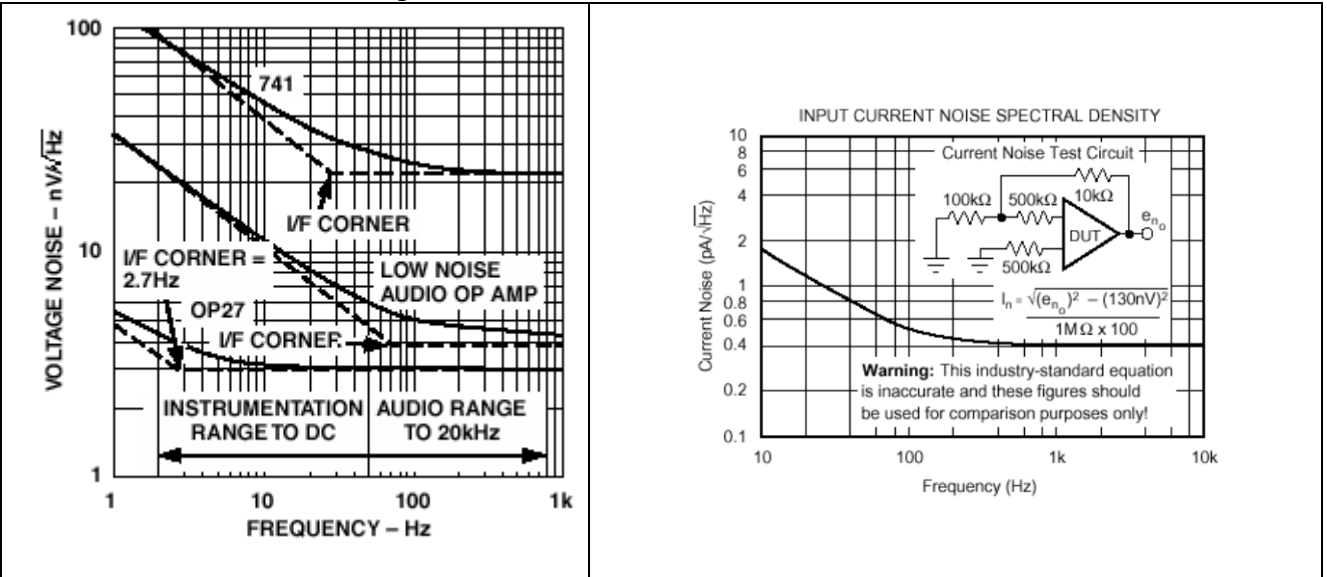


I.1 Bruit interne à l'A.O

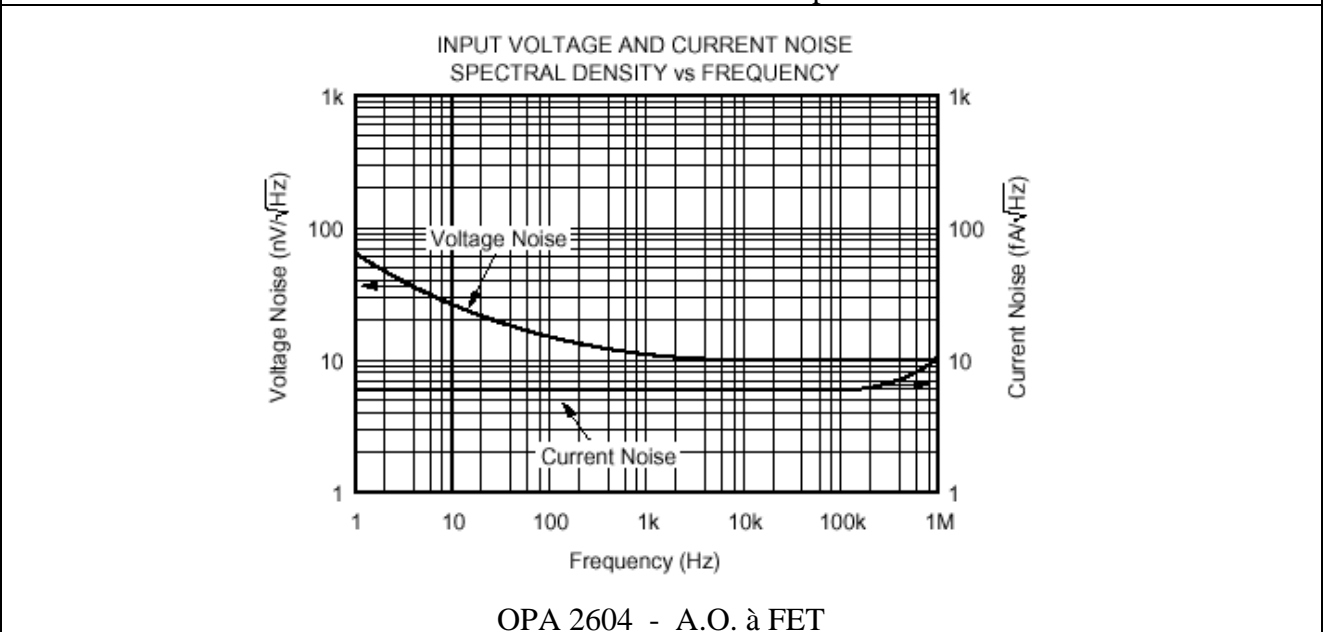
La valeur de la tension efficace de bruit est donc fonction du type d'A.O utilisé. A titre d'exemple, on considère deux technologies d'A.O :

- à transistors bipolaires, par exemple l'OPA27 dont le produit gain-bande (ou fréquence de transition f_T) est donné par le constructeur à 10 MHz,
- à transistors FET, par exemple l'OPA2604, avec $f_T=20\text{MHz}$.

Les données relatives aux sources de bruit interne à l'A.O extraites de la documentation constructeur sont données ci-après.



OPA 27 - A.O. à transistors bipolaires



OPA 2604 - A.O. à FET

Le bruit en tension et en courant de l'A.O peut se résumer à un bruit blanc thermique ou de grenaille ("spot noise" en anglais) et un bruit de scintillement qui devient négligeable devant le bruit blanc au delà d'une fréquence f_{corner} . Cette fréquence qui délimite le bruit en 1/f est

définie sur le graphe de la densité de puissance spectrale du bruit en coordonnées logarithmiques par l'intersection entre asymptote oblique de pente -1 (bruit en 1/f) avec l'asymptote horizontale du bruit blanc thermique.

