

Chapitre I

TP-cours : MULTIVIBRATEUR ASTABLE.

Joël SORNETTE vous prie de ne pas utiliser son cours à des fins professionnelles ou commerciales sans autorisation.

Ce TP-cours est l'occasion de revoir les caractéristiques essentielles d'un amplificateur opérationnel (AO pour les intimes) ainsi que les montages de base qui les utilisent.

En caractères droits : les explications.

En italique : les expériences à réaliser.

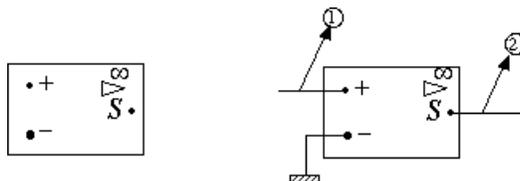
Des blancs vous permettent de noter vos réponses ou remarques.

I-1 L'AO comme comparateur et l'AO idéal

Un AO est une puce à huit pattes dont cinq nous sont utiles :

- deux pour une alimentation symétrique de ± 15 V par rapport à la masse. On convient de ne pas les représenter sur les schémas. Ce n'est pas une raison pour oublier de les brancher.
- une entrée dite non inverseuse. On la note + et V_+ son potentiel.
- une entrée dite inverseuse. On la note - et V_- son potentiel. On note aussi traditionnellement ε la différence $V_+ - V_-$.
- une sortie. On la note S et V_S son potentiel.

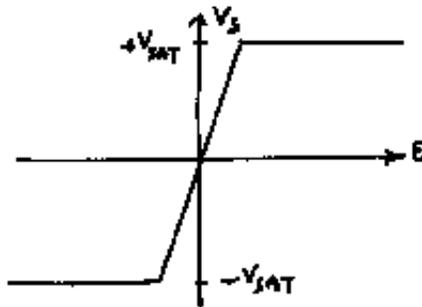
Le schéma en vigueur actuellement est celui-ci (ci-dessous à gauche).



Notez que pour des raisons de lisibilité, on place tantôt l'entrée + en haut, tantôt en bas. Il faut donc faire attention.

Réaliser l'expérience schématisée ci-dessus à droite : entrée – à la masse ; générateur basse fréquence (BF pour les intimes) réglé à 1 V et 100 Hz environ à l'entrée + et sur la voie 1 d'un oscilloscope (oscillo pour les intimes) ; sortie sur la voie 2 de l'oscillo et rien d'autre. Placer l'oscillo en mode XY pour visualiser $V_S = f(\varepsilon)$. Rappelons que pour des raisons de lisibilité du montage, les fils noirs sont réservés exclusivement à la masse. Quelle est votre conclusion expérimentale ? Quel nom donner au montage et quel usage possible ?

La réalité est un poil plus subtile : on a en fait $V_S = \mu\varepsilon$ sous réserve que $|V_S| < V_{sat}$ avec typiquement μ de l'ordre de 10^5 et V_{sat} un peu inférieur à la tension d'alimentation de 15 V. D'où le graphe ci-dessous pour $V_S = f(\varepsilon)$:



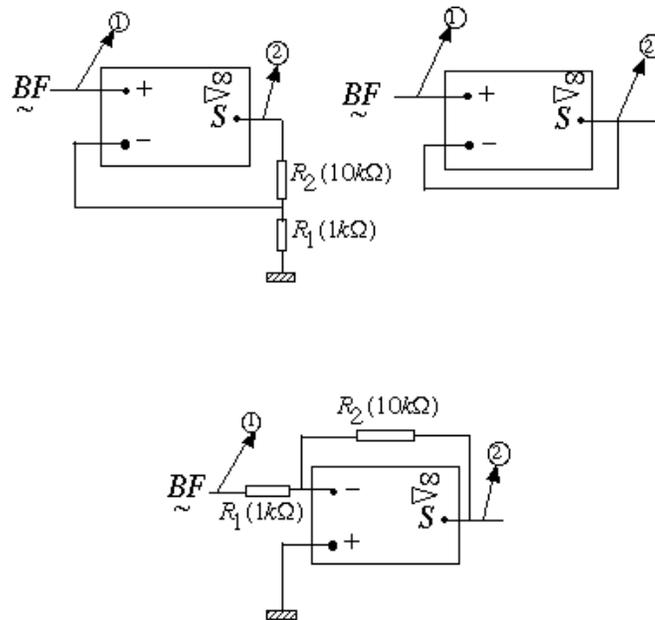
où l'on distingue un régime *linéaire* et deux régimes *saturés*.

