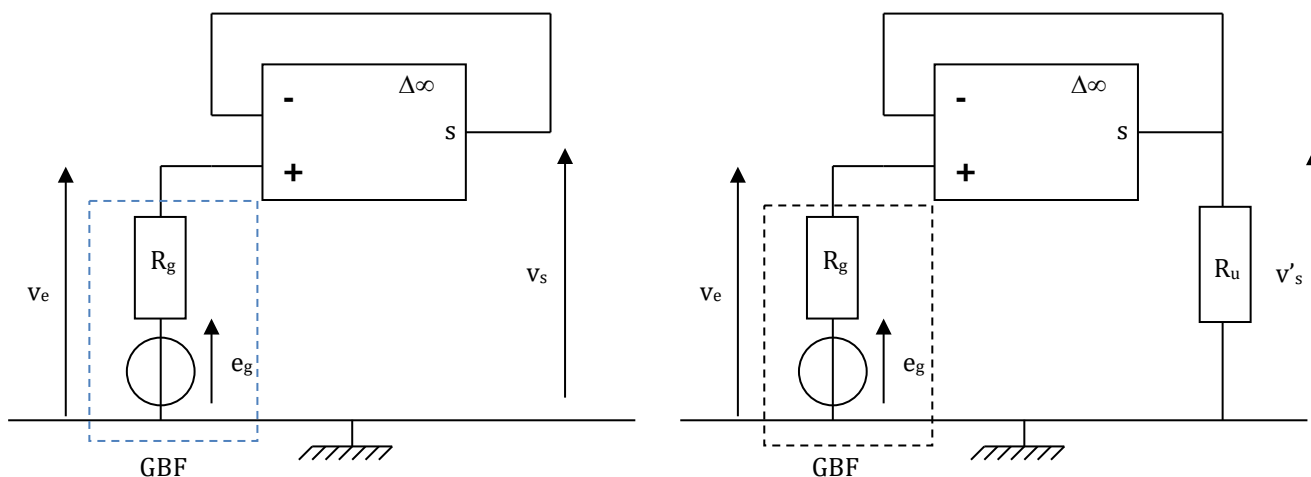


- ✓ On règle celle-ci de manière à obtenir $V'_e = \frac{V_e}{2}$. Montrer que dans ce cas là, on obtient $X = R_{ea}$: résistance correspondant à la résistance d'entrée de l'AO placée en dérivation avec la résistance d'entrée du voltmètre.

Remarque : A fréquence élevée, l'entrée correspond à une résistance en dérivation avec un condensateur et on peut ainsi obtenir un déphasage entre V'_e et V_e .

c. MESURE DE LA RESISTANCE DE SORTIE.

- ✓ Effectuer successivement les deux montages ci-dessous, où R_u est formée de boîtes AOIP ($\times 1$, $\times 10$, 100).



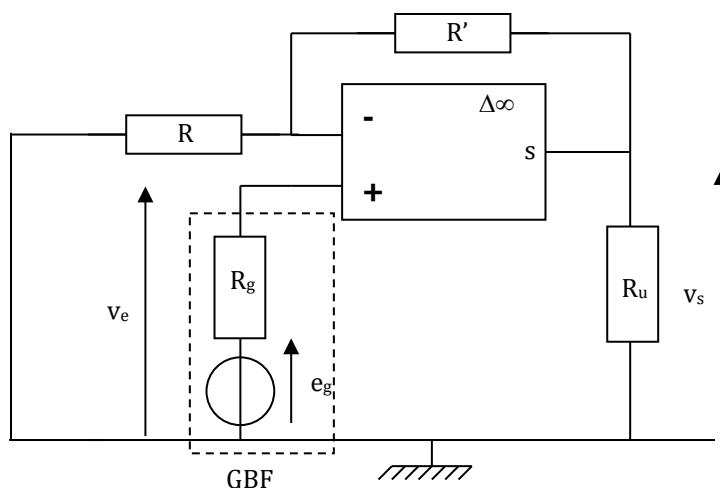
- ✓ Montrer que $\frac{V'_s}{V_s} = \frac{R_u}{R_u + R_s}$ où R_s est la résistance de sortie de l'AO. En déduire un ordre de grandeur de R_s .

d. ETUDE DU CIRCUIT EN REGIMES NON SINUSOÏDAUX.

- ✓ Observer le signal de sortie lorsque le signal d'entrée est en créneaux.
- ✓ Remarquer des oscillations à chaque changement des valeurs de e_g . Ceci est dû au fait que l'AO est un filtre passe-bas, et qu'ainsi les harmoniques hautes du signal sont coupées.