Les tensions de bruit internes à l'A.O associées à la source de tension différentielle et aux courants de polarisation sont définies par :

$V_n = \sqrt{V_{n_{blanc}}^2 \left(1 + \frac{f_{comer}}{f}\right)}$ et $I_n = \sqrt{I_{n_{blanc}}^2 \left(1 + \frac{f_{comer}}{f}\right)}$ où $V_{n_{blanc}}$ et $I_{n_{blanc}}$ sont associés au bruit blanc respectivement en tension et en courant.

Dès lors, après avoir privilégié l'A.O dont la fréquence de bruit en 1/f est la plus faible, on pourra, pour faciliter les calculs, ne considérer que l'expression du bruit blanc.

On déduit des mesures données par le constructeur, les tensions de bruit efficaces selon l'A.O :

- * cas du 741 : $V_n = 21nV.Hz^{-1/2}$
- * cas de l'OPA27 : $I_n = 0,4pA.Hz^{-1/2}$, $V_n = 3nV.Hz^{-1/2}$
- * cas de l'OPA2604 : $I_n = 6fA.Hz^{-1/2}$, $V_n = 10nV.Hz^{-1/2}$

I.2 Bande équivalente de bruit

On définit la bande équivalente de bruit B_n comme la largeur de bande d'un quadripôle idéal qui transmettrait un spectre blanc B_0 avec le même effet en sortie que le quadripôle modélisé :

$$B_0 \int_B |A(f)|^2 df = B_0 |A(f)|_{\max}^2 B_n$$

avec B plage de fréquences du bruit, A(f) fonction de transfert du quadripôle.