Dans le cas du régime linéaire, $|\varepsilon|$ est majoré par $V_{sat}/\mu = 0,15$ mV, c'est parfaitement négligeable ; on convient donc d'idéaliser l'A.O. en prenant, en régime linéaire ε nul et donc μ infini. Attention, ce n'est valable qu'en régime linéaire : quand l'A.O. *sature*, ε est non nul (et du signe de V_S).

Admettons aussi, provisoirement, que les courants qui entrent dans l'A.O. par les bornes + et – sont négligeables (donc l'A.O. a une résistance d'entrée extrêmement grande) et donc nuls dans le modèle de l'A.O. idéal (résistance d'entrée infinie) ; nous reviendrons sur ce point au paragraphe I-4, p. 5.

I-2 Le suiveur, l'amplificateur non inverseur, l'amplificateur inverseur.

En se les partageant entre les différents binômes, réaliser l'un des trois montages avec rétroaction figurés ici, l'oscillo étant en mode bi-courbe. Prévoir grâce au modèle idéal ce qu'on s'attend à observer, nommer les montages et



vérifier expérimentalement. On testera plusieurs fréquences et plusieurs amplitudes pour $V_E(t)$; on mettra en évidence l'influence de la saturation. On ira assez vite.

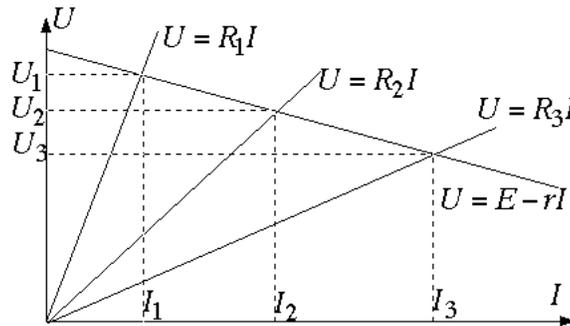
On remarque que le suiveur n'est qu'un cas particulier de l'ampli non-inverseur avec $R_2 = 0$ et $R_1 = \infty$. Il peut sembler absurde de fabriquer un montage tel que $V_S = V_E$; il n'en est rien car en pratique, le générateur (de THÉVENIN) qui sert à réaliser V_E a une résistance de sortie R_G (typiquement 50Ω) qui forme pont diviseur avec la résistance du circuit d'utilisation, donc V_E diffère de la f.e.m. du générateur. L'AO n'a pas cet inconvénient car sa résistance d'entrée est extrêmement grande.

On rappelle qu'en pratique, on idéalise l'AO en supposant cette résistance d'entrée infinie, soit, ce qui revient au même, en supposant nuls les courants entrant par les entrées + et -. Ceci est valable en régime linéaire ou saturé.

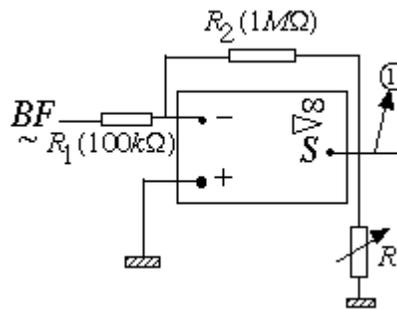
Quel est l'inconvénient majeur du montage amplificateur-inverseur? (Penser résistance d'entrée ou courant consommé)? Comment pourrait-on améliorer les choses?

I-3 Caractéristique en sortie, saturation en courant

Bref rappel : Si un générateur de caractéristique $U = E - rI$ débite dans une résistance de caractéristique $U = RI$, l'intersection des graphes des deux caractéristiques permet de trouver le *point de fonctionnement*, c'est à dire les valeurs de U et de I . Si l'on fait varier la valeur de R , l'ensemble des points d'intersection *du* graphe de $U = E - rI$ et *des* graphes de $U = RI$, relevés expérimentalement, permet de tracer point par point la caractéristique du générateur. C'est cette méthode que nous utiliserons ci-dessous.