II. MONTAGE NON-INVERSEUR.

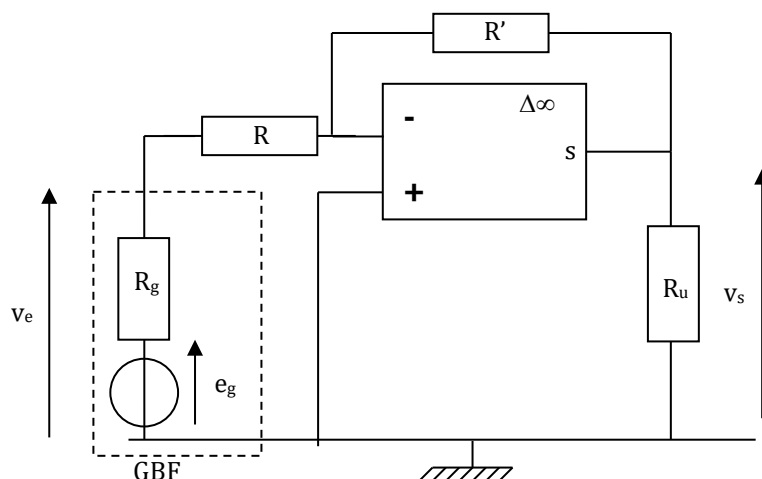
- ✓ Effectuer le montage suivant (R_u infinie) :



- ✓ Vérifier que le gain maximal est $G = \frac{R + R'}{R}$.
- ✓ Tracer le diagramme de Bode du filtre, Interpréter sachant que l'ALI seul se comporte comme un filtre passe-bas du premier ordre.

III. MONTAGE INVERSEUR.

- ✓ Effectuer le montage ci-dessous (R_u infinie) :

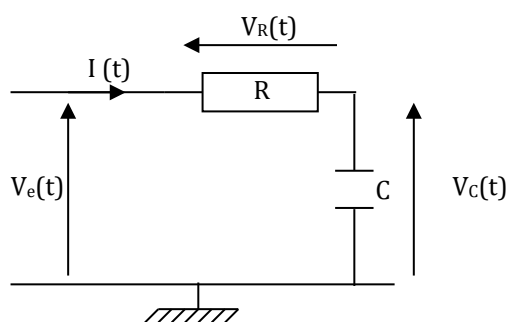


- ✓ Vérifier que le gain maximal est $G = -\frac{R'}{R}$
- ✓ Tracer le diagramme de Bode du gain du filtre sachant que l'ALI seul se comporte comme un filtre passe bas du premier ordre.

IV. PRINCIPE DU MONTAGE INTEGRATEUR

1. PRINCIPE

On considère le montage suivant :



➤ Montrer que lorsque $V_c(t) \ll V_R(t)$ alors :

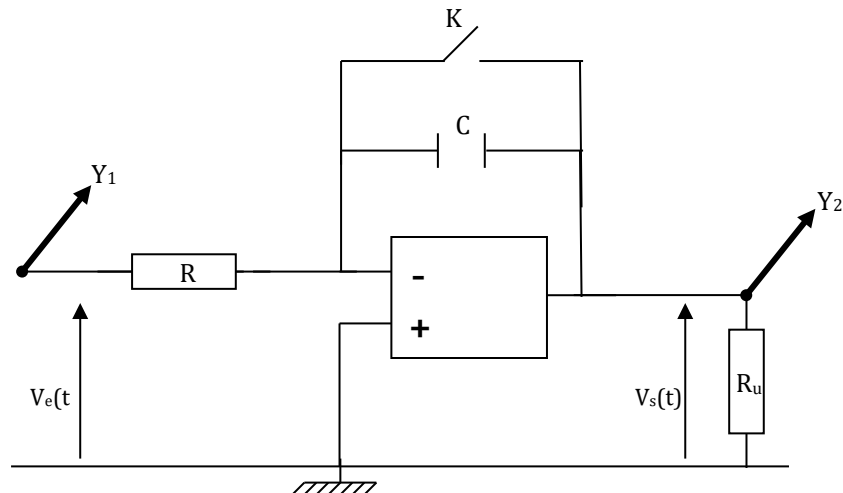
$$V_c(t) = \frac{1}{RC} \int_0^t V_e(t) dt + V_c(0)$$

Ainsi le critère pratique pour réaliser un montage intégrateur sera :

$$RC \gg \text{période du phénomène étudié}$$

2. MONTAGE A UN AO NE FONCTIONNANT PAS...

a. SCHEMA ET PRINCIPE



- ✓ On prendra : R boîte AOIP $\times 10^4 \Omega$, $C = 1 \mu F$ et R_u infinie
- ✓ Montrer que, pour un AO idéal, K étant ouvert :

$$V_s(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_e(t) dt + V_s(0)$$

Remarque : L'interrupteur K permet de réaliser une remise à zéro de $V_s(t)$; si on ouvre K à $t = 0$, alors $V_s(0) = 0$ V et donc $V_s(t)$ est proportionnelle à $\int_0^t V_e(t) dt$.

b. OBSERVATION DE LA FONCTION REALISEE

- ✓ Réaliser le montage ci-dessus où $V_e(t)$ est une tension sinusoïdale fournie par un GBF de la forme : $V_e(t) = E\sqrt{2} \cos(2\pi f t)$ où E est de l'ordre de quelques volts et f est de l'ordre de 500 Hz. *Attention !* On veillera à minimiser la composante continue du signal d'entrée $V_e(t)$.

