

Guide de sélection des amplificateurs opérationnels

par E. GAUDIBERT (*)

Lorsqu'il doit étudier des circuits de gain élevé l'électronicien doit choisir dans une large gamme d'amplificateurs. Le tâtonnement dans ce cas n'est pas une méthode sérieuse puisque la plupart des amplificateurs opérationnels intégrés ont des performances bien meilleures que les minimum/maximum garantis dans leurs spécifications. En effet, un amplificateur opérationnel, dont les paramètres électriques correspondent aux données typiques de la spécification technique, peut fort bien convenir dans un montage sur table en laboratoire, mais un montage simulant « le pire des cas » est nécessaire afin de s'assurer que ce circuit fonctionnera toujours bien quand il sera en production. Une analyse du « pire des cas » peut fournir le profil de l'amplificateur opérationnel désiré, lequel peut alors être confronté aux spécifications techniques des divers fabricants.

Un amplificateur opérationnel standard peut être sélectionné en fonction de ses paramètres minimum/maximum garantis, ou l'électronicien peut lui-même mettre au point une spécification qui satisfasse ses besoins.

Il est en général peu courant de spécifier des paramètres électriques pour un amplificateur opérationnel, plus serrés que les limites constructeur publiées.

Imposer comme limite minimum/maximum les spécifications typiques conduit à un processus de tri coûteux et à des problèmes latents d'approvisionnement.

Une très large gamme d'amplificateurs opérationnels est disponible en produit standard et des procédures de sélection coûteuses peuvent souvent être évitées en choisissant les amplificateurs opérationnels correspondant aux travaux pour lesquels ils sont faits.

Cet article a pour but de permettre la sélection d'amplificateurs opéra-

tionnels pour leurs utilisation en montage non inverseur à gain élevé. Le montage en amplificateur non-inverseur a l'avantage d'une haute impédance d'entrée qui est indépendante du gain donné par le réseau de résistances de charge (voir fig. 1).

Le gain, en supposant que l'amplificateur opérationnel soit idéal, est donné en mettant en équation les courants à travers R_1 et R_2 :

$$\frac{V_i}{R_1} = \frac{V_o - V_i}{R_2}$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_i$$

L'erreur continue aura trois composantes :

- Les erreurs de décalage (offset)
- L'erreur de gain
- La non-linéarité.

Ces erreurs peuvent être, en premier lieu, regardées séparément puis combinées. Le schéma type pour une analyse d'erreur est montré figure 2.

(*) Spécialiste PMI OHMIC S.A. d'après une note d'application de T. CATE.

Les décalages d'entrée

L'effet du décalage d'entrée en tension (V_{os}) peut être calculé à partir de l'équation des courants à travers R_1 et R_2 :

$$(V_i - V_{os}) \frac{1}{R_1} = (V_o - V_i - V_{os}) \frac{1}{R_2}$$

soit en isolant le terme d'erreur de décalage d'entrée (V_{os}) :

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_i + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{os}$$

La tension de décalage d'entrée est multipliée par le gain du circuit.

Elle peut généralement être ramenée à zéro, à une température donnée par l'ajustement de la balance de l'amplificateur ou par l'addition d'une tension de compensation.

La plupart des amplificateurs opérationnels ont un accès au réglage de la balance de l'étage d'entrée, mais beaucoup de double ou de quadruple amplificateurs n'ont pas cette possibilité.

Pour les amplificateurs ayant un accès à l'ajustage de décalage d'entrée, il ne faut utiliser cette possibilité que pour compenser sa propre erreur de décalage et non pas pour ajuster l'équilibrage de tout un système.

Un fort déséquilibre de l'étage d'entrée d'un amplificateur opérationnel intégré peut causer une dégradation du paramètre de stabilité en température de cette tension de décalage.

Même pour un amplificateur équilibré, il y aura une variation de la tension de décalage d'entrée V_{os} pour une variation de la température.