A $V_E(t)$ donné l'AO se comporte comme un générateur de fem E_S et de résistance R_S vis à vis de ce qu'on branche en sortie. Notons V_S la tension de sortie et I_S le courant débité par la sortie de l'AO. On veut tracer la caractéristique $V_S = f(I_S)$ de l'AO vu comme générateur. A cet effet, on réalise le montage suivant où l'on a choisi $R_2 = 1\text{ M}\Omega$ de sorte que le courant traversant R_2 soit négligeable :



Réaliser le montage et mesurer l'amplitude de V_S en voie 1, d'où l'on déduira I_S par $I_S = V_S/R$. Sans modifier la tension du B.F., on testera en décroissant $R = 32, 10, 3.2, 1\text{ k}\Omega, 320, 100, 32\ \Omega$ et l'on intercalera des valeurs intermédiaires là où ça semble intéressant de le faire. Conclusion ?

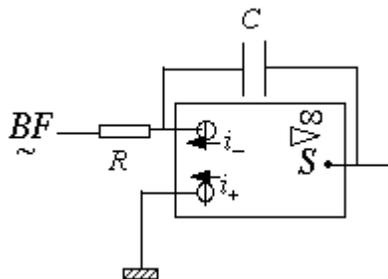
On peut donc considérer que l'AO a une résistance de sortie nulle. L'exis-

tence d'une saturation en intensité I_{sat} (typiquement 5 mA) a été conçue pour jouer un rôle protecteur : la puissance délivrée par l'AO est bornée par le produit $V_{sat} I_{sat}$ (moins de 100 mW). Mais c'est un phénomène à éviter dans la conception d'un circuit ; il suffit pour cela que la sortie de l'AO «voie» une résistance supérieure à V_{sat}/I_{sat} (environ 3 k Ω).

I-4 L'intégrateur, courants de polarisation

Dans le montage amplificateur-inverseur, on remplace R_2 par un condensateur de capacité $C_2 = 100$ nF et on travaille à 1 kHz. Que prévoit le modèle idéal d'AO ? Est-ce ce qu'on observe ? Conclusion ?

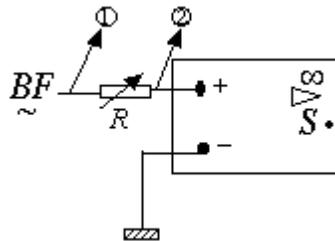
Dans la modélisation, il faut revoir l'affirmation que les entrées ne consomment pas de courant. En fait, elles se comportent comme des générateurs de courant parfaits délivrant vers l'extérieur des courants continus i_+ et i_- à peu près égaux et de l'ordre de 0,5 μ A (la tendance est à la baisse). On arrive à la modélisation suivante, dans le contexte de l'intégrateur.



Calculer $V_S(t)$ dans ce nouveau contexte. Montrer que tôt ou tard, on arrive à saturation. Mieux : estimer le temps au bout duquel on y arrive. On résout ce problème en plaçant une résistance en parallèle avec le condensateur. Expliquer pourquoi. A quelle condition $V_E(t)$ est-il pratiquement intégré (raisonner en terme de filtre) ? Choisir une résistance adaptée, la brancher en parallèle avec

C_2 et vérifier que le montage fonctionne correctement.

Pour mesurer la valeur de i_+ , on peut utiliser le montage ci-dessous avec $R = 10\text{ M}\Omega$ et mesurer $V_1 - V_2$. Le faire. Comment mesurer i_- ? Le faire.



I-5 L'AO comme filtre passe-bas, le produit gain-bande passante

Pour comprendre certains aspects de l'AO, il faut s'intéresser à son régime transitoire. L'étude ne peut être correctement menée qu'en gain fini. On admet le modèle simple suivant qui rend bien compte des faits observables. La tension de sortie $V_S(t)$ est liée à la ddp $\varepsilon(t) = V_+ - V_-$ par l'équation différentielle :

$$\tau \frac{dV_S}{dt} + V_S = \mu \varepsilon$$

où μ est de l'ordre de 10^5 et τ de l'ordre de 10^{-2} s.