- ✓ Montrer que :

$$V_s(t) = \left(\frac{-E}{2\pi f RC} \right) \sqrt{2} \sin(2\pi f t) = \left(\frac{E}{2\pi f RC} \right) \sqrt{2} \cos(2\pi f t + \frac{\pi}{2})$$

- ✓ Observer le signal $V_s(t)$ sur la voie Y_2 en position continue (entrée DC). Décharger la capacité C à l'aide de K puis l'ouvrir de nouveau. On observe en général pendant un temps très court le signal $V_s(t)$ qui disparaît ensuite de l'écran. En changeant le calibre de Y_2 , on remarque la saturation de l'AO. En effet, ce circuit intègre également la composante continue, due à la valeur moyenne de $V_e(t)$ non nulle (Offset pas rigoureusement nul) et aux défauts de l'AO ($\varepsilon = V_+ - V_- \neq 0$ et les courants de polarisation i_+ et i_- non nuls), jusqu'à saturation à $\pm V_{sat}$.
 $\Rightarrow$ Faire varier la résistance R de façon à observer en temps réel l'augmentation de la partie continue de V_s : noter la valeur de R choisie.

3. MONTAGE PRATIQUE A UN AO

a. PRINCIPE

On place une résistance R' en parallèle avec la capacité C afin qu'elle se décharge lentement dans R' , ce qui permet d'éviter la saturation de l'AO.

b. CHOIX DE LA RESISTANCE R'

- ✓ Etude qualitative : Si R' est très grande, le condensateur se décharge trop lentement et on atteint la saturation de l'AO. Si R' est trop faible, le système ne fonctionne plus en intégrateur.
- ✓ Etude en régime sinusoïdal :

Montrer qu'en régime sinusoïdal, la fonction de transfert du filtre est :

$$\underline{H} = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R'}{R} \cdot \frac{1}{1 + jR'C\omega} = -\frac{H_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0'}}$$

En déduire que le circuit fonctionne en intégrateur si $\omega \gg \frac{1}{R'C} = \omega_0'$ et que l'on opère alors à une intégration et à un déphasage de π .

c. OBSERVATION DE LA FONCTION REALISEE

- ✓ Ajouter au montage étudié au paragraphe 2 la résistance $R' = 100 \text{ k}\Omega$ (on gardera la valeur de C et on prendra $R =$ et observer $V_s(t)$. Pour une fréquence de 1kHz , vérifier que le montage fonctionne correctement en intégrateur.

Remarque : Si le signal d'entrée comporte une composante continue importante, on peut observer encore la saturation de l'AO ; il faut donc diminuer R' ou mieux diminuer cette composante continue.

- ✓ Changer la forme du signal d'entrée et observer $V_s(t)$:
 - Pour $V_e(t)$ signal créneau $(-E, E)$, montrer que $V_s(t)$ est une fonction en dents de scie de pentes $\pm \frac{E}{RC}$
 - Pour $V_e(t)$ signal triangulaire de pente $\pm at$, montrer que $V_s(t)$ est constitué d'arc de paraboles.

d. ETUDE DU DOMAINE D'UTILISATION EN REGIME SINUSOÏDAL

- ✓ A partir de la fonction de transfert $\underline{H}$ du montage calculée précédemment, faire une étude théorique du gain $G(\omega) = 20 \cdot \log(H)$ du montage
- ✓ Tracer le diagramme de Bode du montage à partir de la mesure de $G(\omega)$.
- ✓ En déduire la valeur de ω_0' , faire un calcul d'incertitude.

L'ALI EN REGIME NON LINEAIRE : LES MULTIVIBRATEURS

Les multivibrateurs astables sont des montages permettant de générer des signaux périodiques mais non sinusoïdaux à partir des tensions des composants électroniques uniquement ($\pm 15V$) Les multivibrateurs analogiques comportent les deux éléments essentiels suivants :

- ✓ Un intégrateur (passif ou actif).
- ✓ Un comparateur à hystérésis.

A FAIRE EN PREPARATION

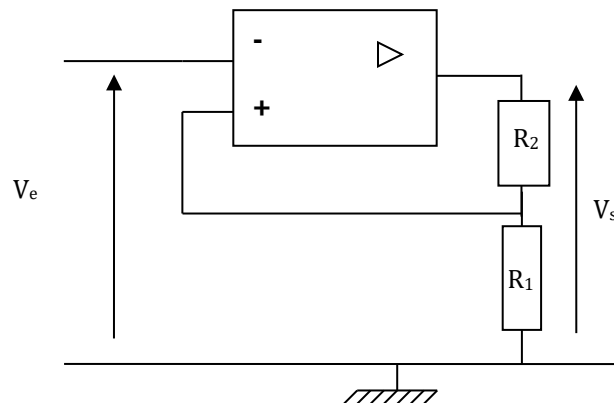
- ✓ Etudier les trois documents et comprendre le fonctionnement des trois multivibrateurs.
- ✓ Choisir des valeurs adéquates pour les différents composants.

