

Amplificateurs opérationnels : comment maîtriser le calcul et la mesure du bruit électronique en théorie et en pratique ?

Projet OM d'un testeur de bruit de 0,1 Hz à 10 Hz à ultra faible bruit

Introduction :

Les amplificateurs opérationnels sont largement utilisés dans de nombreux circuits analogiques et en particulier dans le domaine de la mesure de grandeurs physiques au moyen de capteurs (tension, courant, pression, température, etc.). Même si nous vivons à une époque où tout devient numérique, il reste toutefois indispensable de traiter ou de conditionner un signal analogique dans les règles de l'art avant de le convertir en un signal numérique. Cela devient particulièrement crucial lorsque l'on doit conditionner des signaux faibles, c'est-à-dire amplifier ces signaux pour qu'ils aient une amplitude ou une étendue d'amplitudes qui soit compatible avec les caractéristiques d'entrée d'un convertisseur analogique-numérique.

Par exemple, un récepteur SDR (*Software-Defined Radio*, radio logicielle) dispose d'un étage haute-fréquence analogique, c'est-à-dire un LNA (*Low Noise Amplifier*, amplificateur à faible bruit), pour amplifier le signal radiofréquence avant que celui-ci soit converti en un signal numérique par une conversion directe. Un émetteur SDR dispose d'un préamplificateur analogique basse-fréquence pour amplifier le signal du microphone avant de le convertir en un signal numérique qui va ensuite être traité par un CODEC (Codeur-Décodeur).

Les amplificateurs opérationnels sont donc toujours utilisés aujourd'hui pour réaliser entre autres des fonctions d'amplification de signaux à faible amplitude non seulement dans le domaine de l'audio mais aussi dans le domaine de l'optoélectronique, celui des appareils de mesure et parfois même dans le domaine médical ou encore dans celui de la radiofréquence. Le principal défi en matière d'amplification des signaux faibles est d'obtenir un bon rapport signal sur bruit. En effet, si l'amplificateur a une caractéristique de bruit intrinsèque qui domine complètement le signal à amplifier, ce signal est perdu à jamais dans le bruit et le signal utile ne peut plus être récupéré, même avec le meilleur traitement numérique ultérieur qui puisse exister.

Il existe toutefois des traitements numériques spécifiques pour améliorer le rapport signal sur bruit d'un système, mais rien ne vaut au départ un excellent conditionnement du signal analogique pour que celui-ci soit amplifié avec un rapport signal sur bruit optimal. Pour vous convaincre, tant vaut l'antenne, tant vaut la station d'un radioamateur. Dans cette analogie, une bonne antenne installée dans d'excellentes conditions constitue un « amplificateur » analogique à faible bruit pour être capable de décoder valablement des signaux en provenance de station lointaines ou de stations QRP. Il existe aussi des techniques analogiques spécifiques pour améliorer le rapport signal sur bruit d'un système, par exemple en ayant recours à un amplificateur à « verrouillage » (*Lock-In Amplifier*) où le signal utile est détecté au moyen d'un signal de référence qui est corrélé en fréquence et en phase avec le signal utile.

Enfin, les amplificateurs opérationnels, souvent appelés « ampli OP » ou « *OP Amp* », atteignent aujourd'hui en 2021 des sommets de performances, entre autres au point de vue d'une grande largeur de bande passante, d'ultra faible niveau de bruit, de très faible distorsion, de très faible dérive, de grande précision et de grande stabilité. Ces petits concentrés de technologie remplacent des circuits électroniques qui étaient constitués jadis de nombreux transistors en tant que composants discrets (composants dénombrables à l'unité ou à la pièce). Quelques amplis OP à huit « pattes » remplacent ainsi toute une carte électronique équipée de plusieurs dizaines de transistors.

Remarque : dans l'analyse de bruit qui va suivre et pour vous aider à comprendre, tous les calculs de bruit sont détaillés et largement expliqués, ce qui n'est pas toujours le cas dans les publications scientifiques où il y a beaucoup de raccourcis de calculs.

