

TP3 – L'amplificateur opérationnel

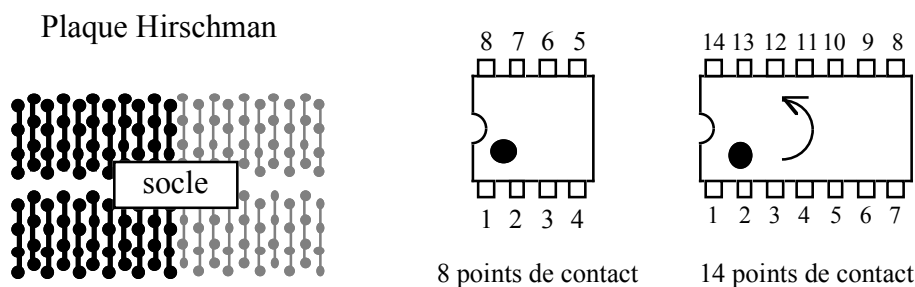
Montages à réaction négative, applications linéaires

INTRODUCTION

Circuit intégré

L'incompatibilité dimensionnelle entre la structure de la plaque Hirschman et le brochage d'un circuit intégré empêche son "enfichage" sur la plaque et nécessite le recours à un socle assurant la conversion des distances entre les points de raccordement de la plaque et les points de contact du circuit intégré. Le socle symétriquement enfiché entre 2 lignes horizontales élimine tout risque de court-circuit entre les points de contact en regard.

Circuits intégrés



Quel que soit le nombre de broches d'un circuit intégré, la numérotation est repérée par l'encoche ou le point gravé sur la surface supérieure et suit le sens inverse des aiguilles d'une montre.

Le retrait d'un circuit intégré du socle évitera les mouvements brusques risquant de tordre les "pattes". La tige du tournevis mêlé au petit matériel, glissée entre le socle et le composant, servira de levier et séparera progressivement le circuit de son socle. La pince, également mêlée au petit matériel, servira à retirer les circuits endommagés présentant souvent un risque non nul de brûlure.

Sauf conditions spéciales d'utilisation, le circuit intégré est généralement alimenté entre 0 et 5 ou +15 V ou entre +15 et -15 V, des tensions fournies par la source stabilisée HMP2030 à disposition sur chacune des tables, le **zéro volt** de laquelle sert de **référence absolue**. Dans le doute, la nécessité de connecter cette masse sera démontrée par sa proposition inverse qui, dès lors, laissera voir des signaux flottants!

1. Amplificateur opérationnel

Bien que considéré comme une boîte noire dont on connaît les caractéristiques aux accès, l'amplificateur opérationnel ne peut être utilisé sans les précautions d'usage liées à sa structure interne basée sur les propriétés du transistor et, comme telle, limitée en puissance et en courant. On consultera donc les données techniques fournies par le fabricant, celles-ci précisant les valeurs maximales et minimales des courants et tensions assurant son bon fonctionnement.

Ses performances proches de celles de l'**amplificateur opérationnel idéal** où $Z_{in} = \infty$, $Z_{out} = 0$ et $A = \infty$ ont leurs exigences, l'environnement résistif de l'amplificateur contre-réactionné doit s'inscrire dans les limites définies par les courants évoqués ci-dessus, au risque, dans le cas contraire, de violer son idéalité. Celle-ci supposant que le courant d'entrée dans l'amplificateur i_0 est négligeable, on doit prendre des résistances dont les valeurs appartiennent à la gamme [1 kΩ ; 100 kΩ]; au-delà de 100 kΩ, le courant qui traverse les résistances rentre en concurrence avec i_0 et le gain ne peut plus être considéré comme infini.

Que l'amplificateur fonctionne en boucle ouverte ou en boucle fermée, avec son gain propre A ou le gain fini de la chaîne de réaction, le **signal de sortie est toujours compris entre $-V_{CC}$ et $+V_{CC}$** .

2. Montages linéaires stables (à réaction négative)

Dans quelque configuration que ce soit, le gain d'un amplificateur opérationnel en contre-réaction est défini par les résistances qui entourent l'AO et séparent v_s de v_e . Dans la pratique, une valeur de gain préalablement imposée par le cahier des charges du circuit à réaliser dicte à l'inverse le choix des composants devant encadrer l'AO. Mais, à cause des valeurs normalisées des résistances, il n'est pas toujours possible d'atteindre cette valeur de gain sans recourir à des mises en série ou parallèle. On se le permettra pour autant que l'association choisie n'implique pas plus de 2 résistances, les tolérances s'ajoutant et ne pouvant que réduire la précision recherchée sur le gain. Dans tous les cas, on recalculera la valeur du gain avec les valeurs nominales des éléments.