ÉNONCE DU TP (2H)

- ✓ Etudier le fonctionnement d'un comparateur à hystérésis en choisissant des valeurs appropriées pour les résistances R_1 et R_2 . Déterminer expérimentalement la valeur de V_o et la comparer à la valeur prévue par la théorie.
- ✓ Propose un protocole pour élaborer un signal créneau de rapport cyclique $\frac{1}{2}$, d'amplitude $5V$ et de fréquence $1kHz$.
- ✓ Proposer un protocole pour élaborer un signal en dent de scie et un signal créneau, de rapport cyclique $\frac{1}{4}$, d'amplitude $5V$ et de fréquence $1kHz$.

DOCUMENT 1 : COMPAREUR A HYSTERESIS.

1. SCHEMA.

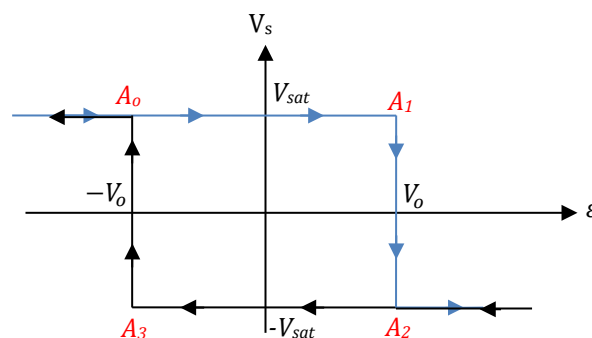


2. FONCTIONNEMENT.

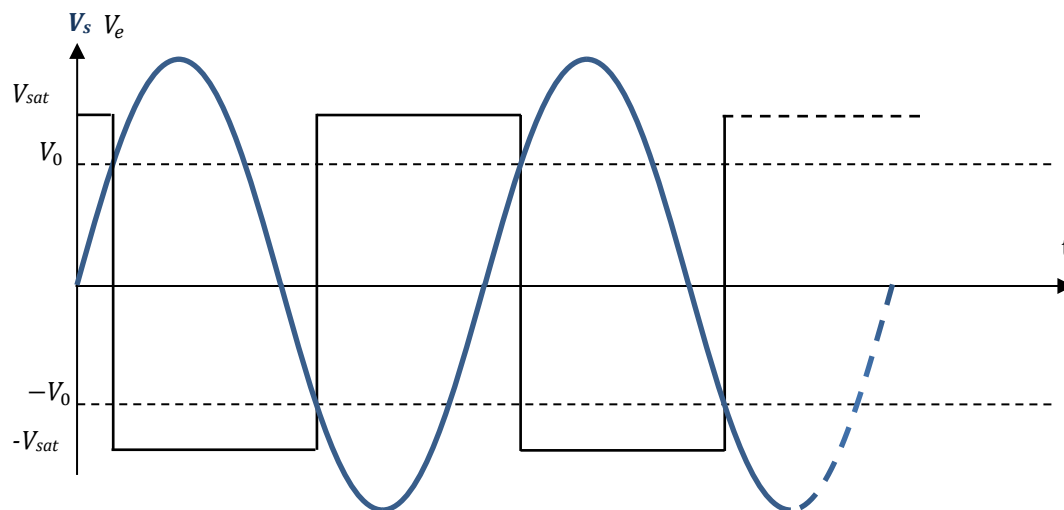
L'A0 fonctionnant en régime non linéaire, on a : $V_s = \pm V_{sat}$ suivant la valeur de $\varepsilon = V_+ - V_-$

Le diviseur de tension en V_+ donne : $V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s = \pm V_0$

- Supposons que $V_s = V_{sat}$ alors $V_+ = V_0$
 $\Rightarrow$ Ceci est vrai tant que $V_+ > V_-$ et donc tant que $V_e < V_0$
 $\Rightarrow$ Si l'on part de l'état $V_s = V_{sat}$ avec $V_e < V_0$ et que l'on augmente V_e alors la tension V_s restera égale à V_{sat} tant que V_e n'aura pas atteint V_0 . Lorsque V_e atteint V_0 (point A_1), V_s passe de V_{sat} à $-V_{sat}$: c'est la commutation (passage de A_1 à A_2).
- Supposons maintenant que $V_s = -V_{sat}$ alors $V_+ = -V_0$
 $\Rightarrow$ Ceci est vrai tant que $V_+ < V_-$ et donc tant que $V_e > -V_0$
 $\Rightarrow$ Si l'on part de l'état $V_s = -V_{sat}$ avec $V_e > -V_0$ et que l'on diminue V_e alors la tension V_s restera égale à $-V_{sat}$ tant que V_e n'aura pas atteint $-V_0$. Lorsque V_e atteint $-V_0$ (point A_3), V_s passe de $-V_{sat}$ à V_{sat} : c'est la commutation (passage de A_3 à A_0).