Ce coefficient $\Delta V_{os} / \Delta t^\circ C$ est souvent appelé « dérive ».

Les variations des courants et tension d'alimentation ont aussi un effet qui peut être considéré comme une variation de la tension de décalage d'entrée. Sur les fiches techni-

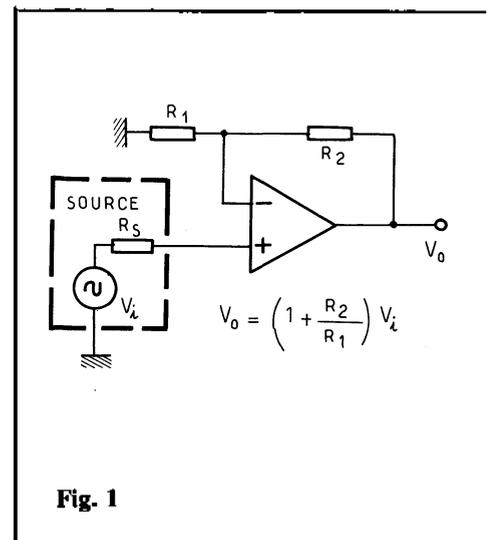


Fig. 1

ques des amplificateurs opérationnels intégrés, il est d'usage de spécifier la tension de décalage d'entrée à une température (25 °C) et pour des tensions d'alimentation données (± 15 V le plus souvent).

Pour des amplificateurs opérationnels à très faible tension de décalage, tel l'OP-07 ou l'OP-27 de chez « Precision Monolithics Inc. », il est nécessaire de tenir compte d'un temps de stabilisation en température du produit (Warm-up time).

Dans les testeurs automatiques de grande rapidité utilisés actuellement, le temps accordé au produit, sous test (pour se stabiliser en température), est inférieur à la seconde (spécifié à 0,5 seconde pour l'OP-07 et l'OP-27). La dérive moyenne de la tension de décalage d'entrée dans une gamme de température donnée est aussi spécifiée.

Sur quelques amplificateurs, cette dérive est spécifiée avec et sans l'offset ajusté à zéro à 25 °C.

Comme la tension de décalage d'entrée peut varier d'une manière non linéaire sur toute la gamme de température (T_H , T_L), le terme de dérive moyenne est utilisé et est calculé de la manière suivante après sa mesure en trois points :

$V_{os}(T_H) \rightarrow 125$ °C 85 °C ou 70 °C suivant la gamme

$V_{os}(T_L) \rightarrow -55$ °C -25 °C ou 0 °C suivant la gamme

$V_{os}(25$ °C) suivant la gamme

$$\left[\frac{\Delta V_{os}}{\Delta T M_{oy}} \right] = \frac{|V_{os}(T_H) - V_{os}(25^\circ C)| + |V_{os}(T_L) - (25^\circ C)|}{T_H - T_L}$$

Cette méthode de mesure à trois points donne la caractéristique la plus facilement utilisable pour les amplificateurs ayant une courbe de dérive en température en forme de U.

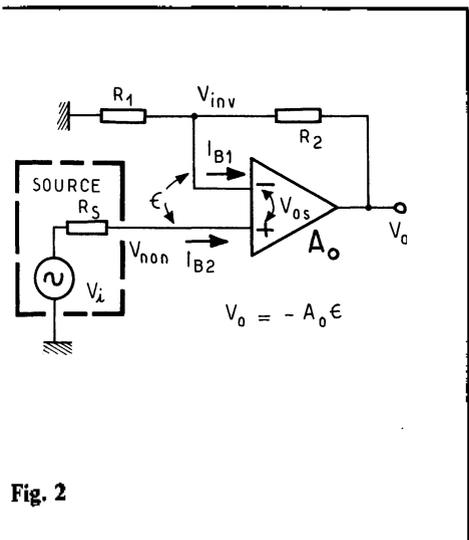


Fig. 2

Pour beaucoup d'amplificateurs opérationnels de faible prix, le fabricant préfère donner des limites maximum à la tension d'offset plutôt que de spécifier une dérive moyenne.

