

Minimisation du bruit dans les circuits à amplificateurs opérationnels

Du fait que les valeurs des tensions d'offsets et des courants de polarisation des amplificateurs opérationnels se soient nettement améliorées ces dernières années, le bruit devient un paramètre d'erreur important. Pour savoir aujourd'hui tirer parti des amplificateurs opérationnels de haute performance, une bonne compréhension des mécanismes du bruit affectant ces amplificateurs est indispensable. Cet article a pour but d'examiner les sources de bruit, aussi bien internes qu'externes à l'amplificateur et d'exposer les méthodes pratiques pour en minimiser les effets

Propriétés de base du bruit

Le bruit, objet de cet article, est défini comme tout signal apparaissant à la sortie d'un amplificateur opérationnel sans qu'il ait pu être généré par une tension continue ou alternative d'entrée. Le bruit peut être aléatoire ou répétitif, d'origine interne ou externe, du type courant ou du type tension, de bande large ou étroite, de fréquence élevée ou basse. Quelle qu'en soit l'origine, il peut être minimisé.

La première étape est l'identification de la source en terme de bande et sa localisation dans le spectre des fréquences. Quelques-unes des sources de bruit sont données fig. 1 dans une étendue de fréquence allant de 10^{-3} Hz à 10^8 Hz. Une première observation peut être faite : les sources génératrices de bruit sont présentes du continu aux VHF et elles peuvent être identifiées en terme de bande et de fréquence. Les bandes des générateurs de bruit se chevauchent, ce qui donne des bruits composites en fréquence et en amplitude. Les causes

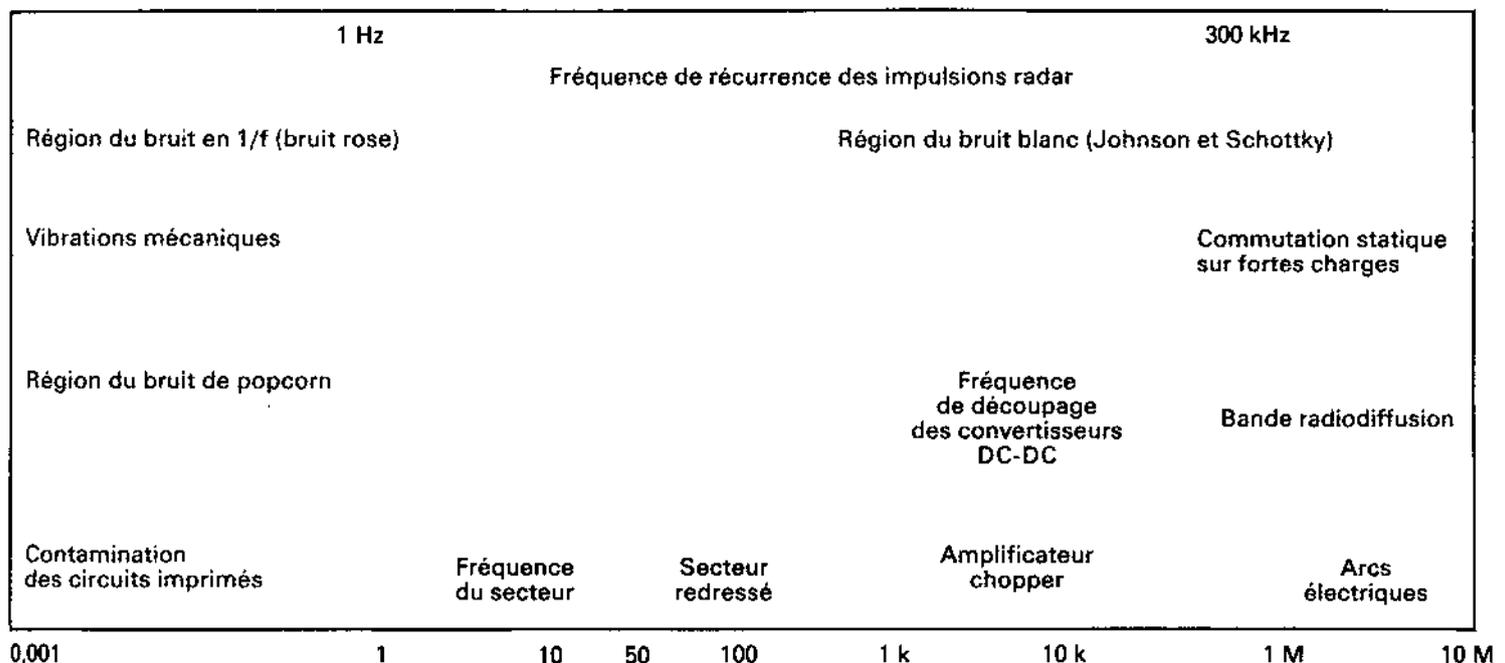


Fig. 1 : Spectre de fréquence des sources de bruit affectant les performances des amplificateurs opérationnels.

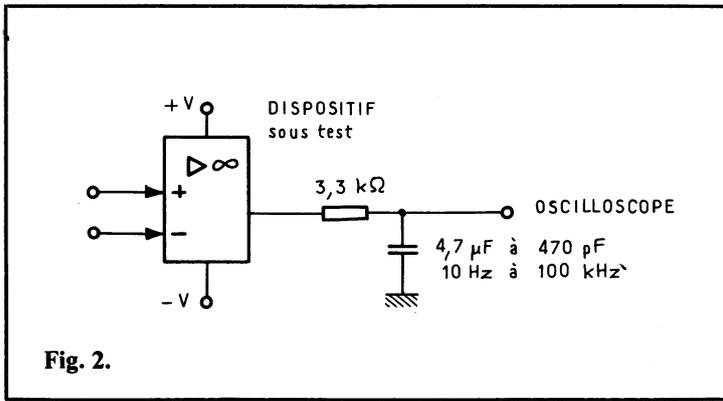


Fig. 2.

extérieures de bruit sont plus souvent répétitives qu'aléatoires et sont à une fréquence définie. Les bruits d'origine externe doivent être réduits à un niveau insignifiant pour profiter pleinement des performances d'un amplificateur faible bruit.

Les sources de bruits extérieurs

Comme le bruit est un signal composite, chaque source le composant doit être identifiée afin d'en minimiser les effets. Par exemple, le courant alternatif industriel 50 Hz est un générateur de bruit qui se manifeste par l'apparition d'une ondulation sinusoïdale de période 20 ms pour le 50 Hz. Dans celui-ci et dans bien d'autres cas, l'appareil de base permettant d'identifier la source du bruit est l'oscilloscope.

Un autre système permettant cette identification est un simple filtre passe-bas (fig. 2) dans lequel la fréquence de coupure est calculée suivant la formule :

$$(1) f_0 \approx \frac{1}{2\pi RC}$$

Avec un tel filtre, la gamme de mesure peut varier de 10 Hz à 100 kHz. ($C = 4,7 \mu\text{F}$ à 470 pF), atténuant les composantes de fréquence élevée, ne laissant passer que celles qui nous intéressent. Une fois identifié, le bruit issu d'une source externe peut être réduit à son minimum par les méthodes citées en table 1 (tableau des sources de bruits extérieurs).

Ondulation due à l'alimentation (rayonnement)

L'ondulation d'alimentation de 100 Hz n'est pas habituellement considérée comme un bruit, mais elle devrait l'être. Dans une application réelle d'amplificateurs opérationnels, il est tout à fait possible d'avoir une composante bruit à 100 Hz qui soit égale en grandeur à tous les autres bruits combinés. C'est pour cette raison qu'elle demande une attention toute spéciale.