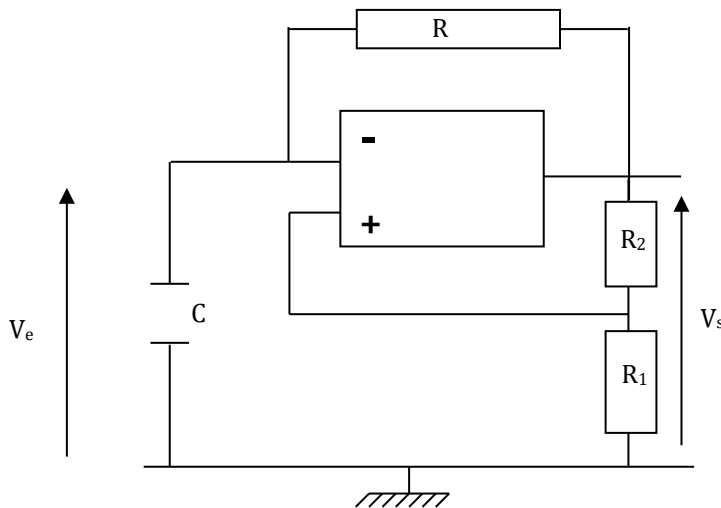


Exemple : dans le cas où $V_e(t) = E \sin \omega t$ on obtient :



DOCUMENT 2 : MULTIVIBRATEUR ASTABLE A 1 ALI

1. MONTAGE.



2. FONCTIONNEMENT.

On repère tout de suite la présence d'un intégrateur (circuit RC) et d'un comparateur à hystérésis dans le montage.

INTEGRATEUR

Le courant d'entrée dans l'ALI idéal étant nul, on a un circuit RC série.

⇒ L'équation différentielle vérifiée par $V_e(t)$ (tension aux bornes du condensateur, variant donc de manière continue) est :

$$\frac{dV_e}{dt} + \frac{1}{\tau} V_e = \frac{1}{\tau} V_s$$

⇒ Lorsque $V_s = +V_{sat}$, le condensateur se charge sous une tension totale $+V_{sat}$ et quand $V_s = -V_{sat}$, le condensateur se décharge sous une tension totale $-V_{sat}$.

COMPARATEUR A HYSTERESIS.

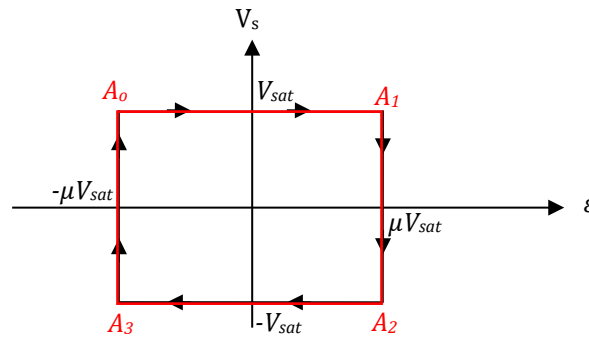
On note $\mu = \frac{V_o}{V_{sat}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

Le montage évoluant de manière périodique, le point de fonctionnement, dans la caractéristique de transfert ($V_s, \varepsilon = V_+ - V_-$) évolue périodiquement entre les points A_0, A_1, A_2, A_3 .

Les commutations ont lieu entre les points $(A_1; A_2)$ et $(A_3; A_0)$

Entre A_0 et A_1 , $V_s = +V_{sat}$, le condensateur se charge et donc la tension $V_- = V_e$ augmente jusqu'à atteindre μV_{sat} , on a alors commutation.

Entre A_2 et A_3 , $V_s = -V_{sat}$, le condensateur se décharge et donc la tension $V_- = V_e$ diminue jusqu'à atteindre $-\mu V_{sat}$, on a alors commutation.



Les temps de réponse des intégrateurs étant identiques, on obtiendra des signaux de rapport cyclique égal à 1/2

FONCTIONNEMENT

Supposons qu'à $t = 0$, le système commute de A_3 vers A_0 (le temps de commutation étant négligeable devant la période, on suppose qu'à $t = 0^-$ le point de fonctionnement est en A_3 et à $t = 0^+$ le point de fonctionnement est en A_0)

$\Rightarrow$ A $t = \frac{T^-}{2}$ le point de fonctionnement est en A_1 ; à $t = \frac{T^+}{2}$ le fonctionnement est en A_2 et à $t = T^-$ le point de fonctionnement est en A_3 .