Une famille complète d'amplificateurs, dont le « design » a été optimisé afin d'avoir de faibles tensions de décalage d'entrée, a été développée par « Precision Monolithic Inc. ».

La famille des 725, OP-05, OP-07, et OP-27, a un étage d'entrée NPN à faible dérive qui est ajusté par le système de « Zéner Zapping » afin d'assurer un V_{os} minimum.

Des tensions de décalage de l'ordre de 100 μ V sont courantes dans ce type d'amplificateur opérationnel.

En supposant un amplificateur idéal dans toutes ses caractéristiques électriques, excepté pour ses courants de polarisation d'entrée, quels en seront les effets sur les performances du montage ?

Dans le circuit de la figure 2, les courants de polarisation d'entrée ont été désignés par I_{B1} et I_{B2} . Le courant de décalage d'entrée (offset current) I_{os} est défini comme étant la différence entre les courants de polarisation d'entrée.

$$I_{os} = I_{B1} - I_{B2}$$

Les courants de polarisation d'entrée sont arbitrairement choisis comme entrant dans l'amplificateur opérationnel.

Ils peuvent, en fait, être entrant ou sortant et I_{os} sera donc positif ou négatif.

Comme les deux tensions d'entrée doivent être égales, la tension à l'entrée non inverseuse doit être :

$$\textcircled{1} V_{non} = V_i - I_{B2} R_s$$

La somme des courants sur l'entrée inverseuse nous donne :

$$\textcircled{2} I_{B1} = \frac{GV_i - V_{inv}}{R_2} - \frac{V_{inv}}{R_1}$$

En combinant les équations $\textcircled{1}$ et $\textcircled{2}$ et en simplifiant, nous obtenons :

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_i + R_2 I_{B1} - \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) R_s I_{B2}$$

Ampli. idéal + Terme d'erreur de décalage.

La tension de sortie pour un amplificateur non-inverseur, est donc la tension d'entrée amplifiée à laquelle vient s'ajouter une tension de décalage non désirée.

Dans beaucoup d'applications, il est possible d'apparier les résistances de source des deux entrées et d'avoir $R_s = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$.

Nous pouvons définir une résistance différentielle qui est :

$$\Delta R = R_s - R_1 R_2 / R_1 + R_2$$

La tension de sortie peut maintenant s'écrire en terme de ΔR , I_B et I_{os} .

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_i + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left[\left(R_s - \frac{\Delta R}{2}\right) I_{os} - \Delta R I_B \right]$$

$$\text{avec } I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

Les termes R_s et I_{os} et $\Delta R I_B$ sont amplifiés par le même facteur que le signal d'entrée V_i .

La valeur de ces termes d'erreur variera considérablement selon les types d'amplificateurs opérationnels. Considérons par exemple le montage non inverseur de la figure 1 avec $R_1 = 25$ k Ω et $R_2 = 100$ k Ω . La mise en parallèle de R_1 et R_2 nous donne une résistance équivalente de 20 k Ω , la résistance différentielle ΔR sera de 80 k Ω .

Prenons comme amplificateur un 741 dont les spécifications donnent à 25 °C un courant I_B de 500 nA maximum et un courant I_{os} de 200 nA maximum.

Calculons le terme d'erreur en valeur absolue selon la formule précédente, avec un terme en I_{os} qui s'ajoute au terme en I_B , de manière à nous trouver dans le « pire des cas ».

$$\begin{aligned} & \left[\left(R_s - \frac{\Delta R}{2}\right) I_{os} \right] + \Delta R I_B \\ &= [60 \text{ K} \times 200 \text{ nA}] + \\ & [80 \text{ K} \times 500 \text{ nA}] = 52 \text{ mV} \end{aligned}$$

La tension d'erreur en sortie sera donc au maximum de 260 mV avec un gain de 5 pour cet exemple.