Pour être négligeable, l'ondulation 100 Hz devrait être entre 10 nV et 100 nV, ramenée à l'entrée d'un amplificateur opérationnel. L'obtention de ces bas niveaux requiert la considération de trois facteurs :

- « le taux de rejection des alimentations » (PSRR) de l'amplificateur opérationnel,
- « le taux de rejection d'ondulation » du régulateur,
- la taille de la capacité d'entrée du régulateur.

Le PSRR à 100 Hz pour un amplificateur donné peut être trouvé dans les fiches techniques du fabricant. Nous présentons fig. 3 la courbe PSRR (dB) fonction de la fréquence d'un amplificateur OP 07. Pour cet amplificateur, le PSRR à 100 Hz est d'environ 74 dB (80 dB à 100 Hz) et nous atteignons donc 100 nV ramenés à l'entrée, pour une ondulation d'alimentation meilleure que 0,5 mV. Les régulateurs, à l'heure actuelle, ont des « taux de rejec-

tion d'ondulation » d'environ 60 dB. Dans ce cas, la capacité d'entrée du régulateur doit être choisie afin de limiter l'ondulation à 0,5 V.

Les amplificateurs opérationnels de faible bruit, compensés extérieurement, ont une amélioration du PSRR à 100 Hz dans les configurations grands gains en boucle fermée Avcl. Les courbes PSRR en fonction de la fréquence sont données fig. 4 pour un tel amplificateur (OP 06). Dans ce cas, lorsque l'amplificateur a été compensé en fréquence pour un gain en boucle fermée (Avcl) de 1000, le PSRR à 100 Hz est de 115 dB. Le PSRR est encore excellent à des fréquences plus élevées ; caractéristique intéressante pour des montages exigeant un faible bruit d'ondulation dans des environnements sévères.

Découplage d'alimentation

Habituellement, l'ondulation 100 Hz n'est pas le seul bruit provoqué par les alimentations. En sortie du régulateur série, nous obtenons au moins 150 μV de bruit dans une gamme de 100 Hz à 10 kHz et bien plus dans des alimentations à découpage. Une somme imprévisible de bruits, induits de diverses sources, peuvent aussi être présents en sortie d'alimentation. Puisque dans les fréquences élevées, le PSRR décroît de 20 dB par octave,

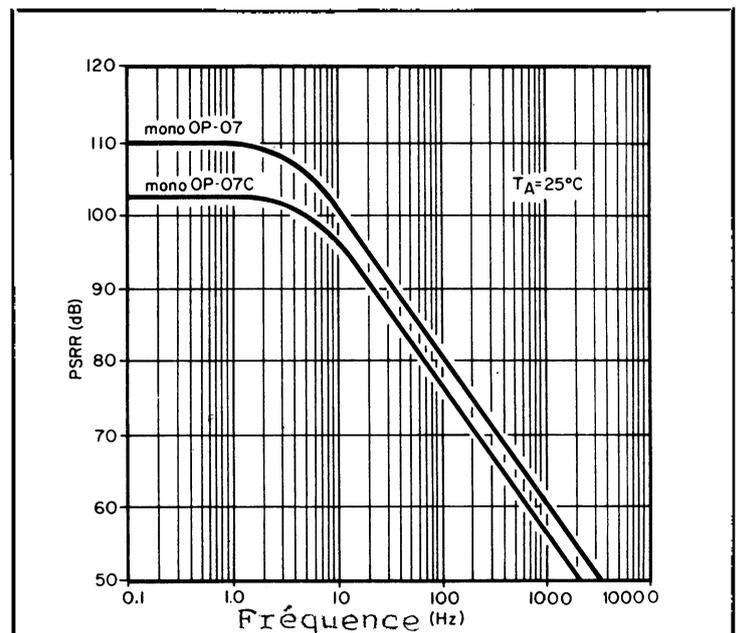


Fig.3.

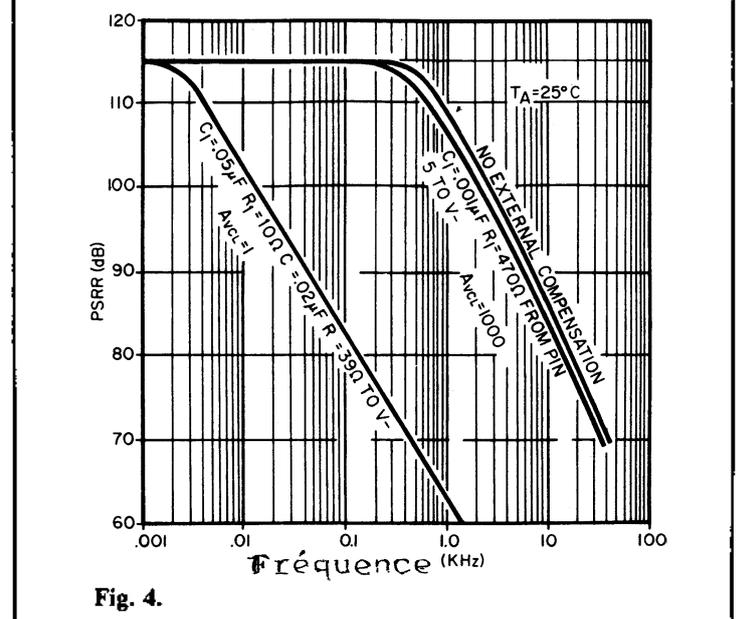


Fig. 4.

ces bruits d'alimentation de fréquences élevées ne doivent pas atteindre les bornes d'alimentation de l'amplificateur opérationnel. Un découplage RC, comme montré fig. 5, supprimera avec une certaine efficacité ces bruits large bande. Toutefois, une mise en garde doit être faite envers ce type de découplage : lorsque le courant de charge varie, la tension d'alimentation de l'amplificateur varie elle aussi.

Régulation d'alimentation

Toute variation de tension d'alimentation aura un effet résultant, ramené à l'entrée de l'amplificateur opérationnel. Pour l'amplificateur opérationnel de la fig. 3, le PSRR en courant continu est de 110 dB (3 μ V/V) ce qui peut être considéré comme une garantie contre les bruits très basse fréquence. Les alimentations d'amplificateurs opérationnels, pour des applications où un faible bruit est exigé, doivent donc avoir une faible ondulation ainsi qu'une bonne régulation. Une régulation d'alimentation insuffisante est souvent une source de bruit en basse fréquence.

Lorsque les bruits issus de sources extérieures ont été effectivement réduits, d'importantes améliorations en faible bruit sont obtenues en spécifiant le bon amplificateur opérationnel ainsi qu'en sélectionnant soigneusement les composants qui l'entourent.

Bruits internes de l'amplificateur opérationnel

Spécification en bruit des amplificateurs opérationnels

Les fiches techniques les plus complètes concernant les amplificateurs faible bruit spécifient les bruits en courant et en tension dans une bande de 1 Hz et le bruit basse fréquence compris dans une gamme allant de 0,1 Hz à 10 Hz.