Notons qu'à $t = 0^-$, on a : $V_s(0^-) = -V_{sat}$ et $V_e(0^-) = -\mu V_{sat}$

Et qu'à $t = \frac{T^-}{2}$, on a : $V_s\left(\frac{T^-}{2}\right) = +V_{sat}$ et $V_e\left(\frac{T^-}{2}\right) = +\mu V_{sat}$

- Évolution pour $t \in \left[0, \frac{T}{2}\right]$

$$V_s = +V_{sat} \text{ et donc : } \frac{dV_e}{dt} + \frac{1}{\tau} V_e = \frac{1}{\tau} V_{sat}$$

$$\text{Sachant que } V_e(0^+) = V_e(0^-) = -\mu V_{sat}, \text{ on en déduit : } V_e(t) = V_{sat} \left(1 - (1 + \mu) \exp -\frac{t}{\tau} \right)$$

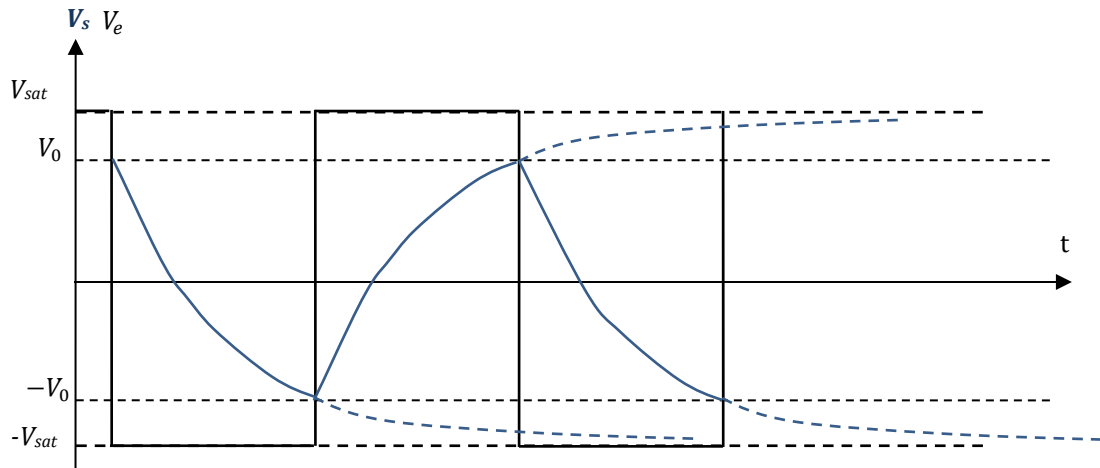
$$\text{Sachant que } V_e\left(\frac{T^-}{2}\right) = +\mu V_{sat}, \text{ on en déduit la relation : } V_e\left(\frac{T^-}{2}\right) = +\mu V_{sat} = V_{sat} \left(1 - (1 + \mu) \exp -\frac{T}{2\tau} \right)$$

- Évolution pour $t \in \left[\frac{T}{2}, T\right]$

$$V_s = -V_{sat} \text{ et donc : } \frac{dV_e}{dt} + \frac{1}{\tau} V_e = -\frac{1}{\tau} V_{sat}$$

$$\text{Sachant que } V_e\left(\frac{T^+}{2}\right) = V_e\left(\frac{T^-}{2}\right) = +\mu V_{sat}, \text{ on en déduit : } V_e(t) = -V_{sat} \left(1 - (1 + \mu) \exp \left(-\frac{t - \frac{T}{2}}{\tau} \right) \right)$$

$$\text{Sachant que } V_e(T^-) = -\mu V_{sat}, \text{ on en déduit la relation : } V_e(T^-) = -\mu V_{sat} = -V_{sat} \left(1 - (1 + \mu) \exp -\frac{T}{2\tau} \right)$$

**PERIODE :**

Les deux résultats ::

$$V_e\left(\frac{T^-}{2}\right) = +\mu V_{sat} = V_{sat} \left(1 - (1 + \mu) \exp -\frac{T}{2\tau}\right)$$

et :

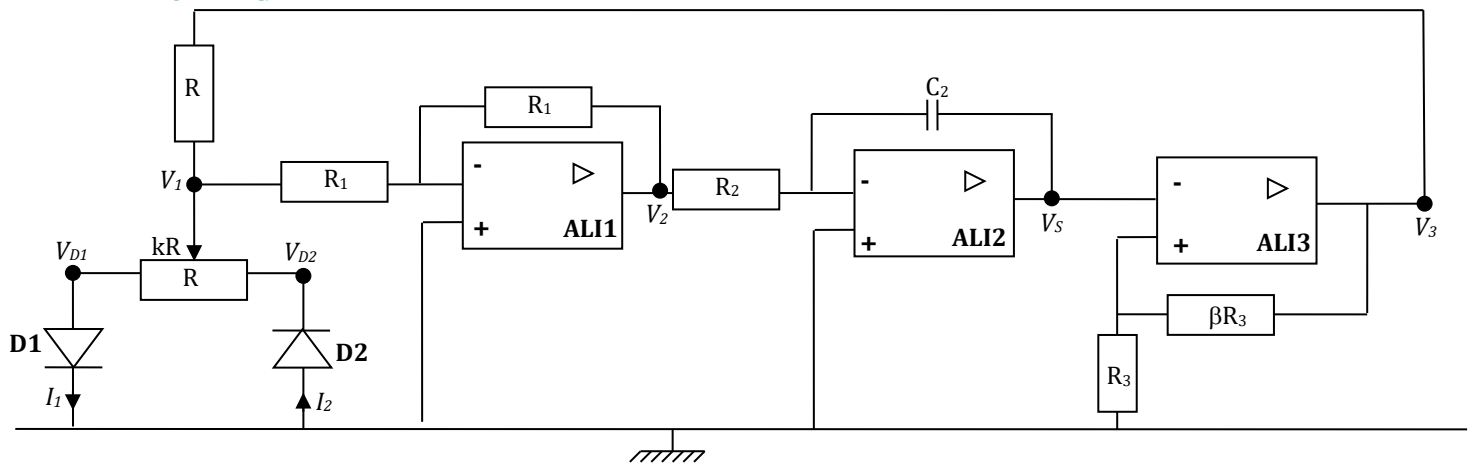
$$V_e(T^-) = -\mu V_{sat} = -V_{sat} \left(1 - (1 + \mu) \exp -\frac{T}{2\tau}\right)$$