Si on considère un filtre passe-bas d'ordre 1, de fonction de transfert $A(f) = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_c}}$, la

bande équivalente de bruit est définie par rapport à la bande passante à -3dB par l'expression :

$$B_n = \frac{1}{|A(f)|_{\max}^2} \int_0^\infty |A(f)|^2 df = \frac{1}{A_0^2} \int_0^\infty \frac{A_0^2}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} df = f_c \left[\arctan \left(f / f_c \right) \right]_0^\infty = f_c \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2} B_{-3dB}$$

Dans le cas d'un filtre passe-bas d'ordre supérieur, la bande de fréquence B_n à considérer pour le calcul du bruit est donnée par le tableau suivant :

Ordre "i" du filtre	B_n/B_{-3dB}
1	1,57
2	1,11
3	1,05
4	1,03

La valeur efficace du bruit se déduit du calcul de l'intégrale sur B_n bande de fréquences équivalente de bruit, où la valeur à l'origine de l'intégrale ne peut être définie de par la définition en $1/f$ du bruit de scintillement.

1.3 Modélisation du bruit dans un montage à contre réaction

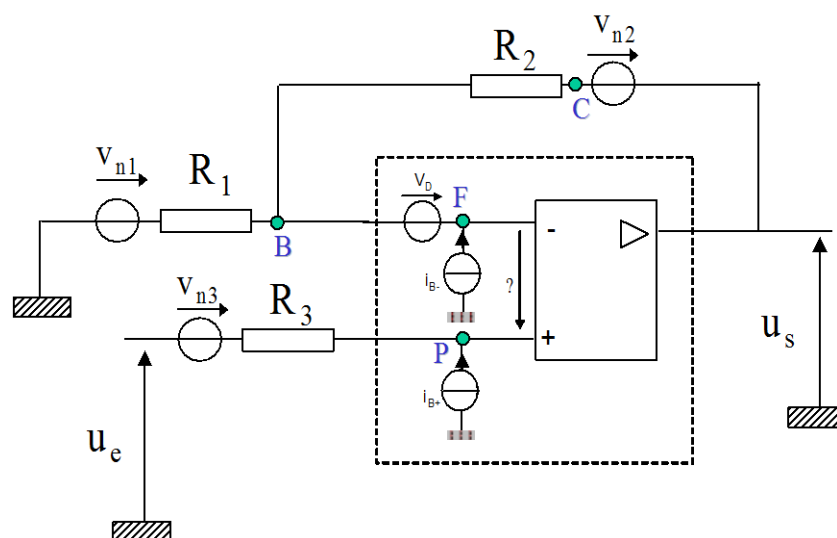
On considère une chaîne analogique constituée par un montage « amplificateur non inverseur » dont la fonction consiste à assurer le conditionnement d'un signal audio avant le processus de numérisation. La numérisation compatible CD s'effectue sur 16 bits à la fréquence de 44.1kHz. Le niveau de bruit de la chaîne analogique doit être inférieur au pas de conversion qui pour une pleine échelle de 5V est égal à $\frac{5}{2^{16}} \cong 76\mu V$ sous peine de ne pas garantir un codage numérique sur 16 bits effectifs (cf. chapitre conversion numérique).

La modélisation du bruit induit par la chaîne analogique se déduit du calcul de la tension efficace de bruit sur le montage « amplificateur non inverseur » où on prend en compte les sources de bruit :

- internes à l'A.O :
 - sources de bruit en courant associées aux courants de polarisation I_{B+} et I_{B-} ,
 - source de bruit en tension associée à la tension d'offset V_D .
- externes à l'A.O :
 - sources de bruit en tension associées aux résistances du montage.

On fait l'hypothèse que les sources de bruit sont indépendantes.

La résistance R_3 définie par $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$, bien que induisant du bruit est positionnée pour diminuer l'influence de l'offset induit par les courants de polarisation (cf. paragraphes précédents).