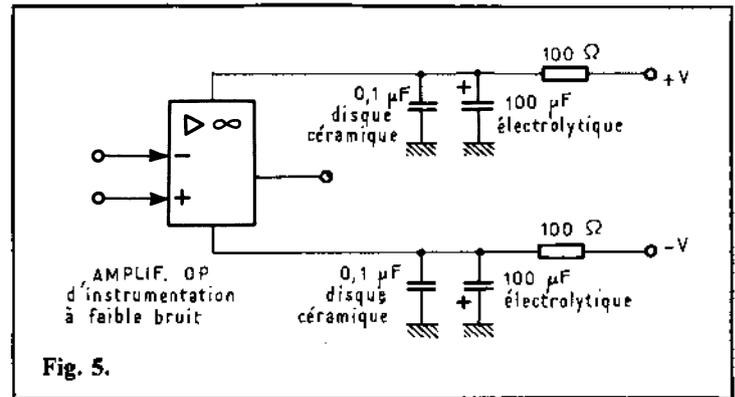


Fig. 5.

Pour minimiser le bruit total, une connaissance des variations de ces spécifications est nécessaire.

Dans cette partie, nous fournissons une explication de base sur les mécanismes des bruits aléatoires ainsi qu'une méthode simple pour calculer le bruit total ramené à l'entrée, dans des applications typiques.

Caractéristiques du bruit aléatoire

Les bruits en courant et en tension des amplificateurs opérationnels sont aléatoires.

Ils sont apériodiques et sans relations les uns par rapport aux autres. Ils sont distribués en amplitude selon une courbe de GAUSS ; le bruit de plus forte amplitude ayant la plus faible probabilité. Dans cette courbe, l'amplitude des bruits aléatoires est exprimée en Volts efficaces. (Root Means Square). En multipliant une valeur Gaussienne par six, nous obtenons comme résultat une valeur crête à crête qui ne sera pas dépassée dans 99,73 % des cas (ceci est une méthode empirique commune de calcul du bruit).

Les deux bruits de base des amplificateurs opérationnels sont le bruit blanc (white noise) et le bruit de scintillement (flicker noise, 1/f).

Sources de bruit extérieur

Tableau 1

Source	Nature	Causes	Méthodes de minimisation
Secteur 50 Hz	Interférence répétitive	Lignes secteur proches des entrées d'amplis op. Mauvaise réjection des modes communs à 50 Hz. Couplage capacitif primaire-secondaire sur transformateurs.	Révision du câblage de l'alimentation. Blindage des transformateurs. Réalisation de masses en étoiles. Alimentation par piles.
Secteur redressé 100 Hz	Répétitive	Onde redressée bi-alternance sur les alimentations des amplis op. Mauvaise réjection de l'alimentation à 100 Hz.	Conception soignée pour éliminer l'ondulation. Découplage des amplis op par réseau RC. Alimentation par piles.
Harmoniques secteur 150 Hz	Répétitive EMI	150 Hz rayonnés par transformateur saturé.	Redispersion des composants. Blindage. Alimentation par piles.
Radiodiffusion	Bandes AM et FM	Effet d'antenne quelque part dans le système.	Blindage. Filtrage. Limitation de la bande passante.
Arcs électriques (relais, commutateurs)	Train d'impulsions haute fréquence à la récurrence des commutations.	Proximité d'entrée d'amplificateurs, de ligne d'alimentation de broches de compensation.	Filtrage de la composante HF. Blindage. Suppression des boucles de masse. Pose de suppresseurs d'arcs à la source de commutation.
Contamination des circuits imprimés	Basse fréquence aléatoire	Circuit imprimé ou support pollués.	Nettoyage soigneux lors de la soudure. Séchage et pulvérisation de produit anti-humidité.
Emetteur radar	Haute fréquence à la récurrence des impulsions radar.	Présence de radar à longue ou courte portée, surtout près d'aéroport.	Blindage.
Vibrations mécaniques	Aléatoire < 100 Hz.	Connexions desserrées, contact métallique intermittent dans un équipement mobile.	Vérification des connecteurs et câbles. Montage anti-chocs pour environnement sévère.
Bruit de découpage	Courant de mode commun à la fréquence de découpage	Amplificateur chopper anormalement bruyant dans le système.	Équilibrage des résistances de source. Utilisation d'amplificateurs d'entrée bipolaires ou à chopper mais de haute qualité.

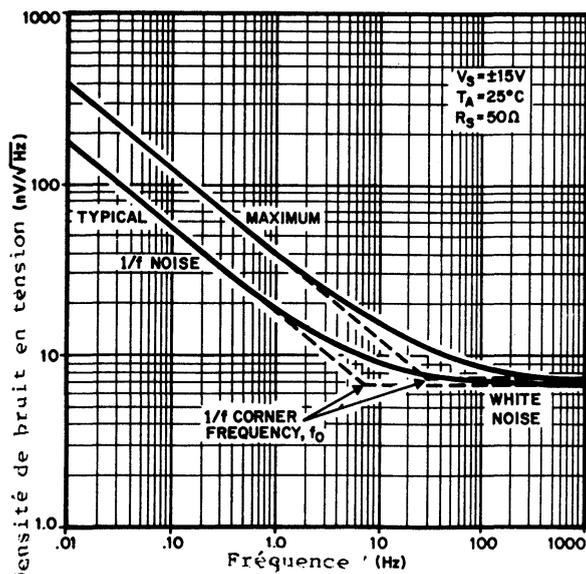


Fig. 6.

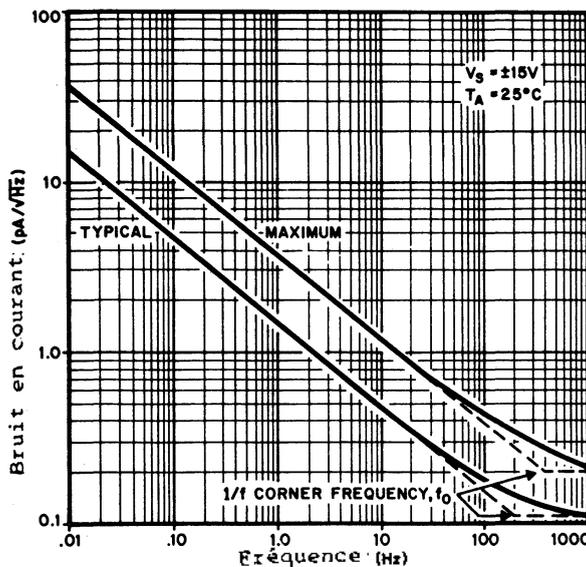


Fig. 7.

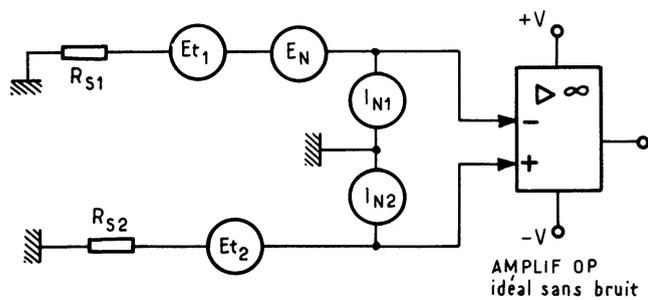


Fig. 8.

Le bruit blanc contient une égale quantité de puissance dans chaque hertz de la bande. Le bruit de scintillement est différent en ce qu'il contient une égale quantité de puissance dans chaque décade de la bande. Ceci est mis en évidence par le tracé du spectre de densité en bruit fig. 6 et 7.