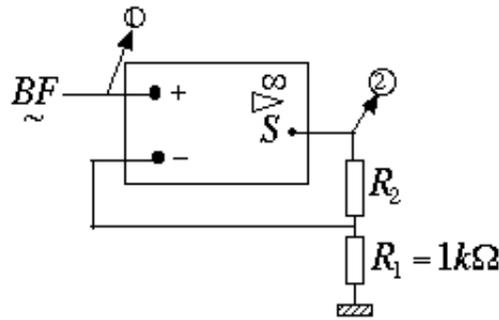
La fonction de transfert «brute» de l'AO est donc :

$$\mathcal{H}(j\omega) = \frac{V_S}{\varepsilon} = \frac{\mu}{1 + j\omega\tau}$$

caractéristique d'un filtre passe-bas de gain μ en basse fréquence et de pulsation de coupure $\omega_{c\text{ao}} = 1/\tau$ de l'ordre de 100 rad/s, soit une fréquence de coupure de l'ordre de 10 Hz. Ça peut paraître très faible, mais ce n'est pas cette fonction de transfert qui importe, c'est celle du montage global qui compte. Reprenons le montage ampli non inverseur ci-dessous :

où $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ et où R_2 vaudra successivement 10, 100 k Ω , 1M Ω pour des gains théoriques de 11, 101, 1001. Notons systématiquement $\alpha = R_1/(R_1 + R_2)$.

Montrer que V_S et V_E sont liés, à une petite approximation près, par l'équation différentielle :



$$\tau \frac{dV_S}{dt} + \mu \alpha V_S = \mu V_E$$

Quelle est la fonction de transfert de cet ampli ? Son gain en basse fréquence ? Sa pulsation de coupure ? Que constate-t-on sur le produit de ces deux grandeurs ?

Vérifier expérimentalement qu'il en est bien ainsi. On se partagera le travail entre plusieurs binômes et l'on se contentera pour chacun des trois gains théoriques de faire des mesures uniquement pour 100 Hz, 1, 10, 100 kHz et 1 MHz plus une mesure intermédiaire autour de la coupure (par exemple, si l'on a repéré la coupure entre 10 et 100 kHz, une mesure vers 30 kHz). Conclusion pratique ? Comment réaliser un ampli de fort gain et de grande fréquence de coupure ?

I-6 Rétroaction sur l'entrée non-inverseuse, comparateur à hystérèse

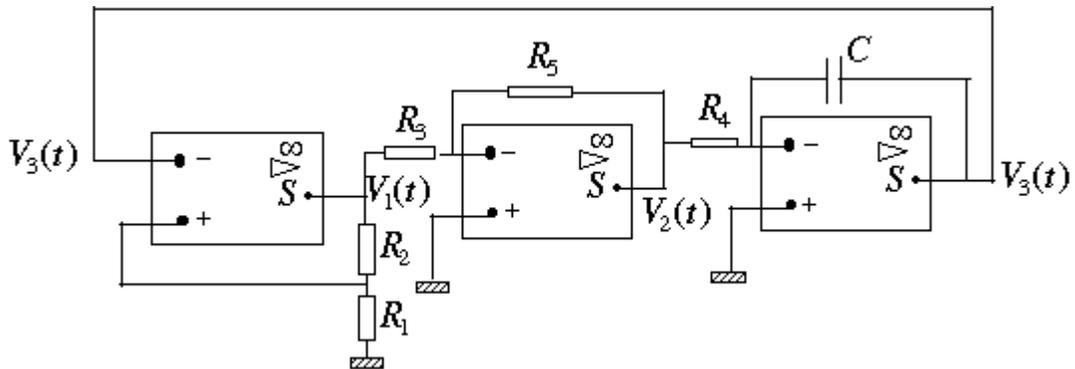
On dit aussi hystérésis.