La vérification de la valeur du gain, qui passe par le rapport v_s/v_e , sera toujours précédée de la condition

$$v_e < \frac{|V_{sat}|_{min}}{A_v} \quad (\text{on remarquera souvent que } |-V_{sat}| \neq |+V_{sat}|)$$

Cette condition satisfaite, on constatera qu'une diminution de l'amplitude de v_e permet de repousser la limite supérieure des fréquences des signaux alternatifs que l'AO est capable d'amplifier sans distorsion. Ceci est dû à la vitesse de variation du signal de sortie que l'on appelle de son expression anglaise, le **slew-rate**

$$S_r = \left| \frac{dv_s}{dt} \right|_{max}$$

et qui, pour l'AO741, vaut **0.5 V/μs**.

Ainsi, si $v_s = V_{max} \sin(\omega t)$

$$f_{max} = \frac{S_r}{2\pi V_{max}}$$

Au-delà de cette limite, l'AO "patine" et le signal de sortie est progressivement déformé jusqu'à ressembler à un signal triangulaire.

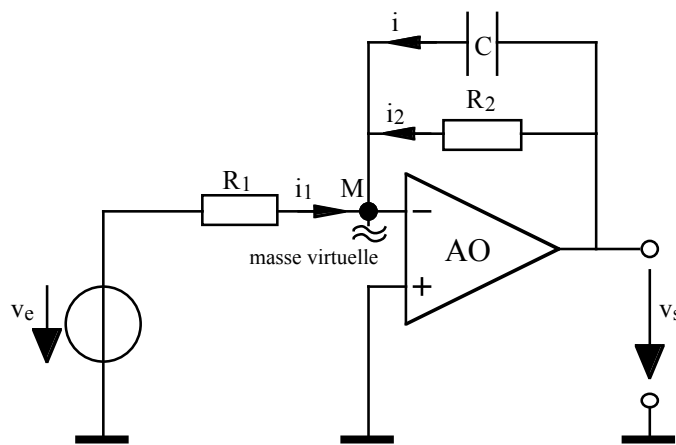
Pratiquement, hors du régime continu, la vérification de la valeur du gain passera donc toujours par l'observation des signaux d'entrée et de sortie, un gain constant devant garantir la conservation de leur nature et par suite de leur forme. Estimée visuellement, la valeur du gain sera précisée par un voltmètre.

3. Le sommateur

La vérification de l'addition pondérée des tensions v_{e1} et v_{e2} nécessite deux sources de tension indépendantes, donc le générateur de fonctions et la source stabilisée 0–32 V.

En **l'absence d'offset**, le générateur qui devrait fournir une tension strictement alternative délivre un signal généralement doté d'une **faible composante continue** qui ne peut qu'entraver la vérification poursuivie. On l'annule en ajoutant au signal choisi un offset de valeur inverse à l'amplitude de cette composante continue qui est mesurée avec un voltmètre branché en mode DC.

4. L'intégrateur



Ici aussi, on cherchera à éliminer la composante continue qui parasite le signal alternatif v_e , laquelle, hors le fait de s'ajouter au signal de sortie, peut, selon son amplitude, entraîner une saturation de l'amplificateur. Si cela devait être impossible – le réglage fin de l'offset est malaisé – on lui attribuerait les divergences observées correspondantes.

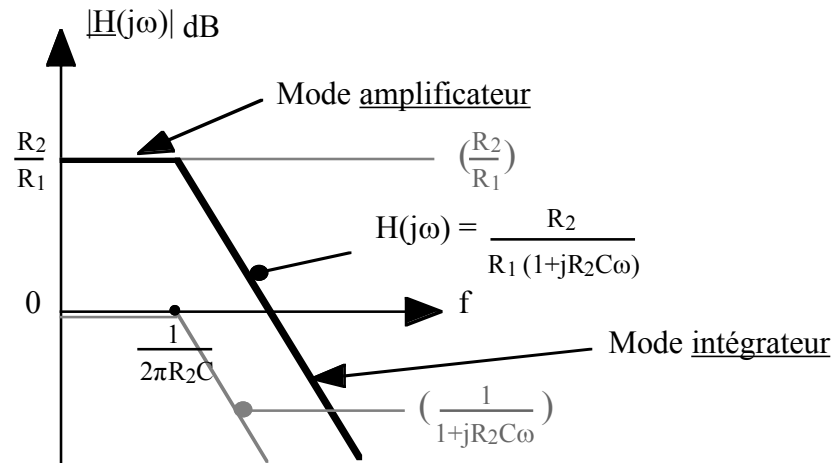
Sur la base même de la fonction d'intégration qui identifie ce montage, **différent de l'intégrateur idéal par la présence de R_2** , dont le rôle est d'empêcher l'amplificateur de saturer, on devrait vérifier les conversions suivantes :