A partir d'une certaine valeur en fréquence (1/f corner), le bruit blanc domine. En dessous de cette valeur, c'est le bruit de scintillement qui est dominant. Un point « 1/f corner » situé dans des fréquences basses distingue les amplificateurs faible bruit des amplificateurs d'application générale.

Spectre de densité en bruit

Pour utiliser les figures 6 et 7, revoyons la définition du spectre de densité en bruit : la racine carrée du Δ de la valeur moyenne de bruit en tension (équation 2A) ou en courant (équation 2B), élevé au carré.

$$2A \quad e_n^2 = \frac{d}{df} (E_n)^2 \quad 2B \quad i_n^2 = \frac{d}{df} (I_n)^2$$

$$3A \quad E_n = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} e_n^2 df} \quad 3B \quad I_n = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} i_n^2 df}$$

f_L avec :

- e_n, i_n densité de bruit spectral
- E_n, I_n bruit total efficace
- f_H fréquence limite haute
- f_L fréquence limite basse

Réciproquement, la valeur du bruit efficace dans une bande de fréquence donnée est la racine carrée de l'intégrale définie (f_H et f_L) de la densité en bruit spectral dans cette bande de fréquence (équations 3A et 3B). Pour pouvoir évaluer le bruit total en tension E_n ou en courant I_n , trois paramètres doivent être connus :

- la fréquence limite haute f_H
- la fréquence limite basse f_L
- et une connaissance du comportement du bruit dans toute la bande de fréquence (fig. 6 et fig. 7)

Le bruit blanc (white noise)

Les sources de bruit blanc sont définies comme ayant un volume de bruit qui est constant dans chaque hertz de la bande. Les équations 3A et 3B peuvent donc être écrites pour les sources de bruit blanc de la façon suivante :

$$(4) \quad E_n (\text{white}) = e_n \sqrt{(f_H - f_L)}$$

$$(5) \quad I_n (\text{white}) = i_n \sqrt{(f_H - f_L)}$$

Il est par conséquent pratique d'exprimer la densité de bruit spectral en volt par racine de Hertz ($V/\sqrt{\text{Hz}}$) ou en ampère par racine de Hertz ($A/\sqrt{\text{Hz}}$) lorsque $f_H - f_L = 1$ Hz. Dans le cas où $f_H > 10 f_L$, l'expression du bruit blanc peut être réduite à :

$$(6) \quad E_n (\text{white}) = e_n \sqrt{f_H} \quad (7) \quad I_n (\text{white}) = i_n \sqrt{f_H}$$

Le bruit de scintillement (flicker noise)

Puisque le volume de bruit de scintillement est égal dans chaque décade de la bande de fréquence, le bruit total de scintillement peut être calculé si le bruit dans une décade est connu. Le volume de bruit (que nous nommerons K) dans la décade de 0,1 Hz à 1 Hz est le plus couramment utilisé pour ce calcul, du fait que l'influence du bruit blanc à une fréquence inférieure à 10 Hz est habituellement négligeable.

$$(8) \quad E_n (\text{flicker}) \cong K \sqrt{\frac{1}{f}} \quad (9) \quad I_n (\text{flicker}) \cong K \sqrt{\frac{1}{f}}$$

Les équations 3A et 3B peuvent alors être écrites de la manière suivante :

$$(10) \quad E_n (\text{flicker}) = K \sqrt{\log_n \frac{f_H}{f_L}}$$

$$(11) \quad I_n (\text{flicker}) = K \sqrt{\log_n \frac{f_H}{f_L}}$$

Bruit de scintillement et bruit blanc

Lorsque les points « 1/f corner » sont connus, une expression simplifiée du bruit total en tension et en cou-

rant peut être écrite de la manière suivante :

$$(12) E_n(f_H - f_L) = e_n \sqrt{f_{ce} \cdot \log_n \left(\frac{f_H}{f_L} \right) + (f_H - f_L)}$$

$$(13) I_n(f_H - f_L) = i_n \sqrt{f_{ci} \cdot \log_n \left(\frac{f_H}{f_L} \right) + (f_H - f_L)}$$

avec :

- e_n bruit blanc en tension dans une bande de 1 Hz
- i_n bruit blanc en courant dans une bande de 1 Hz
- f_{ce} Point « 1/f corner » du bruit en tension
- f_{ci} Point « 1/f corner » du bruit en courant
- f_H Limite haute en fréquence
- f_L Limite basse en fréquence

Les deux règles les plus importantes pour minimiser les bruits internes des amplificateurs opérationnels sont contenues dans les équations (12) et (13) :

- limiter la bande passante du circuit,
- utiliser des amplificateurs opérationnels ayant un point « 1/f corner » le plus bas possible.

Sommation des bruits

Dans les précédents paragraphes sur la densité spectrale, nous avons défini le concept de bruit blanc et de bruit de scintillement. Dans la figure 8, tous les bruits ramenés à l'entrée d'un amplificateur opérationnel sont représentés. Les sources internes de bruit blanc et de scintillement sont figurées par trois générateurs de bruits équivalents ; E_N , I_{N1} et I_{N2} . Les deux générateurs de bruits en courant produisent chacun un bruit en tension du fait de leurs résistances de sources respectives R_{S1} et R_{S2} . Ces résistances de source génèrent elles-mêmes des tensions de bruits thermiques, E_{T1} et E_{T2} . Le bruit total en tension efficace ramené à l'entrée, dans une bande donnée, est donc la racine carrée de la somme des carrés des cinq sources de bruits en tension dans cette bande.

$$(14) E_N \text{ total } (f_H - f_L) = \sqrt{E_N^2 + (I_{N1} \cdot R_{S1})^2 + (I_{N2} \cdot R_{S2})^2 + E_{T1}^2 + E_{T2}^2}$$

La minimisation du bruit total demande une bonne compréhension des mécanismes mis en cause dans chacun de ces cinq générateurs. Les mécanismes du bruit blanc : thermique et Schottky, sont exposés dans les prochains paragraphes, suivis par les mécanismes des bruits en basse fréquence : scintillement et « pop corn ».

Bruit thermique

Le bruit thermique (ou bruit Johnson) est un bruit blanc en tension généré par le mouvement aléatoire des porteurs de charge thermique dans une résistance.

Dans un montage avec amplificateur opérationnel, c'est le bruit produit par les résistances de sources en série dans chaque entrée. Leur valeur efficace dans une bande donnée se calcule selon la formule suivante :

$$(15) E_t = \sqrt{4 KTR (f_H - f_L)}$$

dans laquelle :

- K constante de Boltzmann
1,38 10⁻²³ Joules/K (degré Kelvin)
- T température absolue en degré Kelvin
- R résistance en ohms.
- f_H limite haute en fréquence
- f_L limite basse en fréquence

A température ambiante, l'équation (15) se simplifie :

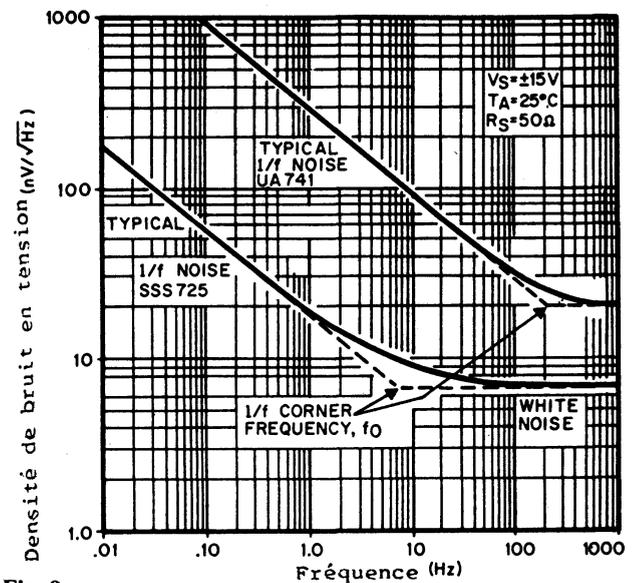


Fig. 9.

