



démarrer en électronique

...plus de théorie sur les ampli-op

Eric Bogers (Elektor)

Dans le dernier épisode, nous avons exploré l'amplificateur opérationnel (ou ampli-op). Nous avons analysé quelques montages amplificateurs et appris à calculer le gain. Après des simplifications justifiées, nous avons obtenu deux formules simples et utiles. Dans cet épisode, nous continuons à examiner les propriétés et (malheureusement) les défauts de ce merveilleux composant.

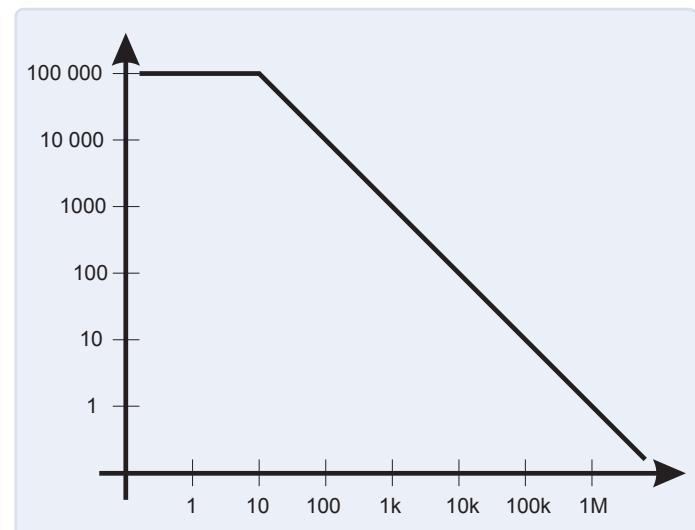


Figure 1. Gain en boucle ouverte en fonction de la fréquence.

Gain en boucle ouverte et fréquence de transition

Le gain en boucle ouverte d'un ampli-op est déterminé pour des tensions continues. Pour les tensions alternatives, le gain diminue en fonction de la fréquence (**figure 1**).

Cette figure montre la variation du gain en boucle ouverte en fonction de la fréquence pour un ampli-op à compensation interne (pour des raisons de simplicité, nous nous limitons aux ampli-op à compensation fréquentielle). Le gain en boucle ouverte diminue de 20 dB par décade – soit 6 dB par octave. En interne, il y a donc un filtre passe-bas de premier ordre.

Dans notre exemple, le gain en boucle ouverte pour une tension continue est de 100 000, et la fréquence de transition - la fréquence à laquelle le gain en boucle ouverte diminue jusqu'à 1 - est de 1 MHz. Nous voyons que le gain en boucle ouverte en CC reste au niveau de 100 000 jusqu'à environ 10 kHz, avant de diminuer de 20 dB par décade. (Rappel : la fréquence de transition est également appelée *fréquence de gain unitaire*).

On a vu précédemment que, pour déterminer le gain d'un montage à ampli-op, le gain en boucle ouverte a peu d'importance, mais qu'il est uniquement déterminé par le rapport de deux résistances

externes. Cependant, cela n'est vrai que si le gain en boucle ouverte est significativement plus élevé que le gain défini par ces deux résistances.

Si nous souhaitons dimensionner un circuit « en toute sécurité », nous devons nous assurer que le gain en boucle ouverte est au moins plus élevé d'un facteur 10 que le gain réglé en externe. Si, pour un ampli-op ayant une fréquence de transition de 1 MHz, nous réglons le gain à 10×, le circuit pourra fonctionner jusqu'à environ 10 kHz. Les ampli-op pour les applications audio se distinguent donc non seulement par un faible bruit, mais aussi par une fréquence de transition élevée - dans le cas du NE5534, par exemple, elle est de 10 MHz.

Slew Rate

Un ampli-op tel que le LM324 a une fréquence de transition de 100 kHz ; pour un simple étage tampon amplifié à 1×, cette valeur est presque suffisante pour les applications audio : Tant que la tension de sortie ne dépasse pas 100 mV, un tel circuit fonctionnera sans problème.