On reprend le montage précédent avec $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ mais on inverse les entrées + et - Comment est modifiée l'équation différentielle, avec la même légère approximation ? Que peut-on dire du transitoire ? Montrer que l'AO sature en pratique. Imaginons qu'il sature à $+V_{sat}$; pour quelle valeurs de V_E est-ce possible (se souvenir qu'alors ε est positif) ? Même question s'il sature à $-V_{sat}$? Tracer sur un graphe (V_E, V_S) l'ensemble des couples possibles puis imaginer le comportement avec V_E alternatif d'assez grande amplitude ? On appelle hystérèse tout phénomène dont la réponse en alternatif ne soit pas

identique à l'aller et au retour. Vérifier les prévisions par l'expérience.

I-7 Le multivibrateur astable

On considère le montage ci-dessous où l'on a pas dessiné pour la lisibilité la nécessaire résistance de forte valeur en parallèle avec C (cf paragraphe I-4, p. 5) :



Pour sa réalisation pratique, on prendra par exemple $R_1 = R_2 = R_5 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ et $C = 100 \text{ nF}$. On remarquera l'absence de générateur BF et le sens de branchement de l'AO1. On s'intéresse à $V_1(t)$ et $V_3(t)$. Au choix, vous pouvez :

1. essayer de deviner ce qui va se passer et le vérifier expérimentalement
2. observer ce qui se passe puis essayer de comprendre

Après l'étude qualitative passer à l'étude quantitative : trouver théoriquement puis vérifier expérimentalement :

1. l'amplitude du signal carré
2. l'amplitude du signal triangulaire
3. leur période commune

On veut rendre les signaux dissymétriques, proposer un montage avec deux diodes et une résistance supplémentaire puis le tester expérimentalement.

I-8 Filtrage des harmoniques

Revenir au montage initial où les signaux sont symétriques. On désire, grâce à un filtre obtenir à partir d'un des signaux à un signal presque sinusoidal. Quel type de filtre choisir et pourquoi (penser à FOURIER) ? De quel signal partir, du carré ou du triangle ? Réponse intuitive (facile) et justifiée (difficile). En fait le signal à filtrer n'a pas d'harmoniques pairs, pourquoi (limite programme) ? Si ω est la pulsation du signal et ω_c la pulsation de coupure du filtre, on pense à imposer $\omega < \omega_c < 3\omega$, ce n'est pas une bonne idée, pourquoi ? $\omega \approx 10\omega_c$ est optimal, pourquoi ? Concevoir un tel filtre (attention, la capacité du filtre ne doit pas dépasser 10 % de celle du montage, sous peine d'en modifier le comportement), le réaliser, observer le signal obtenu et pleurer de joie, car c'est trop d'émotion.

I-9 Limitation en vitesse de balayage

On reprend le montage ampli non inverseur à gain 10 (11 en fait). Amplifier des signaux carrés de fréquences de plus en plus élevées : 100 Hz, 1, 10, 100 kHz et 1MHz. Quel phénomène constate-t-on à haute fréquence ? Le constructeur annonce une pente maximale (en valeur absolue) de $1V/\mu s$; comparer avec le résultat expérimental.

A quelle condition un signal sinusoidal $V_E(t) = V_{Em} \cos(\omega t)$ n'est-il pas déformé ? Montrer que si le gain dépasse 10 ça ne pose pas de problème (attention, c'est difficile !)

I-10 Tension de décalage

En fait V_S n'est pas fonction linéaire mais affine de ε ; au lieu de noter $V_S = \mu\varepsilon + V_{S0}$, on préfère écrire $V_S = \mu(\varepsilon + v_0)$ où v_0 est appelé *tension de décalage ramenée à l'entrée* et a une valeur absolue maximale de l'ordre du millivolt.

On travaille avec le même montage à gain 10 ou 11. Montrer que $V_S = (V_E/\alpha) + (v_0/\alpha)$ où $\alpha = R_1/(R_1 + R_2)$. Peut-on espérer mettre en évidence le décalage v_0/α ? Si oui, comment? Ce défaut est-il réellement gênant?

Reprendre le calcul en tenant compte du courant de polarisation i_- et montrer que v_0 est remplacé par $v_0 - R_{eq}i_-$ où $R_{eq} = R_1 R_2/(R_1 + R_2) \approx R_1$. Montrer que cela empêche de choisir R_1 trop grand, remarque à rapprocher de la saturation en courant qui empêche de choisir R_2 trop petit. Proposer des valeurs raisonnables pour un gain proche de 10.