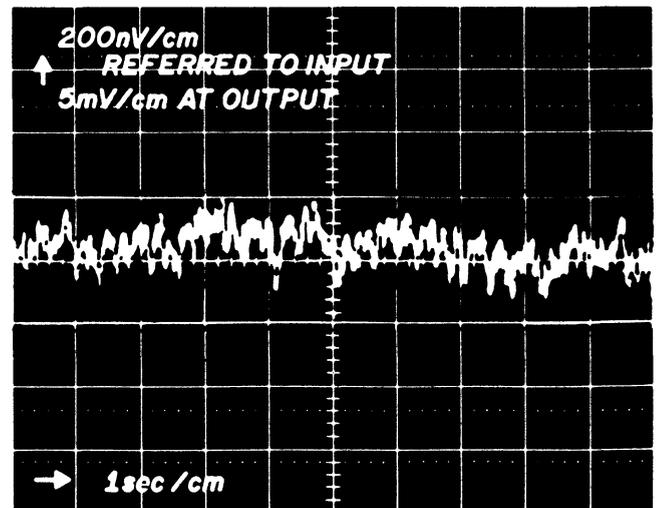
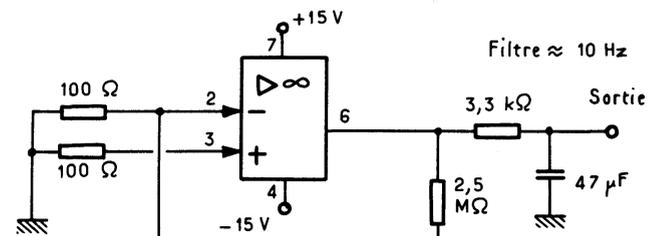


Fig. 10.



$$\text{Entrée rapportée au bruit} \approx \frac{V_o}{25000} = \frac{5 \text{ mV/cm}}{25000} = 200 \text{ nV/cm}$$

Fig. 11.

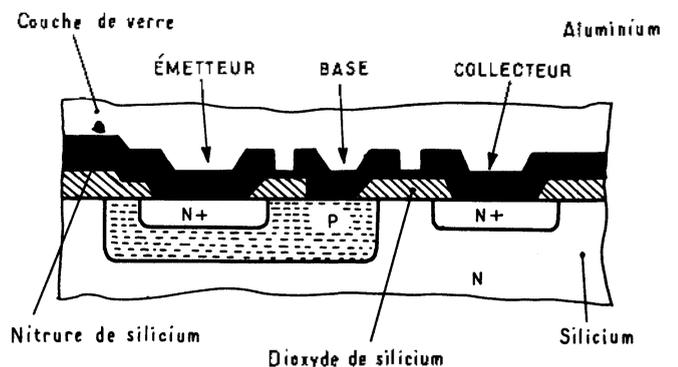


Fig. 12.

$$E_t = 1,28 \cdot 10^{-10} \sqrt{R(f_H - f_L)}$$

Pour diminuer le bruit thermique (E_{t1} et E_{t2} : fig. 8) issu de R_{S1} et R_{S2} , de fortes impédances de source ainsi qu'une bande passante excessive doivent être évitées.

Le bruit thermique est aussi généré à l'intérieur de l'amplificateur opérationnel, principalement par les résistances r_{bb} , les résistances des surfaces de base des transistors de l'étage d'entrée. Ces bruits sont inclus dans E_N (fig. 8), le générateur équivalent de bruit en tension d'entrée.

Bruit Schottky (Schottky noise ou shot noise)

Le bruit Schottky est un bruit blanc en courant dû au fait que le courant qui passe est réellement le mouvement de particules discrètes chargées (électrons). Dans la figure 8, I_{N1} et I_{N2} , au-dessus de la fréquence du point 1/f,

sont des générateurs de courant de bruit Schottky en relation directe avec les courants continus d'entrée (I_{bias}) de l'amplificateur.

$$(17) I_{(Schottky)} = \sqrt{2q \cdot I_{BIAS} (f_H - f_L)}$$

où : I_{SH} valeur efficace du bruit Schottky en ampères

q charge d'un électron = $1,59 \cdot 10^{-19}$

I_{bias} courant « bias » en ampères

f_H limite haute en fréquence

f_L limite basse en fréquence

A température ambiante, l'équation (17) se simplifie

$$(18) I_{SH} = 5,64 \cdot 10^{-10} \sqrt{I_{bias} (f_H - f_L)}$$

Les courants de bruit Schottky traversent de plus les résistances dynamiques émetteur (r_e) de l'étage d'entrée, produisant de ce fait des tensions de bruit d'entrée. Ces tensions, additionnées au bruit thermique de r_{bb} , sont la partie de bruit blanc fourni par E_n (le générateur équivalent de bruit total en tension).

Bruit de scintillement

Dans les applications à bande passante très limitée, le scintillement est la source de bruit la plus critique. Un concepteur d'amplificateur opérationnel minimise le bruit de scintillement en supprimant les composants de bruit en courant dans l'étage d'entrée et le second étage qui contribuent à la tension de bruit d'entrée. L'équation (19) illustre le rapport entre ces deux paramètres :

$$(19) \frac{i_n \text{ second étage}}{g_m \text{ premier étage}} = e_n \text{ entrée.}$$

Un autre facteur critique est le point « 1/f corner ».

Pour que le bruit de scintillement soit minimum, le point « 1/f corner » en tension (fig. 6) et en courant (fig. 7) doit être le plus bas possible ; ceci est crucial.

Comme montré dans la fig. 9, un point « 1/f corner » très bas en fréquence distingue les amplificateurs faible bruit des amplificateurs universels du type 741 et autres.

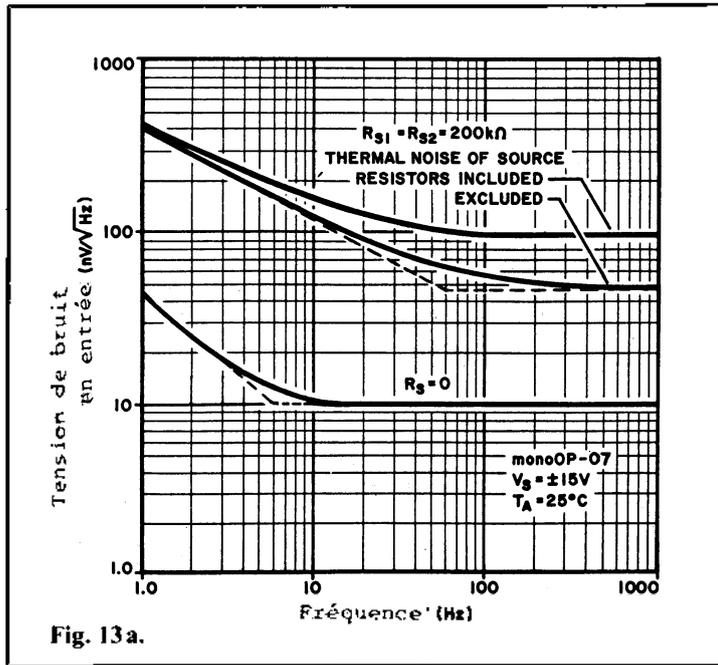


Fig. 13a.