Cette erreur pourra être réduite de façon significative par l'utilisation d'un amplificateur opérationnel de technologie « Bi-Fet » tel l'OP-15.

Le grade commercial a un I_B maximum de 400 pA et I_{os} de 100 pA à 25 °C. Le terme d'erreur dû aux courants de polarisation sera dans ce cas bien inférieur au précédent :

$$\begin{aligned} & \left[\left(R_s - \frac{\Delta R}{2}\right) I_{os} \right] + \Delta R I_B = [60 \text{ k}\Omega \\ & \times 100 \text{ pA}] + \\ & [80 \text{ k}\Omega \times 400 \text{ pA}] = 38 \mu\text{V} \end{aligned}$$

Ce qui nous donne un gain de 5, une erreur maximum de 190 μ V.

Comme nous pouvons le voir dans cet exemple, l'utilisation d'un amplificateur entrée FET permet de diminuer l'erreur due aux courants de polarisation dans le cas d'une résistance de source élevée (100 k Ω).

Si R_s est élevé et que ΔR est sensiblement égal à R_s , nous pouvons simplifier le terme d'erreur en $R_s I_{B2}$ ou simplement en $-R_s I_B$.

Gain en boucle ouverte

Le gain en boucle ouverte est le rapport du signal de sortie sur le signal d'entrée dans des conditions de fonctionnement spécifiques. Le gain d'un amplificateur opérationnel est généralement très élevé et linéaire pour les petits signaux mais tend à saturer pour les grands signaux. Le gain dépend souvent aussi de la charge. Un test conventionnel est de mesurer le gain pendant que l'on applique un signal d'entrée suffisant pour que nous ayons en sortie un signal d'amplitude maximale sur une charge maximale.

Le gain en boucle ouverte d'un amplificateur opérationnel est habituellement désigné par AV_{OL} , ou encore par A_{OL} , ou plus simplement A_o . Le gain total d'un montage complet est désigné par AV_{CL} ; gain en boucle fermée.

Le fait d'avoir un gain en boucle ouverte finie entraîne une erreur dans le gain en boucle fermée. Cette erreur de gain peut être minimisée en calibrant le circuit de réaction, mais les variations de A_o en fonction de la température, de la charge et d'autres variables extérieures en limitent les effets.

C'est donc une sage décision de choisir des amplificateurs qui ont un grand gain en boucle ouverte par rapport au gain en boucle fermée dont nous avons besoin.

Ignorons pour le moment la tension d'erreur de décalage d'entrée (V_{os}). Nous pouvons formuler l'influence de gain en boucle ouverte (A_o) sur les performances du montage de la figure 2.

$$V_o \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) - V_i = \frac{V_o}{A_o}$$

Cette équation peut être présentée sous la forme d'un gain idéal multiplié par un terme d'erreur.

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$\left[\frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{A_o}} \right] V_i$$

Pour un amplificateur idéal, A_o est infini et le facteur d'erreur se réduit

à l'unité. Dans un montage pratique, nous devons toujours choisir un amplificateur opérationnel qui nous donnera un rapport $1 + \frac{R_2}{R_1}$ divisé par A_o , le plus faible possible. Quand ce rapport est petit, nous pouvons faire l'approximation d'erreur de gain suivante :

$$\text{Erreur de gain} \approx \frac{1}{A_o} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Le gain en boucle ouverte devra être largement plus important que le gain en boucle fermée ($1 + \frac{R_2}{R_1}$) et ce pour les raisons suivantes :

a) Le gain en boucle ouverte varie en fonction de la température, de la charge et des fluctuations d'alimentation. Aussi doit-il être le plus grand possible afin d'assurer une bonne stabilité du gain en boucle fermée.

b) Prendre un gain A_o élevé minimise les effets de non-linéarité de gain en boucle ouverte.

c) Prendre un gain A_o élevé assure que la valeur du gain en boucle fermée ne dépendra que du rapport $\frac{R_2}{R_1}$.