Mais, lorsque l'amplitude de la tension de sortie augmente jusqu'à,



10 V par exemple (à une fréquence de 20 kHz), nous obtenons une distorsion désagréable. Il s'agit d'un problème de vitesse de balayage. En effet, la tension de sortie d'un ampli-op ne peut pas changer infinitement vite ; le slew rate indique la vitesse à laquelle elle change (en V par unité de temps). Dans le cas du LM324, le slew rate est de 0,05 V/μs. L'amplitude maximale sans distorsion (de haut en bas) est alors de

$$U_{pp} = \frac{S}{\pi \cdot f}$$

Donc, la valeur effective est :

$$U_{eff} = \frac{S}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f} = \frac{0,05 \frac{V}{\mu s}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 0,02 \frac{1}{\mu s}} = 0,28 \text{ V}$$

Pour les applications audio, une tension de sortie de 15 V sera nécessaire (pour avoir une marge de sécurité ou une réserve de sortie), et donc le slew rate minimum requis est :

$$S = U_p \cdot 2 \cdot \pi \cdot f = 15 \text{ V} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 0,02 \text{ MHz} = 1,88 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

Courant offset

Dans les ampli-op à transistor bipolaire, le problème est que de faibles courants (de l'ordre de quelques nanoampères) circulent vers les entrées. Ces courants provoquent une chute de tension dans les résistances externes, qui sont à leur tour à l'origine d'un décalage de tension continue correspondant.

Il est possible de réduire cette tension offset sur la sortie de l'ampli-op en diminuant le plus possible les valeurs des résistances externes (tout en veillant à ne pas utiliser une résistance d'entrée trop faible). Une autre possibilité est d'utiliser des résistances de valeurs aussi proches que possible sur les deux entrées, comme le montre **figure 2**.

La résistance R3 devra être choisie pour avoir la même valeur dans ce montage que la résistance parallèle de R1 et R2 ; si ces valeurs

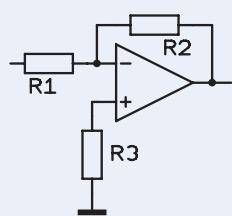


Figure 2. Réduction de l'offset de la tension continue.

étaient respectivement de 10 kΩ et 100 kΩ, nous choisirions une résistance de 9,1 kΩ

Une autre solution - principalement utilisée en ingénierie audio - consiste à laisser la tension d'offset telle quelle et à ajouter des condensateurs de couplage entre les différents étages.

Amplificateurs CA

Les montages à ampli-op dont nous avons parlé jusqu'à présent constituaient des amplificateurs de tension continue. Bien entendu, ils peuvent également amplifier des tensions alternatives - en respectant les limites qui leur sont imposées par la fréquence de transition et la vitesse de balayage.

Dans les applications audio, cependant, nous ne cherchons pas du tout à amplifier les tensions continues - la fréquence est comprise entre 20 Hz et 20 kHz.

Pour limiter la fréquence, il suffit d'ajouter quelques condensateurs au montage (**figure 3**). Nous calculerons leur valeur plus tard, mais considérons d'abord les fréquences de coupure. La fréquence de coupure est la fréquence à laquelle le gain (par rapport au gain de la gamme de transfert) diminue de 3 dB. Nous avons tendance à utiliser cette gamme de fréquence initialement de 20 Hz à 20 kHz. Cependant, si nous mettons plusieurs étages d'amplification en série, tous dimensionnés pour cette gamme particulière, alors nous devons additionner l'atténuation des étages individuels et, avec des filtres d'ordre supérieur, nous devons faire face à des flancs correspondants raides, et, à cause des tolérances des composants utilisés, les fréquences de coupure ne seront plus exactement aux points souhaités.

Pour résumer : avec des fréquences de coupure de 20 Hz et 20 kHz, nous « détruirions » les caractéristiques de fréquence du circuit ; il est donc préférable d'utiliser des fréquences de coupure des différents étages d'amplification bien en dehors de la plage de transmission réelle. La limitation réelle de cette gamme à 20 Hz à la limite inférieure et à 20 kHz à la limite supérieure se fait alors à l'étage d'entrée (si possible, de préférence avec un filtre LC en amont du premier semi-conducteur, pour éviter de démoduler les perturbations HF des émetteurs locaux).