Qu'est-ce que le bruit en électronique ?

Chuuut, silence, ne faites pas trop de bruit, ne soyez donc pas trop agités ... Le bruit en électronique, parfois appelé « bruit de fond » est un « signal » non désiré dont l'amplitude et la fréquence instantanées sont variables de façon aléatoire et non corrélée au signal utile. Cette non-corrélation au signal utile constitue l'aspect nuisible du bruit qui, si son niveau est trop important par rapport à celui du signal utile, peut venir complètement « masquer » le signal utile ; il devient alors impossible de « sortir » le signal hors du bruit. Le bruit est donc une fluctuation aléatoire qui vient se superposer au signal utile. En audio, le bruit est souvent associé à une notion de chuintement, de sifflement ou de claquement. Dans un système de mesure, le bruit est à l'origine d'erreurs de mesure en valeurs instantanées.

Deux catégories de bruit :

Le bruit peut être classé en deux catégories : le bruit extrinsèque (externe) et le bruit intrinsèque (interne).

Le bruit extrinsèque est celui qui est produit par des circuits externes et indépendant du circuit que l'on utilise ou bien est celui qui est issu de phénomènes naturels. Les radioamateurs parlent alors de QRN et de QRM. Par exemple (QRM), les parasites qui existent et qui sont véhiculés sur les lignes de puissance du secteur de distribution d'énergie électrique à courant alternatif 50 Hz, les interférences produites par des téléphones mobiles, les arcs électriques aux bornes de contacts d'interrupteurs ou ceux qui sont produits par les balais des collecteurs des bobinages de moteurs électriques, tous ces parasites ou interférences constituent des bruits extrinsèques. Les radiations cosmiques, les émissions de radioactivité naturelle, la foudre ou d'autres phénomènes météorologiques (QRN) constituent des sources de bruit extrinsèque.

Le bruit intrinsèque est celui qui est produit de toutes pièces par les composants passifs ou actifs (semi-conducteurs) qui constituent un circuit électronique que l'on utilise. C'est le bruit intrinsèque des composants de l'électronique utilisée qui est à l'origine de la dégradation du rapport signal sur bruit qui existait au départ à l'entrée de cette électronique. Cette dégradation est quantifiée en électronique par les notions de facteur de bruit ou de figure de bruit.

Le bruit intrinsèque d'une électronique est très prévisible et prédictible. Il est quantifié par un niveau de bruit qui est calculé et qui peut être mesuré. Il existe des logiciels de simulation et de calcul du niveau de bruit pour une électronique ; cela se révèle très précieux lors de la conception (*Design*) d'un nouveau circuit électronique. En revanche, le bruit extrinsèque est relativement difficile à prévoir ou à prédire.

Les différentes sortes de bruit sous diverses appellations aux nuances subtiles et qui ne sont pas toujours strictement synonymes :

- Bruit blanc (*White Noise*), bruit large bande (*Broadband Noise*), bruit thermique (*Thermal Noise*), bruit de Johnson (*Johnson Noise*), bruit de résistance (*Resistor Noise*) :

Sous ces diverses appellations, il s'agit du bruit qui est produit sur une large bande avec une densité spectrale constante dans le domaine de la fréquence. Les termes « densité spectrale » seront expliqués plus loin dans le texte de cet article ; pour l'instant, reprenez intuitivement qu'il s'agit de l'amplitude spectrale à une fréquence donnée dans le spectre des fréquences. Par analogie, le blanc est la somme de toutes les couleurs du spectre visible (spectre de lumière blanche dont la densité est constante dans toute la bande des fréquences de la lumière visible). Ce phénomène de bruit blanc est produit par l'agitation thermique des atomes et qui est à l'origine du mouvement brownien. Les électrons libres dans un conducteur de charge électrique neutre se déplacent selon des mouvements aléatoires à cause de la vibration des atomes (agitation thermique). Les déplacements aléatoires des charges électriques des électrons sont à l'origine du bruit blanc. En audio, on parle de chuintement, de sifflement, ou de bruit de bande magnétique (*Tape Hiss*).