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES			monoOP-07A			monoOP-07			
$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$									
Paramètre	Symbole	Conditions de Test	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Unités
Tension de bruit en entrée	e_{np-p}	0.1 Hz to 10 Hz	--	0.35	0.6	--	0.35	0.6	μV p-p
Densité de bruit en tension en entrée	e_n	$f_o = 10$ Hz	--	10.3	18.0	--	10.3	18.0	nV/ \sqrt{Hz}
		$f_o = 100$ Hz	--	10.0	13.0	--	10.0	13.0	
		$f_o = 1000$ Hz	--	9.6	11.0	--	9.6	11.0	
Courant de bruit en entrée	i_{np-p}	0.1 Hz to 10 Hz	--	14	30	--	14	30	pA p-p
Densité de bruit en courant en entrée	i_n	$f_o = 10$ Hz	--	0.32	0.80	--	0.32	0.80	pA/ \sqrt{Hz}
		$f_o = 100$ Hz	--	0.14	0.23	--	0.14	0.23	
		$f_o = 1000$ Hz	--	0.12	0.17	--	0.12	0.17	
Tension de décalage d'entrée	V_{os}		--	10	25	--	30	75	μV
Stabilité à long terme de la tension de décalage en entrée	$V_{os}/TIME$		--	0.2	1.0	--	0.2	1.0	$\mu V/Mo$
Courant de décalage en entrée	I_{os}		--	0.3	2.0	--	0.4	2.8	nA
Courant de polarisation en entrée	I_B		--	± 0.7	± 2.0	--	± 1.0	± 3.0	nA

e_{np-p} : tension crête-crête de bruit sur une bande de fréquence définie.
 e_n : tension de bruit efficace dans une bande de 1 Hz autour d'une fréquence définie.
 i_{np-p} : courant crête-crête de bruit sur une bande de fréquence définie.
 i_n : courant efficace dans une bande de 1 Hz autour d'une fréquence définie.

Fig. 13b.

La photographie fig. 10, obtenue en employant le circuit test fig. 11, présente les performances de l'OP 07 en bruit de scintillement. Cette caractéristique démontre qu'avec une attention toute particulière apportée à la conception circuit et aux procédés de fabrication, il est obtenu avec l'OP 07, une remarquable valeur de 0,35 μV crête à crête de tension de bruit d'entrée dans une bande de 0,1 Hz à 10 Hz (80 nV crête à crête pour le nouvel amplificateur OP 27 et OP 37).

Bruit « pop-corn »

Le bruit « pop-corn » (appelé aussi « burst noise », c'est-à-dire bruit d'éclatement) est un changement momentané des courants bias d'entrée, ceci à une fréquence inférieure à 100 Hz. Il est causé par des imperfections de surface du semi-conducteur. Imperfections générées au cours du processus de fabrication. « Precision Monolithics » minimise ce problème par des soins particuliers apportés au traitement de surface : propreté générale et un procédé spécial en trois étapes connu sous le nom de « triple passivation ».

La première étape consiste à faire croître par un traitement thermique approprié une couche de dioxyde de silicium (SiO_2). Cette couche protège les jonctions et capture à sa surface les impuretés ioniques résiduelles où elles sont définitivement fixées.

Une couche de nitrure de silicium est ensuite appliquée pour prévenir toute possibilité de contamination ou d'entrée d'impuretés. La troisième étape est une glassivation épaisse de toute la surface du « chip » n'épargnant que les plages réservées au « bonding ». Une coupe de ce procédé est présenté fig. 12. Les fabricants d'amplificateurs opérationnels doivent prendre une décision difficile au sujet du bruit « pop-corn ». A travers un procédé de fabrication faible bruit soigné, on peut éliminer le bruit « pop-corn » de pratiquement tous les systèmes. Alternativement, le procédé de fabrication peut être simplifié ; mais le produit fini, doit alors être testé individuellement sur ce paramètre. Des tests spéciaux en bruit prennent un temps considérable en laboratoire et ajoutent un supplément important au prix de fabrication et en fin de compte augmentent le prix que le client doit payer.

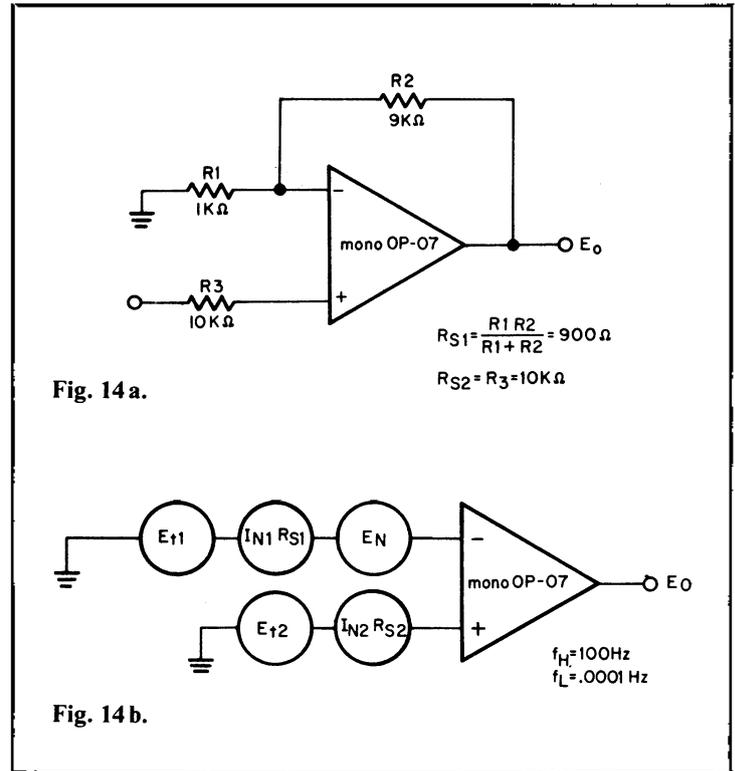
Chez « Precision Monolithics Inc. » l'alternative du procédé de fabrication faible bruit a été adoptée et est utilisée pour fabriquer en grande quantité des amplificateurs faible bruit à un prix raisonnable.

Calcul du bruit total

Avec les courbes et les spécifications de la fiche technique, la connaissance des valeurs des résistances de source, le bruit ramené à l'entrée peut être calculé pour une application donnée. Pour illustrer cette méthode, une partie de la fiche technique de l'OP 07 (les paramètres concernant le bruit) est reproduite figure 13. La première étape est de déterminer la valeur en fréquence du point « 1/f corner » en bruit courant et en bruit tension pour que les termes E_n et I_n de l'équation (14) puissent être calculés en utilisant les équations (12) et (13).

Détermination du point « 1/f corner »

Dans la courbe 13A, qui donne la tension de bruit d'entrée en fonction de la fréquence, on peut voir que la tension de bruit ($R_s = 0$) commence à s'incurver aux alentours de 10 Hz. La prolongation de la portion horizontale (bruit blanc) et la pente à l'origine (bruit de scintillement) se coupant à 6 Hz, qui est le point « 1/f corner » en tension (f_{ci}). Dans la courbe centrale excluant le bruit



thermique des résistances de sources, le bruit en courant, multiplié par 200 k Ω est tracé comme un bruit en tension. La prolongation de la portion horizontale et la pente à l'origine se coupent à 60 Hz, qui est le point « 1/f corner » en courant (f_{ci}).