Bien entendu, vous devez décider vous-même où vous définissez

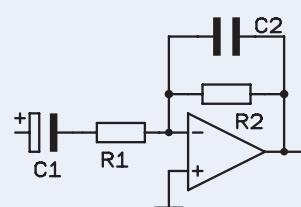


Figure 3. Limitation de la gamme de transfert..



réellement ces fréquences de coupure : cela dépend aussi du nombre d'étages d'amplification connectés en série. Dans notre exemple, nous gardons un facteur 3 comme « marge de sécurité » et choisissons donc respectivement 6 Hz et 60 kHz. Notre étage amplificateur doit amplifier d'un facteur 10, nous choisissons donc des valeurs de 10 kΩ et 100 kΩ pour les résistances externes.

Comme il y a un point zéro virtuel à l'entrée inverseuse de l'amplificateur, la résistance d'entrée du circuit est égale à la valeur de R1, qui forme ainsi un filtre passe-haut avec C1. Au point -3dB, l'impédance de C1 est exactement égale à la valeur de la résistance de R1. Donc :

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 6 \text{ Hz} \cdot 10 \text{ k}\Omega} = 2,65 \mu\text{F}$$

La valeur disponible la plus proche est 2,2 µF, ce qui donne une fréquence de coupure de 7,2 Hz. Comme cela nous éloigne encore suffisamment de 20 Hz, il n'y a plus de souci.

On choisit la valeur du condensateur C2 de manière à ce que son impédance à la fréquence de coupure maximale soit la même que la valeur de la résistance de R2 :

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 60 \text{ kHz} \cdot 100 \text{ k}\Omega} = 26,5 \text{ pF}$$

Là encore, nous pouvons utiliser la valeur standard de 22 pF sans problème.

Problèmes d'offset avec un amplificateur non inverseur

Contrairement à l'amplificateur inverseur, l'amplificateur non inverseur possède, dans sa configuration de base, une entrée ouverte, ce qui signifie que son impédance d'entrée est égale à l'impédance d'entrée (élevée) de l'ampli-op

En métrologie, ces entrées à haute impédance sont souvent bénéfiques, mais dans d'autres domaines, elles ne nous causent que des désagréments : Les courants d'offset provoquent un décalage de tension continue d'autant plus important, et l'irradiation des entrées provoque d'énormes interférences. Il est donc absolument nécessaire d'appliquer une résistance entre l'entrée ouverte et la masse, comme le montre la **figure 4**.

Pour minimiser le décalage de la tension continue, R3 devrait être égal à la résistance parallèle de R1 et R2 ; cependant, si nous souhaitons plutôt une résistance d'entrée élevée, R3 devrait avoir une valeur de 100 kΩ...1 MΩ dans le cas des ampli-op bipolaires et une valeur de 1 MΩ...10 MΩ dans le cas des ampli-op avec entrées FET. C'est tout pour cet épisode ; la prochaine fois, nous aborderons (entre autres) les connexions symétriques et l'amplificateur sommateur. ↵

240031-04

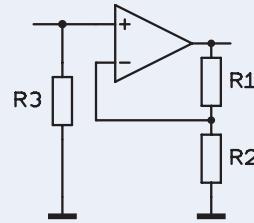


Figure 4. Résistance d'entrée pour l'amplificateur non inverseur.

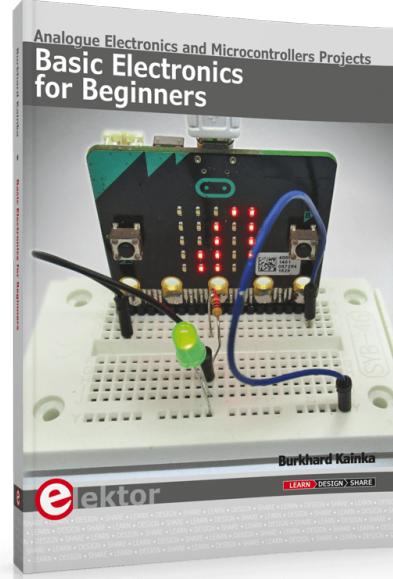
Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- **B. Kainka, Basic Electronics for Beginners** (Elektor, 2020)
version papier : www.elektor.fr/19212
version numérique : www.elektor.fr/19213



Note de la rédaction : la série d'articles « démarrer en électronique » est basée sur le livre « Basiskurs Elektronik » de Michael Ebner, publié par Elektor.