- signal carré → signal triangulaire
- signal triangulaire → signal "parabolique" ($u = f(t^2)$)
- signal sinusoïdal → signal "cosinusoïdal"

On les vérifie tant que la fréquence satisfait à certaines conditions, comme le confirme, en régime sinusoïdal, l'examen de la fonction de transfert

$$H(j\omega) = \frac{v_s}{v_e} = - \frac{R_2}{R_1 (1 + jR_2C\omega)}$$

dont le diagramme de Bode en module a pour représentation



On observe là, en effet, que si $f < 1/2\pi R_2 C$, l'intégrateur se comporte comme un simple amplificateur de gain $- R_2/R_1$, résultat propre au régime continu où le condensateur, dès qu'il est chargé, devient équivalent à un circuit ouvert.

L'existence d'une limite supérieure en fréquence au bon fonctionnement de l'intégrateur trouve son explication dans l'analyse du circuit et, plus exactement, dans l'application de la 1^{ère} loi de Kirchhoff au noeud M du schéma électrique, qui se traduit par l'équation

$$i_1 + i_2 + i = 0$$

et qui, après identification de chacun des courants en fonction des tensions,

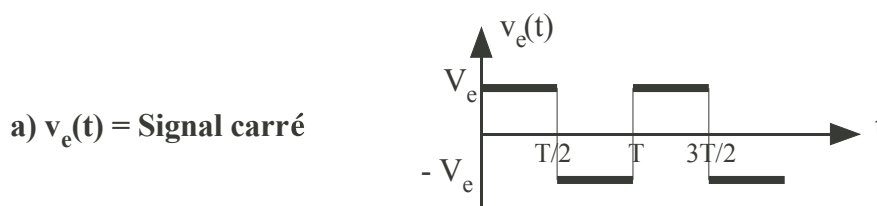
soit
$$\frac{v_e}{R_1} + \frac{v_s}{R_2} + C \frac{dv_s}{dt} = 0$$

n'aboutit à rien de moins qu'à l'équation différentielle du 1^{er} ordre à coefficients constants

$$\frac{dv_s}{dt} + \frac{v_s}{CR_2} = - \frac{v_e}{CR_1}$$

C'est la solution générale de cette équation sans second membre, une fonction exponentielle du temps, qui, s'ajoutant à la solution particulière, parasite la réponse du circuit à basse fréquence.

Les 2 exemples ci-dessous, où les expressions de $v_s(t)$ seront admises si nécessaire, confirment ce résultat.



$$v_s(t) = \pm \frac{R_2}{R_1} V_e \left(2 \exp\left(-\frac{t}{R_2 C}\right) - 1 \right)$$

Dégradée par l'insertion de la résistance R_2 , l'intégration de $v_e(t)$ qui, au sens mathématique de ce terme, devrait être linéaire devient donc exponentielle. Et il faut que le temps d'intégration soit très inférieur à la constante de temps $\tau = R_2 C$ pour que le système fonctionne en intégrateur idéal.

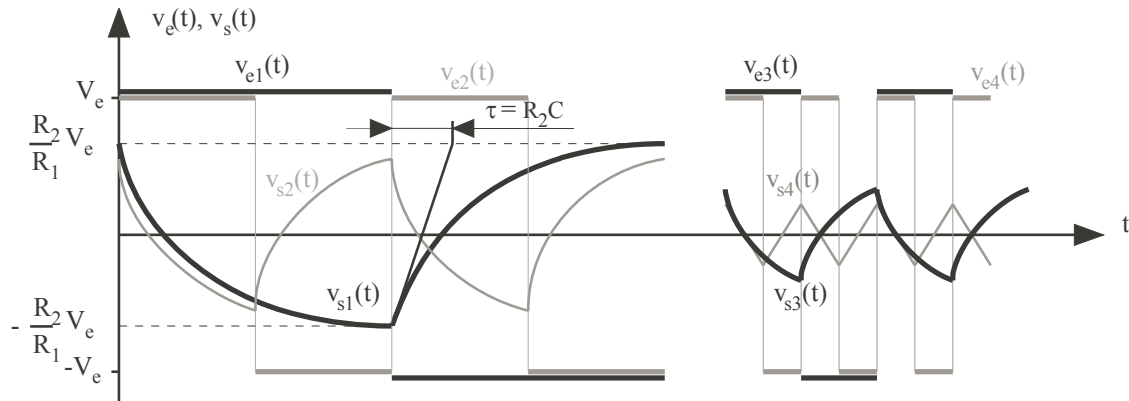
En effet, dans le cas où $t \ll R_2 C$, on peut faire un développement limité de l'exponentielle autour de l'origine ($\exp x \approx 1 + x$ quand $x \rightarrow 0$) et v_s devient :