correspondent à la même relation permettant de trouver T :

$$T = 2RC \ln \frac{1 + \mu}{1 - \mu}$$

MULTIVIBRATEUR A 3 ALI ET DIODES.

1. MONTAGE.



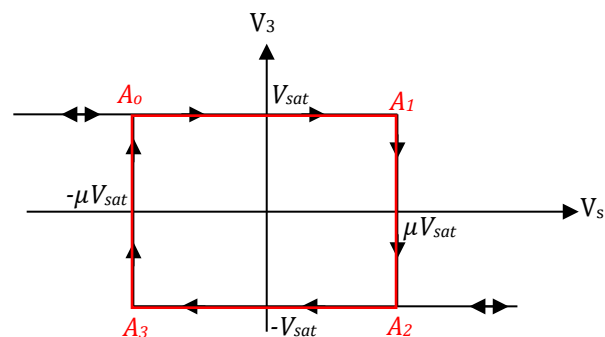
2. FONCTIONNEMENT

FONCTIONNEMENT DES ALI

ALI1 : Montage inverseur $\Rightarrow V_2 = -V_1$

ALI2 : Montage intégrateur $\Rightarrow \frac{dV_s}{dt} = -\frac{V_2}{R_2 C_2}$ soit $V_s(t) = V_s(0^+) - \frac{1}{R_2 C_2} \int_0^t V_2(t) dt$

ALI3 : Comparateur à hystérésis $\Rightarrow V_s = V_{3+} = \frac{V_3}{\beta + 1} = \mu V_3$ où $V_3 = \pm V_{sat}$



MONTAGE A DIODE :

Supposons la diode D_1 passante ($i_1 > 0, V_{D1} = 0$)

$$\Rightarrow V_1 = kRi_1 \text{ avec } i_1 > 0 \text{ et donc } \Rightarrow V_1 > 0$$

Supposons de plus la diode D_2 passante ($i_2 > 0, V_{D2} = 0$)

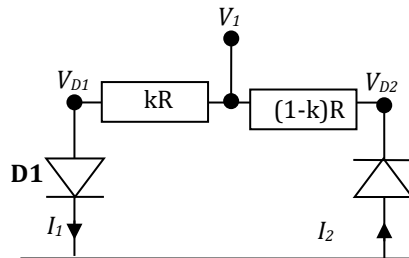
$$\Rightarrow V_1 = - (1-k).R.i_2 \text{ avec } i_2 > 0 \text{ et donc : } \Rightarrow V_1 < 0 !$$

$\Rightarrow$ Incompatible !

Conclusion :

Si $V_1 > 0$ alors D_1 est passante et D_2 est bloquée

Si $V_1 < 0$ alors D_1 est bloquée et D_2 est passante.



ÉVOLUTION DE L'OSCILLATEUR :

Plaçons nous à $t=0^+$ en A_0 (

$$\begin{cases} V_3(0^-) = -V_{sat}; V_3(0^+) = V_{sat} \\ V_s(0^-) = V_s(0^+) = -\mu V_{sat} \\ \left(\frac{dV_s}{dt} \right) > 0 \end{cases}$$

Or $V_1 = -V_2 = R_2 C_2 \underbrace{\frac{dV_s}{dt}}_{>0} > 0 \Rightarrow D_1 \text{ est passante et } D_2 \text{ est bloquée}$

$\Rightarrow$ L'application du théorème de Millman en V_1 donne **(en choisissant $R \ll R_1$, on peut négliger le courant**

passant dans R_1) :
$$V_1 = \frac{\frac{0}{kR} + \frac{V_3}{R}}{\frac{1}{kR} + \frac{1}{R}} = \frac{k}{k+1} V_{sat}$$

D'où :
$$\frac{dV_s}{dt} = \frac{1}{R_2 C_2} V_1 = \frac{1}{R_2 C_2} \cdot \frac{k}{k+1} V_{sat}$$

$$\Rightarrow V_s(t) = \underbrace{V_s(0^+)}_{-\mu V_{sat}} + \underbrace{\frac{1}{R_2 C_2} \cdot \frac{k}{k+1} V_{sat} t}_{k^+}$$

$$\Rightarrow V_s(t) = -\mu V_{sat} + k^+ V_{sat} t$$

$\Rightarrow V_s$ augmente donc jusqu'à μV_{sat} on a alors commutation (A_1)