Le calcul de E_n et I_n (équations (12) et (13) exige de connaître aussi e_n et i_n .

Pour trouver la valeur de e_n et i_n , utilisez les spécifications données par la fiche technique, une décade ou plus au-dessus des points « 1/f corner » respectifs ; dans ce cas, e_n est de 9,6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (1 000 Hz) et i_n est de 0,12 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (1 000 Hz).

Bande passante intéressante

Pour faire une somme correcte, chacune des cinq valeurs de bruit doit être exprimée dans une même bande ($f_H - f_L$). Dans notre cas, prendre f_H comme étant la plus haute fréquence devant être amplifiée sans distorsion. Notez que e_n , i_n , les points « 1/f corner », ainsi que la bande sont indépendants des valeurs réelles des composants du circuit. Il en découle que lorsque l'on doit faire le calcul du bruit pour plusieurs circuits utilisant le même amplificateur opérationnel, ces nombres peuvent être réutilisés et ne sont donc à calculer qu'une seule fois.

Exemple d'application typique

La figure 14A nous montre un montage classique d'un amplificateur en gain de 10 avec des résistances de source $R_{S1} = 900 \Omega$ et $R_{S2} = 10 \text{ k}\Omega$. Dans la fig. 14B, le circuit est redessiné afin de montrer les cinq sources de bruits en tension. Pour évaluer le bruit total ramené à l'entrée, la valeur de chacune des cinq sources doit être déterminée.

Utilisez l'équation (16) $E_t = 1,28 \cdot 10^{-10} \sqrt{R(f_H - f_L)}$
avec $f_H = 100 \text{ Hz}$ et $f_L = 0,0001 \text{ Hz}$

$$E_{t1} = 1,28 \cdot 10^{-10} \sqrt{(900 \Omega) \times (100 \text{ Hz})} = 0,04 \mu\text{V eff.}$$

$$E_{t2} = 1,28 \cdot 10^{-10} \sqrt{(10 \text{ K}\Omega) \times (100 \text{ Hz})} = 0,128 \mu\text{V eff.}$$

Calculez ensuite I_N en utilisant l'équation (13)

$$I_N = i_n \sqrt{f_{ci} \cdot \log_n \left(\frac{f_H}{f_L} \right) + (f_H - f_L)}$$

$$I_N = (0,12 \text{ pA})$$

$$\sqrt{(60 \text{ Hz}) \log_n \left(\frac{100 \text{ Hz}}{0,0001 \text{ Hz}} \right) + [(-100 \text{ Hz}) - (0,0001 \text{ Hz})]}$$

$$I_N = 3,66 \text{ pA. eff.}$$

$$\text{Donc : } I_{N1} \cdot R_{S1} = (3,66 \text{ pA}) \times (900 \Omega) = 3,3 \text{ nV eff.}$$

$$I_{N2} \cdot R_{S2} = (3,66 \text{ pA}) \times (-10 \text{ k}\Omega) = 36,6 \text{ nV eff.}$$

Calculons finalement E_N en utilisant l'équation (12)

$$E_N = e_n \sqrt{f_{ce} \cdot \log_n \left(\frac{f_H}{f_L} \right) + (f_H - f_L)}$$

$$= (9,6 \text{ nV})$$

$$\sqrt{(6 \text{ Hz}) \log_n \left(\frac{100 \text{ Hz}}{0,0001 \text{ Hz}} \right) + [(100 \text{ Hz}) - (0,0001 \text{ Hz})]}$$

$$E_N = 130 \text{ nV eff.}$$

Appliquons alors l'équation (14) :

$$E_{n(\text{TOTAL})} (f_H - f_L) = \sqrt{E_N^2 + (I_{N1} \cdot R_{S1})^2 + (I_{N2} \cdot R_{S2})^2 + E_{C1}^2 + E_{C2}^2}$$

$$= \sqrt{(130 \text{ nV})^2 + (3,3 \text{ nV})^2 + (36,6 \text{ nV})^2 + (40 \text{ nV})^2 + (128 \text{ nV})^2}$$

$$= 190 \text{ nV eff.}$$

Ce qui donne en tension crête à crête ramenée à l'entrée : 1,14 μV dans une bande de 0,0001 Hz à 100 Hz.

Même application avec un amplificateur de type 741

Le précédent calcul déterminait le bruit total dans une bande donnée pour un amplificateur faible bruit (OP 07 dans ce cas). Afin de vous apporter une notion du niveau de performance de cet amplificateur (OP 07), nous allons refaire le même calcul mais en introduisant dans le schéma de la figure 14, un amplificateur standard du type 741.

Une fois encore, le point de départ est la détermination, en utilisant la courbe figure 15, au point « 1/f corner ».

Ce qui nous donne :

$$f_{ce} = 200 \text{ Hz} \quad f_{ci} = 2 \text{ kHz}$$

$$e_n = 20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \text{ et } i_n = 0,5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$$

En utilisant la valeur de ces points « 1/f corner » et ces densités de bruit, nous calculons E_N et I_N avec les équations (12) et (13) et nous trouvons respectivement :

$$E_N = 1,07 \mu\text{V eff } I_N = 83,26 \text{ pA eff.}$$

Multiplions le bruit en courant par les résistances de sources respectives, ce qui nous donne les termes 2 et 3 de l'équation (14)

$$(14) \quad E_{n(\text{TOTAL})} (f_H - f_L) =$$

$$\sqrt{E_N^2 + (I_{N1} \cdot R_{S1})^2 + (I_{N2} \cdot R_{S2})^2 + E_{C1}^2 + E_{C2}^2}$$

$$= \sqrt{(1,07 \mu\text{V})^2 + (0,075 \mu\text{V})^2 + (0,83 \mu\text{V})^2 + (0,04 \mu\text{V})^2 + (0,128 \mu\text{V})^2}$$

$$= 1,36 \mu\text{V eff.}$$

Ce qui nous donne un bruit total ramené à l'entrée en crête à crête de 8,16 μV dans une bande de 0,0001 Hz à 100 Hz. Cette valeur est 7 fois plus importante que dans l'application avec un amplificateur faible bruit.

Les calculs précédents mettent en évidence trois règles principales pour minimiser le bruit dans les circuits à amplificateurs opérationnels :

- 1 - Utiliser un amplificateur opérationnel ayant un point « 1/f corner » en tension et en courant le plus bas possible.
- 2 - Avoir des impédances de source les plus basses possibles.
- 3 - Limiter la bande passante du circuit à la même valeur que la bande du signal.

Bande passante

La bande passante du circuit ne doit pas être plus importante que la bande du signal à amplifier. Il en découle sinon une amplification indésirable des bruits de fréquence haute.

D'un bout à l'autre des calculs précédents, il était tenu compte d'une « bande passante intéressante » : cependant, dans les applications réelles, il doit être tenu compte de la bande passante de l'amplificateur opérationnel.