Le rapport de A_o sur le gain en boucle fermée est souvent mentionné comme un gain de boucle (« loop gain ») et est l'inverse de l'approximation d'erreur de gain. Par exemple, un amplificateur avec un gain en boucle ouverte de 100 dB et connecté avec un gain en boucle fermée de 40 dB ($1 + \frac{R_2}{R_1} = 100$) aura un gain de boucle de 60 dB.

Réjection de mode commun

Si le gain vu de l'entrée non inverseuse était identique à celui vu de l'entrée inverseuse, l'amplificateur opérationnel ne présenterait pas de phénomène d'entrée « mode commun ». Quoique les amplificateurs opérationnels actuels soient très symétriques en gain, il y a encore quelques déséquilibres. Ce faible déséquilibre provoque l'apparition d'une tension d'erreur en sortie (V_{CM}) indésirable quand l'amplificateur a une entrée « mode commun ».

Les fiches techniques des amplificateurs opérationnels spécifient un rapport de réjection de mode commun (CMRR) qui est le rapport entre le gain différentiel en boucle ouverte (A_o) et le gain de mode commun. Nous pouvons dire que la tension de mode commun (V_{CM}) divisée par le rapport de réjection de mode commun (CMRR) produit une tension d'erreur d'entrée équivalente (souvent appelée tension d'er-

reur de mode commun : CME). La tension d'erreur de mode commun

$$(CME) \text{ est donc : } \frac{V_{CM}}{CMRR}$$

Dans une configuration non inverseuse, la tension de mode commun est approximativement V_i et l'erreur de sortie est donc :

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{V_i}{CMRR} \right)$$

La valeur maximum de V_i est limitée par le rapport $\frac{R_2}{R_1}$ et par la valeur maximum possible de l'amplitude de la tension de sortie (Output voltage swing : V_o) de l'amplificateur utilisé. Si nous prenons ± 10 V comme valeur maximum d'amplitude de sortie, l'erreur maximum de crête en sortie, due au phénomène de mode-commun, sera de :

$$\frac{R_2}{R_1} \frac{10 \text{ V}}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \left(\frac{1}{CMRR} \right)$$

Dans une configuration inverseuse, l'erreur maximum de crête en sortie est de $\frac{10 \text{ V}}{CMRR}$.

La valeur de CMRR est donnée généralement en dB. Par exemple, un amplificateur monté en inverseur, qui a un CMRR de 60 dB, aura une erreur maximum de 10 mV quand la tension de sortie aura une amplitude de 10 V.

Plusieurs fabricants aiment à considérer le CMRR comme une erreur de gain plutôt que de le calculer comme une erreur de crête. L'erreur de gain causée par CMRR est de :

$$1 + \frac{1}{CMRR}$$

et il semblerait qu'on puisse le combiner avec l'erreur due à la valeur « non infinie » du gain en boucle ouverte.

Malheureusement, la réjection de mode commun est le plus souvent non linéaire, et ce de plus en plus quand on augmente la tension d'entrée. La plupart des systèmes de test d'amplificateurs opérationnels mesurent actuellement la tension d'erreur de mode commun (CME) à \pm CMVR (valeurs extrêmes de tension de mode commun). De plus, il est logique de supposer que l'utilisateur exploitera toute l'amplitude de tension disponible en sortie de l'amplificateur. Pour ces raisons, le simple calcul de $\frac{10 \text{ V}}{CMRR}$ pour déterminer l'erreur de crête due au phénomène de mode-commun, est recommandé puisqu'il est une estimation maximale. Le véritable CMR peut être meilleur dans les montages de gain élevé, cela étant dû, dans ce cas, au fait que la tension d'entrée soit de très faible amplitude.

Réponse en fréquence

Si la précision des paramètres en continu est la plus importante et que les besoins en fréquence sont relativement modestes (une réponse pleine puissance en audio et une bande en gain unité de 1,5 MHz au maximum), alors les paramètres en continu dicteront généralement le choix de l'amplificateur.