La tension de sortie u_s se déduit :

- des lois de Kirchhoff au point B :

$$\frac{v_{n_1} - u_B}{R_1} + \frac{u_C - u_B}{R_2} + I_{B^-} = 0$$

$$\text{d'où : } u_C = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_B - \frac{R_2}{R_1} v_{n_1} - R_2 I_{B^-}, \text{ avec } u_C = u_s - v_{n_2}$$

- des lois de Kirchhoff au point P :

$$\frac{u_e + v_{n_3} - u_P}{R_3} + I_{B^+} = 0, \text{ soit } u_P = u_e + v_{n_3} + R_3 I_{B^+}$$

La contre réaction assure un fonctionnement en régime linéaire soit $u_F = u_P$ avec $u_F = u_B + V_D$.

On en déduit la relation :

$$u_s - v_{n_2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) [v_{n_3} + R_3 I_{B^+} - V_D] - \frac{R_2}{R_1} v_{n_1} - R_2 I_{B^-}$$

$$\text{D'où } u_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_e + \left\{ \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) [v_{n_3} + R_3 I_{B^+} - V_D] - \frac{R_2}{R_1} v_{n_1} - R_2 I_{B^-} + v_{n_2} \right\}$$

Soit :

$$u_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_e + u_{s \text{ Bruit}} \text{ avec } u_{s \text{ Bruit}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) [v_{n_3} + R_3 I_{B^+} - V_D] - \frac{R_2}{R_1} v_{n_1} - R_2 I_{B^-} + v_{n_2}$$

La tension de bruit est définie par l'expression :

$$u_{s \text{ Bruit}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) [v_{n_3} - V_D] + R_2 [I_{B^+} - I_{B^-}] - \frac{R_2}{R_1} v_{n_1} + v_{n_2}$$

Bien que les courants de polarisation soient définis par $I_{B^+} = I_P + \frac{I_D}{2}$ et $I_{B^-} = I_P - \frac{I_D}{2}$ avec $I_P \gg I_D$; les sources de bruit associées sont à priori indépendantes et non corrélées. On ne peut donc pas réduire l'expression.

La densité spectrale de puissance de ce bruit se résume à la somme des carrés de chaque terme puisque les termes croisés des sources non corrélées ont une moyenne nulle. On en déduit :

$$u_{s \text{ Bruit}}^2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 [v_{n_3}^2 + V_D^2] + \frac{R_2}{R_1} v_{n_1}^2 + R_2^2 I_{B^+}^2 + R_2^2 I_{B^-}^2 + v_{n_2}^2$$

D'où l'expression de la tension efficace de bruit :

$$V_{s_n} = \sqrt{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 [v_{n_3}^2 + V_D^2] + R_2^2 I_{B^-}^2 + R_2^2 I_{B^+}^2 + \frac{R_2}{R_1} v_{n_1}^2 + v_{n_2}^2}$$

avec la définition des tensions de bruit des résistances : $v_{n_i}^2 = 4kTR_i \Delta f$

Soit l'expression :

$$V_{s_n} = \sqrt{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 \left[4kTR_3\Delta f + V_D^2\right] + R_2^2 I_{B^-}^2 + R_2^2 I_{B^+}^2 + \frac{R_2}{R_1} 4kTR_1\Delta f + 4kTR_2\Delta f}$$

qui peut se mettre sous la forme:

$$V_{s_n} = \sqrt{\left(3 + \frac{R_2}{R_1}\right) [4kTR_2\Delta f] + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 V_D^2 + R_2^2 I_{B^-}^2 + R_2^2 I_{B^+}^2} = \sqrt{V_{b_{ri}}^2 + V_{b_{AO}}^2}$$

où $V_{b_{ri}}$ est relié au bruit induit par les résistances utilisés dans l'architecture du montage, alors que $V_{b_{AO}}$ est induit par les imperfections de l'A.O.