Calculons le temps t_1 pour lequel on a commutation :

$$V_s(t_1) = -\mu V_{sat} + k^+ \cdot V_{sat} t_1 = \mu V_{sat}$$

$$t_1 = \frac{2\mu}{k^+} = \frac{2(k+1)}{(1+\beta)k} R_2 C_2$$

Après commutation, le point de fonctionnement de l'oscillateur est en A₂.

$$\text{On a alors : } \begin{cases} V_3(t_1^-) = V_{sat}; V_3(t_1^+) = -V_{sat} \\ V_s(t_1^-) = V_s(t_1^+) = \mu V_{sat} \\ \left(\frac{dV_s}{dt} \right) < 0 \end{cases}$$

$$\text{Or } V_1 = -V_2 = R_2 C_2 \underbrace{\frac{dV_s}{dt}}_{<0} < 0 \Rightarrow D_2 \text{ est passante et } D_1 \text{ est bloquée}$$

$\Rightarrow$ L'application du théorème de Millman en V_1 donne **(en sachant que $R \ll R_1$, on peut négliger le courant passant dans R_1)** :

$$V_1 = \frac{\frac{0}{(1-k)R} + \frac{V_3}{R}}{\frac{1}{(1-k)R} + \frac{1}{R}} = -\frac{(1-k)}{(2-k)} V_{sat}$$

$$\text{D'où : } \frac{dV_s}{dt} = \frac{1}{R_2 C_2} V_1 = -\frac{1}{R_2 C_2} \cdot \frac{(1-k)}{(2-k)} V_{sat}$$

$$\Rightarrow V_s(t) = \underbrace{V_s(t_1^+)}_{+\mu V_{sat}} - \underbrace{\frac{1}{R_2 C_2} \cdot \frac{(1-k)}{(2-k)}}_{k^- > 0} V_{sat} (t - t_1)$$

$$\Rightarrow V_s(t) = +\mu V_{sat} - k^- \cdot V_{sat} (t - t_1)$$

$\Rightarrow V_s$ diminue donc jusqu'à $-\mu V_{sat}$ on a alors commutation (A₃)

Calculons le temps t_2 pour lequel on a commutation :

$$V_s(t_2) = \mu V_{sat} - k^- \cdot V_{sat} (t_2 - t_1) = -\mu V_{sat}$$

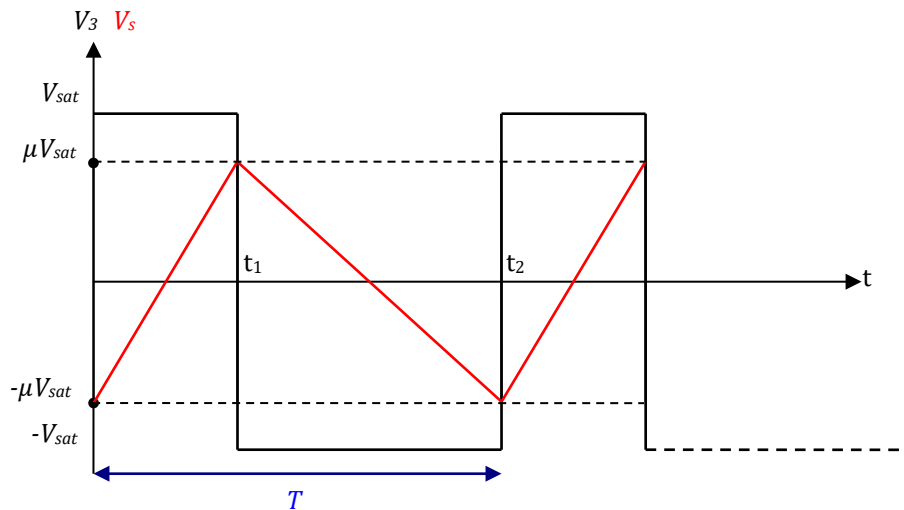
$$t_2 = t_1 + \frac{2\mu}{k^-} = \frac{2(k+1)}{(1+\beta)k} R_2 C_2 + \frac{2(2-k)}{(1+\beta)(1-k)} R_2 C_2$$

Après commutation on est à nouveau en A₀.

PERIODE DES OSCILLATIONS :

$$T = t_2 = \frac{2(k+1)}{(1+\beta)k} R_2 C_2 + \frac{2(2-k)}{(1+\beta)(1-k)} R_2 C_2$$

CHRONOGRAMMES :



Rapport cyclique :

$$\alpha = \frac{t_1}{T_2} = \frac{\frac{2(k+1)}{k}}{\frac{2(k+1)}{k} + \frac{2(2-k)}{(1-k)}} = \frac{(1-k^2)}{(1+2k-2k^2)}$$

(Pour k=1/2, on a α=1/2)