$$v_s(t) = \pm \frac{R_2}{R_1} V_e \left(1 - \frac{2t}{R_2 C} \right)$$

soit

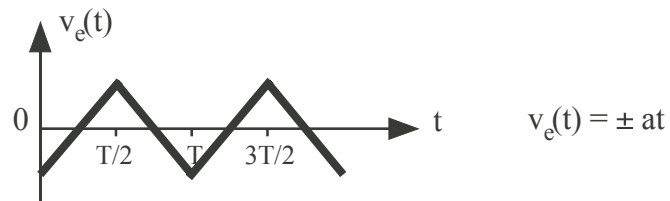
$$v_s(t) = \pm V_e \frac{2t}{R_1 C}$$

L'observation de l'évolution de $v_s(t)$ avec la fréquence illustre et justifie cette approximation.



La fréquence augmentant, l'excursion de v_s le long de la courbe de charge du condensateur est de plus en plus restreinte jusqu'à autoriser une approximation de l'arc parcouru à un segment de droite. L'amplitude de v_s ne cesse dès lors de décroître, conformément au comportement du condensateur assimilable à un court-circuit à haute fréquence.

b) $v_e(t)$ = Signal triangulaire



Par la transformation de Laplace, on démontre une fois encore que $v_s(t)$ est une fonction exponentielle du temps :

$$v_s(t) = \frac{aR_2}{R_1} (R_2 C - t) - \frac{aR_2^2 C}{R_1} \exp\left(-\frac{t}{R_2 C}\right) \quad (v_e(t) = at)$$

Et de la même façon qu'avec le signal carré, lorsque le temps d'intégration devient très inférieur à la constante de temps $\tau = R_2 C$, on peut approcher l'exponentielle par son développement limité

$$\exp x \approx 1 + x + \frac{x^2}{2} \quad x \ll 1$$

L'amplitude du signal de sortie devient alors une fonction quadratique de t

$$v_s(t) = -\frac{a}{2R_1 C} t^2$$

Ainsi faut-il, dans tous les cas, que la fréquence du signal d'entrée minimise le temps d'intégration pour que s'estompe l'influence de la **composante exponentielle**, **toujours présente** puisque solution de l'équation différentielle sans second membre, indépendante de V_e .

Si, visuellement, les imperfections induites par la résistance R_2 sont patentes pour un signal carré, elles sont plus difficiles à percevoir pour les autres signaux. L'oeil non exercé se concentrera sur la symétrie, souvent brisée.

5. Capteur de distance infrarouge

A travers son seul principe, la mesure de la lumière réfléchie par un objet, un capteur de distance impose de nombreuses contraintes:

- rayonnement de la diode électroluminescente D_1 aussi monochromatique (\rightarrow pas de confusion avec la lumière ambiante) et directif que possible ;
- sensibilité spectrale de la photodiode D_2 compatible avec le rayonnement de la LED ;
- isolation optique des deux diodes : la lumière reçue par la photodiode doit être représentative de la lumière réfléchie par l'objet.

Pratiquement, on utilise une diode GaAs infrarouge ($\lambda = 950 \text{ nm}$, $\Delta\lambda = 50 \text{ nm}$) et un photodétecteur parfaitement couplé, de sensibilité spectrale centrée sur 950 nm. Le recours à une diode infrarouge écarte en partie l'influence non recherchée de la lumière ambiante - spectre du visible entre 400 et 750 nm.

On isole optiquement la photodiode de la diode en insérant cette dernière dans une sorte de pavillon. A défaut de celui-ci, on peut glisser une feuille cartonnée noire ou tout autre objet faisant office d'isolant optique. Physiquement, les deux diodes sont placées **côte à côte et au bord de la plaque Hirshman** afin d'éviter les réflexions parasites sur sa surface.

5.1.1 Si $U_j = 1.3 \text{ V}$, $R_1 = 74 \Omega \rightarrow$ pratiquement **$R_1 = 68 \Omega$**

5.1.2 $P_{R1} = 0.2 \text{ W} \rightarrow R_1$ standard

5.2.1 Comme le choix des diodes est dicté par la gamme des distances à mesurer, la calibration du capteur est liée aux caractéristiques des objets dont on veut évaluer la distance. La quantité de lumière réfléchie par un objet dépend tout à la fois de sa section et de l'indice de réflexion de sa surface.

Dans le cas présent, les critères d'étalonnage reposent sur l'hypothèse d'une gamme de mesure de 10 cm et d'un objet non ponctuel similaire au papier blanc.

$R_2 = 750 \text{ k}\Omega \rightarrow$ pratiquement **$R_2 = 820 \text{ k}\Omega$**