Même pour des applications à de faibles fréquences, il est très important de choisir un amplificateur qui aura un gain de boucle suffisant à la fréquence maximum qui nous intéresse. Pour assurer leur stabilité, les amplificateurs opérationnels sont calculés de manière à avoir approximativement une chute de gain de 20 dB par décade. Par exemple, un amplificateur opérationnel ayant une bande passante, au gain unité, de 1 MHz, aura approximativement 20 dB de gain à 100 kHz et 40 dB de gain à 10 kHz. Les courbes de gain en boucle ouverte sont données dans la fiche technique de l'amplificateur.

Pour travailler à des fréquences élevées, il est préférable d'utiliser des faibles valeurs pour R_1 et R_2 dans le but de minimiser l'effet des capacités parasites. Dans le cas d'une configuration non inverseuse, R_1 et R_2 sont limités uniquement par la valeur maximale du courant de sortie de l'amplificateur. Toutefois, prendre R_1 et R_2 de faible valeur a le désavantage d'augmenter l'erreur de décalage d'entrée due à ΔR_{IB} , si la résistance de source R_s est de faible valeur. Pour avoir de bonnes performances sur une gamme de fréquence donnée en configuration non inverseuse, l'amplificateur doit :

- Avoir un produit gain-bande qui assure un gain en boucle suffisant à la fréquence qui nous intéresse.
- Avoir un « Slew-rate » suffisant pour éviter toute distorsion en sortie en pleine puissance.
- Avoir des paramètres de sortie tels que R_1 et R_2 puissent avoir une valeur raisonnablement faible.

termes étant eux-mêmes calculés dans leurs valeurs extrêmes. On suppose de plus que R_1 et R_2 ont été calculés pour une excursion de ± 10 V en sortie. L'erreur de crête sera alors, approximativement :

$$P_E \approx \left[\frac{1}{A_o} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{1}{CMRR} \right] 10 \text{ V} +$$

$$(1 + \frac{R_2}{R_1}) \left[V_{os} + (R_s - \frac{\Delta R}{2}) I_{os} - \Delta R I_B \right]$$

avec $\Delta R = R_s - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

si $R_s > R_1$, alors $\Delta R \approx R_s$.

Le premier terme est l'erreur de crête due à la valeur non définie du gain en boucle ouverte et au taux de réjection de mode commun. Le deuxième terme contient les erreurs de décalage. Cette approximation de l'erreur de crête est très précise jusqu'à 1% et est utilisable jusqu'à 10%, dans le but d'une sélection d'amplificateur. Bien sûr, il est toujours possible de réduire tous ces termes d'erreur par un ajustement externe, mais pour un coût supérieur. Cette expression de l'erreur de crête est de plus très utile pour identifier les paramètres qui introduisent des erreurs importantes dans un montage donné. Bien que nous utiliserons dans les exemples suivants les paramètres maximum à 25°C donnés par les fiches techniques, il est aussi possible d'appliquer la formule sur toute la gamme de température du matériel civil et militaire.

Exemples

Six amplificateurs seront considérés en grade commercial (0 à + 70°C) sauf pour l'OP-27 G (-25°C à + 85°C) :

- LM-741 E: Meilleur grade commercial du 741. Technologie bipolaire.