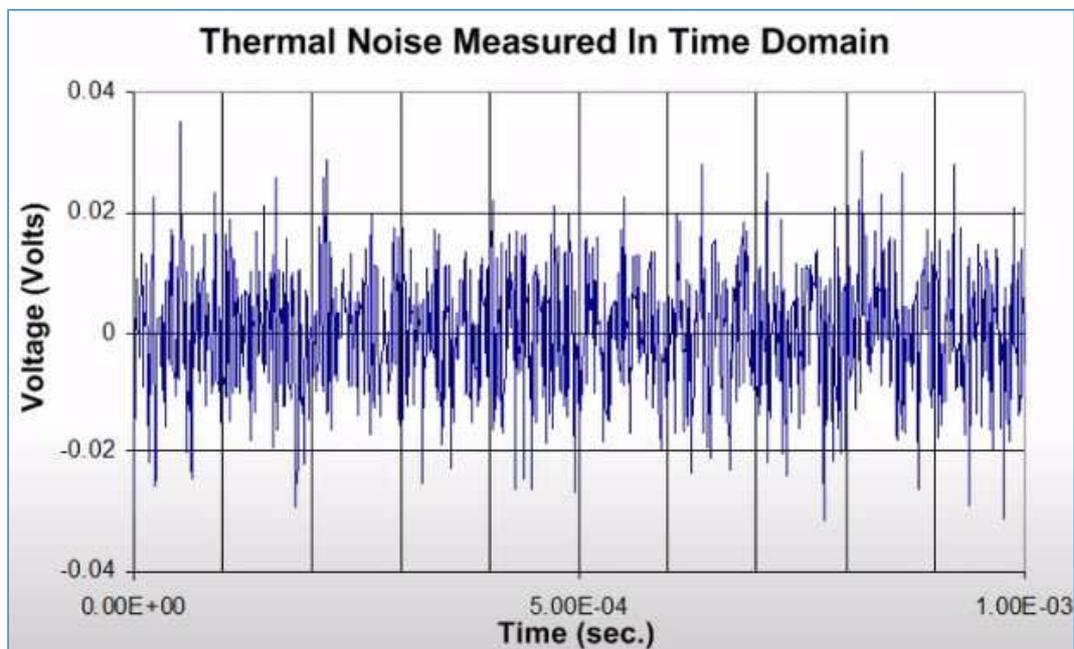


Fig. 1 : Bruit large bande (*Broaband Noise*) ou bruit blanc à densité spectrale constante et visualisé sur un oscilloscope dans le domaine du temps sur une période de 1 ms (inverse de 1 kHz). Source : TIPL Art Kay and Ian Williams, Texas Instruments Precision Labs, 2019.

- Bruit rose (*Pink Noise*), bruit 1/f, bruit de scintillement (*Flicker Noise*), bruit basse fréquence (*Low Frequency Noise*), bruit d'excès ou bruit excessif (*Excess Noise*) :

Ici il s'agit du bruit qui est mesuré dans le registre des très basses fréquences qui sont comprises entre 0,1 Hz et 10 Hz, 100 Hz ou jusqu'à 1 kHz. Ce type de bruit est mesuré dans une bande passante de 0,1 Hz à 10 Hz dans le domaine du temps par convention. La densité spectrale du bruit de scintillement (*Flicker Noise*) augmente de façon inverse à la fréquence, d'où l'appellation « bruit 1/f » par analogie au graphe de la fonction inverse $y = 1/x$ en mathématique et qui est représentée par une branche d'hyperbole. On constate donc un relèvement de la courbe caractéristique de la densité spectrale du bruit rose vers les plus basses fréquences. Tout se passe comme si l'on avait un peu dilué de la lumière rouge dans de la lumière blanche pour former une lumière rose dont le spectre a des amplitudes croissantes lorsqu'on se dirige vers les fréquences les plus basses dans le spectre de la lumière visible. Les semi-conducteurs sont relativement plus affectés de bruit dans la région des très basses fréquences. Il y a donc lieu de tenir compte de ce phénomène dans le calcul du niveau de bruit d'un circuit électronique.