Dans la figure 16, les courbes de réponse en fréquence de l'OP 07, montrent une chute de 20 dB par décade ; l'intégration de la surface délimitée par cette courbe nous montre que la bande réelle en bruit du circuit est

$$1,57 \left(\frac{\pi}{2} \right) \text{ fois la bande à 3 dB.}$$

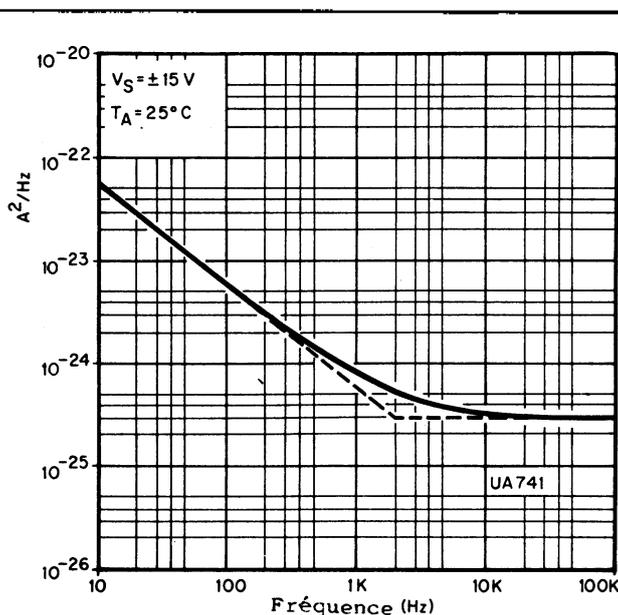


Fig. 15a.

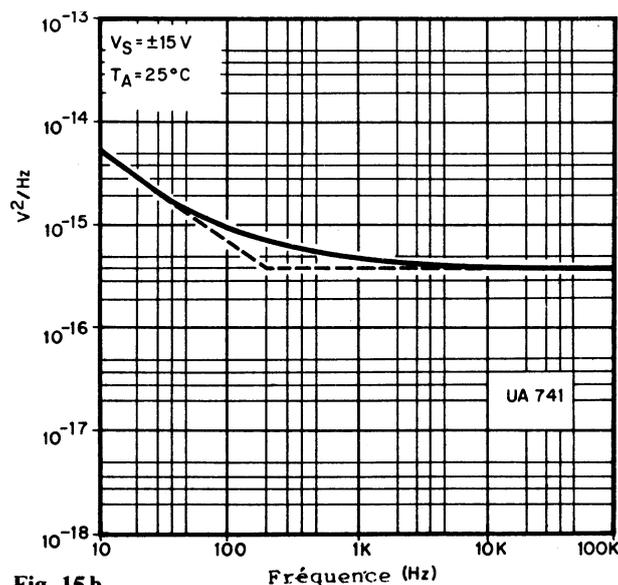


Fig. 15b.

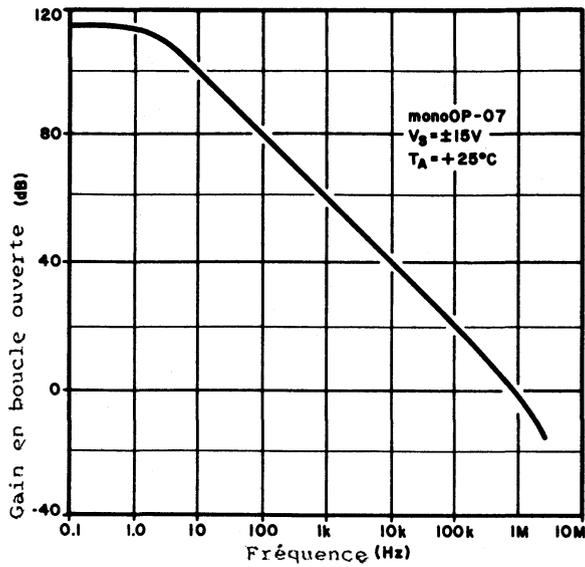


Fig. 16a.

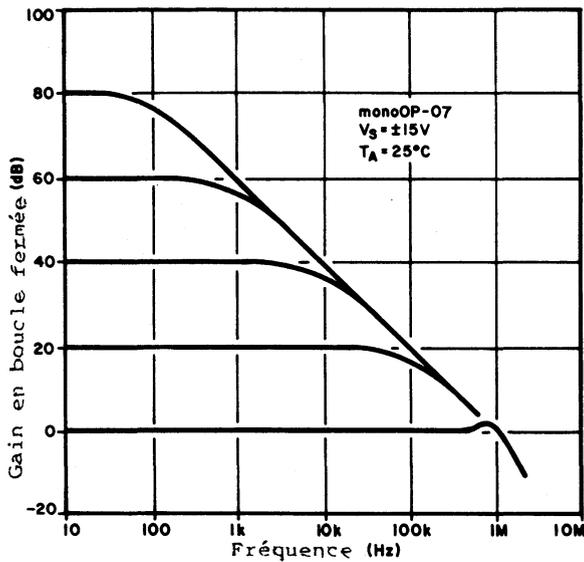


Fig. 16b.

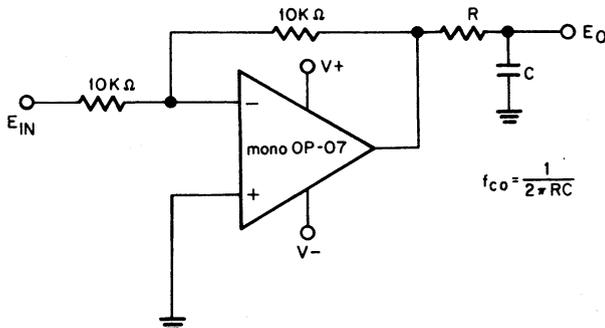


Fig. 17.

Dans la plupart des configurations en gain en boucle fermée, la bande de l'amplificateur peut être plus grande qu'on ne le désire.

Un filtre en sortie, tel que sur la figure 17, pourra alors être utilisé. Il est possible aussi, à la place de ce filtre, de câbler une capacité en parallèle sur la résistance de

contre-réaction. La bande peut aussi être limitée dans certaines applications en surcompensant un amplificateur faible bruit à compensation externe ; tels l'OP 06 ou le PM 725.

Diverses méthodes de minimisation du bruit

Certains autres mécanismes de bruit méritent d'être considérés : utiliser des résistances à couches métalliques. Les résistances carbonées font preuve d'un excès de bruit (à la fois en bruit 1/f et en bruit blanc) qui est lié à la tension continue appliquée. L'utilisation de résistance de source égales dans chaque entrée (parfois bonne pour minimiser les erreurs continues) accroît le bruit. De plus, l'égalisation des résistances de source n'est pas primordiale pour des amplificateurs tels que l'OP 07, puisque $I_{OS} = I_{BIAS}$. Prendre le bruit dans sa propre perspective. Le minimiser sans introduire d'erreurs supplémentaires en continu.

— Utiliser des amplificateurs faible bruit avec des spécifications continues globales qui conviendront à l'application.

En résumé, les points principaux à considérer sont les suivants :

- Diminuer, voire supprimer les générateurs de bruits extérieurs.
- Choisir un amplificateur ayant un point en 1/f de faible fréquence.
- Limiter la bande passante du circuit à la bande du signal.
- Diminuer les valeurs des résistances dans le circuit d'entrée.

Conclusion

Les récentes améliorations des spécifications continues des amplificateurs opérationnels monolithiques ont fait du « bruit », un élément d'erreurs important. Grâce aux informations données dans les fiches techniques et les valeurs des résistances de source, le bruit total ramené à l'entrée, dans une bande passante donnée, peut être aisément calculé. Le bruit total peut être minimisé par une très bonne connaissance des divers mécanismes de génération des bruits.