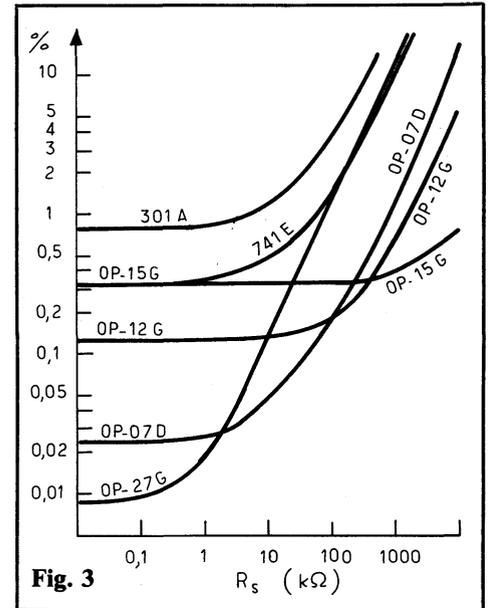


Fig. 3

- LM-301 A: Meilleur grade commercial du 101. Technologie bipolaire
- OP-07 D: Bas de gamme de l'OP-07. Technologie bipolaire. Haute performance, faible bruit.
- OP-27 G: Bas de gamme de l'OP-27. Technologie bipolaire. Haute performance, très faible bruit.
- OP-12 G: Bas de gamme de l'OP-12. Etage d'entrée à super-Bêta. Faibles courants d'entrée.
- OP-15 G: Bas de gamme de l'OP-15. Technologie Bi-Fet. Très faible courants d'entrée.

Dans le premier exemple, nous prendrons une impédance de source R_s de très faible valeur, $R_s = 100 \Omega$ (Tableau II) et dans le deuxième exemple, une impédance moyenne de $R_s = 10k\Omega$ (Tableau III).

Dans les deux cas, le gain sera de 10 avec $R_1 = 1k\Omega$ et $R_2 = 9k\Omega$.

La très faible tension de décalage d'entrée (V_{os}), l'excellent taux de réinjection de mode commun ainsi qu'un gain en boucle ouverte très élevé font de l'OP-27 l'amplificateur idéal pour travailler avec des impédances de source de faible valeur

Le choix d'un amplificateur opérationnel

L'expression exacte de l'erreur totale en configuration non inverseuse est complexe et malaisée à utiliser. Il y a pourtant une manière pratique, souvent utilisée, pour évaluer la qualité d'un amplificateur opérationnel par rapport à un autre, c'est d'additionner les termes d'erreur, ces

Tableau I. - Spécifications à 25 °C - V alim. ± 15 V.

	741 E	301 A	OP-07 D	OP-27 G	OP-12 G	OP-15 G	Unités
A V_o min	50	25	120	700	40	50	V/mV
CMRR _{min}	80	70	94	100	84	82	dB
V_{os} max	3	7,5	0,15	0,1	1	3	mV
I_{os} max	30	50	6	75	0,5	0,1	nA
I_B max	80	250	± 12	80	5	0,4	nA

Tableau II.	741 E	301 A	OP-07 D	OP-27 G	OP-12 G	OP-15 G	Unités
$\frac{100}{A}$	2,0	4,0	0,83	0,14	2,5	2,0	mV
10	1,0	3,12	0,2	0,1	0,66	0,8	mV
CMRR							
10 V_{os}	30	75	1,5	1	10	30	mV
10 $\Delta R I_B$	0,64	2	0,1	0,64	0,04	3 μ V	mV
10 $(R_s - \frac{\Delta R}{2}) I_{os}$	0,09	0,15	0,02	0,22	1,5 μ V	0,3 μ V	mV
Erreur de crête totale	33,73	84,27	2,65	2,1	13,2	32,8	mV
% de la pleine échelle (10 V)	0,34	0,84	0,03	0,02	0,13	0,33	%
Total avec annulation de V_{os}	3,73	9,27	1,15	1,10	3,2	2,8	mV

Tableau III.	741 E	301 A	OP-07 D	OP-27 G	OP-12 G	OP-15 G	Unités
$\frac{100}{A_o}$	2,0	4,0	0,83	0,14	2,5	2,0	mV
10	1,0	3,12	0,2	0,1	0,66	0,8	mV
CMRR							
10 V_{os}	30	75	1,5	1	10	30	mV
10 $\Delta R I_B$	7,28	22,75	1,09	7,28	0,45	0,04	mV
10 $(R_s - \frac{\Delta R}{2}) I_{os}$	1,65	2,72	0,33	4,09	0,03	0,01	mV
Erreur de crête totale	41,93	107,59	3,95	12,61	13,64	32,85	mV
% de la pleine échelle (10 V)	0,42	1,08	0,04	0,13	0,14	0,33	%
Total avec annulation de V_{os}	11,93	32,59	2,45	11,61	3,64	2,85	mV