On définit le facteur de bruit F du montage, qui traduit la dégradation du rapport signal sur bruit apportée par le montage à base d'A.O et défini par :

$$F = \frac{\text{puissance_de_bruit_en_sortie}}{\text{puissance_de_bruit_en_sortie_AO_ideal}}$$

Pour notre application:

$$F = \frac{V_{b_{ri}} + V_{b_{AO}}}{V_{b_{ri}}} = 1 + \frac{V_{b_{AO}}}{V_{b_{ri}}}$$

En pratique il est souvent exprimé en dB c'est à dire que $F_{dB} = 10 \log_{10}(F)$. Un bon amplificateur doit maintenir le facteur de bruit F aussi proche que possible de 1 ($F_{dB} = 0$).

Pour notre application, la bande passante audio exploitable est limitée à 20kHz. On compare les performances en bruit suivant le choix de l'A.O. Si on considère à titre d'exemple les deux A.O type OPA27 et OPA2604, à bande passante à -3dB identique égale à 20kHz, les gains statiques diffèrent : soit $A_0=500$ pour l'OPA27, contre $A_0=1000$ pour l'OPA2604 qui présente un produit gain bande (ou fréquence de transition) dix fois supérieur.

On en déduit le choix des résistances :

- * Cas d'une amplification avec l'OPA27 : $R_1=1k\Omega$ $R_2=500k\Omega$ $R_3=1k\Omega$
- * Cas d'une amplification avec l'OPA2604 : $R_1=470\Omega$ $R_2=470k\Omega$ $R_3=470\Omega$

Le montage amplificateur non inverseur peut être assimilé à un filtre passe-bas d'ordre un, de fréquence de coupure f_c , d'où une bande équivalente de bruit $B_n = \frac{\pi}{2} f_c = 31.4kHz$.

A la température de 300K, la tension efficace de bruit associée à la résistance R_i est

$$v_{n_i} = \sqrt{4kTR_i B_n}, \text{ soit tension de bruit thermique égale à } 129 \text{ pV} \cdot \Omega^{-1/2} \cdot \text{Hz}^{-1/2}.$$

- * Cas d'un montage avec l'OPA27 :

$$v_{n1} \cong 0.72\mu V \quad v_{n2} \cong 16\mu V \quad v_{n3} \cong 0.72\mu V ;$$

avec $I_n = 0,4 \text{ pA} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$, $V_n = 3 \text{ nV} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$

- * Cas d'un montage avec l'OPA2604 :

$$\begin{aligned} v_{n1} &\cong 0.5\mu V & v_{n2} &\cong 15.6\mu V & v_{n3} &\cong 0.5\mu V \\ I_n &= 6fA.Hz^{-1/2}, & V_n &= 10nV.Hz^{-1/2} \end{aligned}$$

On en déduit la valeur efficace de la tension de bruit du montage bouclé, fonction des tensions de bruit internes de l'A.O, de la tension de bruit de la résistance de contre réaction et du gain statique du montage. On peut remarquer qu'à résistance de contre réaction identique le rapport signal sur bruit est fonction du bruit interne de l'A.O.

Dans le cas de l'architecture du montage amplificateur non inverseur présenté, en imposant la même bande passante à 20kHz, on a :

$$V_{s_n} = \sqrt{\left(3 + \frac{R_2}{R_1}\right) [4kTR_2\Delta f] + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 V_D^2 + R_2^2 I_{B^-}^2 + R_2^2 I_{B^+}^2} = \sqrt{V_{b_{Ri}}^2 + V_{b_{AO}}^2}.$$

D'où les valeurs efficaces de tension de bruit:

$$V_{s_n [OPA27]} = 450\mu V \text{ et } V_{s_n [OPA2604]} = 1,84mV$$

On en déduit la valeur crête-crête de la tension de bruit en sortie :

$$V_{s_n^{cc} [OPA27]} = 2,7mV \text{ et } V_{s_n^{cc} [OPA2604]} = 11,04mV$$

Dans notre cas, le niveau de bruit pire cas peut représenter jusqu'à 65 lsb !! On démontre ainsi que réaliser une électronique avec un niveau de bruit inférieur au mV est difficile et nécessite l'utilisation d'architectures et de composants appropriés.