Tableau IV.	741 E	301 A	OP-07 D	OP-27 G	OP-12 G	OP-15 G	Unités
$\frac{100}{A_o}$	2,0	4,0	0,83	0,14	2,5	2,0	mV
10	1,0	3,12	0,2	0,1	0,66	0,8	mV
CMRR							
10 V_{os}	30	75	1,5	1	10	30	mV
10 $\Delta R I_B$	799,3	2497,7	119,9	799,3	49,95	4,00	mV
10 $(R_s - \frac{\Delta R}{2}) I_{os}$	150,13	250,22	30,03	375,34	2,5	0,5	mV
Erreur de crête totale	982,43	2830,04	152,46	1175,88	65,61	37,3	mV
% de la pleine échelle (10 V)	9,8	28,3	1,5	11,7	0,65	0,37	%
Total avec annulation de V_{os}	952,43	2755,04	150,96	1174,88	55,61	7,3	mV

($R_s \leq 5k\Omega$). L'OP-07, pour les mêmes raisons que pour l'OP-27, convient fort bien pour travailler avec des impédances de sources re-

lativement faibles ($R_s \leq 100 k\Omega$). Nous constatons aussi que l'erreur de décalage, dû à ces deux amplificateurs, est très faible, comparée

aux autres erreurs. Il n'est donc pas nécessaire, dans la plupart des cas, d'annuler leur tension de décalage d'entrée ce qui permet d'améliorer la fiabilité du montage, d'éviter les frais d'achat d'un composant supplémentaire (potentiomètres ou résistances) et de se passer d'un réglage en fin de fabrication.

Dans le troisième exemple ci-après, nous considérons le cas d'une impédance de source considérablement plus élevée : 1 M Ω . Nous conservons le gain de 10 avec $R_1 = 1 k\Omega$ et $R_2 = 9 k\Omega$. Les erreurs ainsi calculées sont présentées dans le tableau IV. ΔR sera approximativement égal à R_s puisque $R_s \gg R_1$, et le décalage dû aux courants d'entrée ($R_s - \frac{\Delta R}{2}$) $I_{os} - \Delta R I_B$, peut être simplifié

en $\frac{R_s}{2} I_{os} - R_s I_B$. Pour estimer l'erreur maximale, ces termes doivent être ajoutés. Le décalage maximum, dû aux courants d'entrée, sera alors $R_s (\frac{I_{os}}{2} + I_B)$.

L'OP-15 G est de loin le plus performant dans cette application où l'impédance de source est élevée.

Les tableaux II, III, et IV permettent de tracer les courbes de la figure 3.

Conclusion

Comme nous pouvons le voir avec ces trois exemples simples, les performances d'un montage peuvent être considérablement améliorées par un choix judicieux de l'amplificateur. L'OP-27 et l'OP-07 sont meilleurs quand l'impédance de source reste modérée. L'OP-12 et l'OP-15 sont très performants pour les fortes impédances de source.

Ces quatre amplificateurs fournissent dans tous les cas des performances supérieures que les meilleurs grades des amplificateurs standards type 741 et 301.

Cette étude a eu pour but de donner une méthode simple et rapide pour choisir un amplificateur opérationnel adapté à un montage donné. Une fois ce premier choix fait, d'autres critères peuvent être importants, voire primordiaux, tels :

- La dérive en température des courants d'entrée ($T_c I_{os}$)
- La dérive en température de la tension de décalage ($T_c V_{os}$)
- La stabilité dans le temps de la tension de décalage ($V_{os}/Time$)
- Le bruit
- Etc.

E. G.