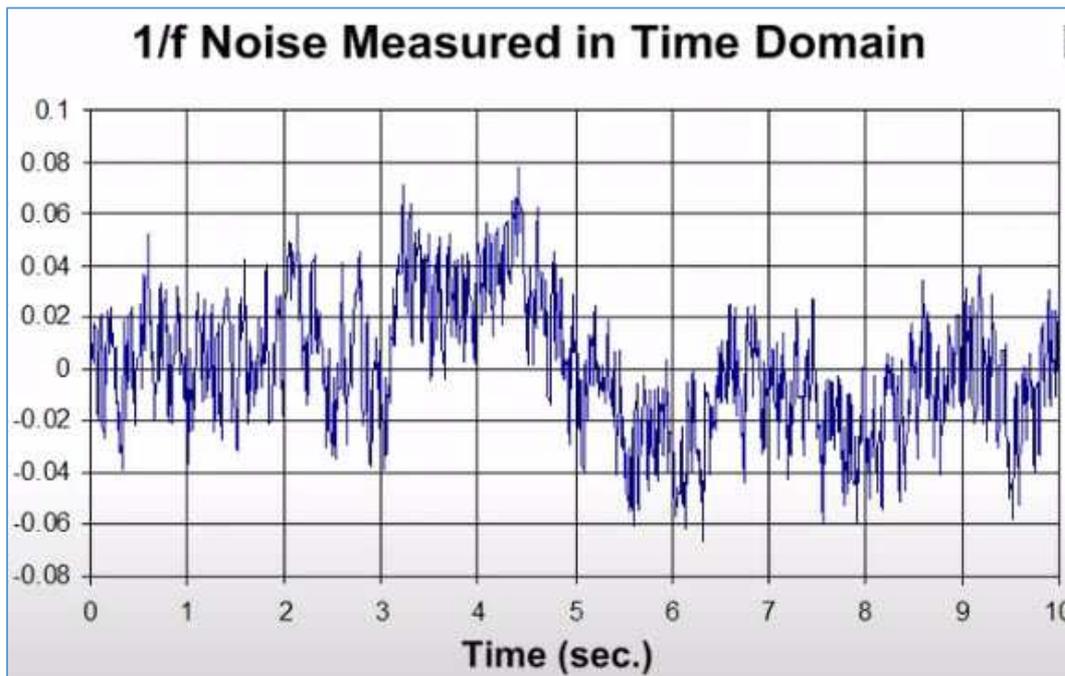


Fig. 2 : Bruit de scintillement (*Flicker Noise*), bruit 1/f ou bruit rose dont la densité spectrale est croissante de façon inverse à la fréquence. Bruit 1/f visualisé sur un oscilloscope dans le domaine du temps par convention sur une période de 10 s (inverse de 0,1 Hz). Source : TIPL Art Kay and Ian Williams, Texas Instruments Precision Labs, 2019.

On constate sur la figure ci-dessus la superposition d'une composante de bruit à très basse fréquence d'une valeur légèrement plus élevée que la composante de bruit à basse fréquence.

- Bruit rouge (*Red Noise*), bruit d'éclat (*Burst Noise*), bruit popcorn (*Popcorn Noise*), signal aléatoire de télégraphe (RTS Random Telegraph Signal), bruit de grenaille ou bruit Schottky (*Shot Noise*) :

Le bruit popcorn est caractérisé par des sauts brusques avec divers niveaux discrets en amplitude et ce d'une façon aléatoire au cours du temps, souvent selon une loi de probabilité de Poisson. Le bruit de grenaille (*Shot Noise* ou *Schottky Noise*) est plus caractérisé par des niveaux quantiques de transitions de charges dans une hétérojonction d'un semi-conducteur (diode par exemple).

$$I_n = \sqrt{2 \cdot q \cdot I \cdot \Delta f}$$

q : Charge d'un électron $1,6 \cdot 10^{-19}$ en Coulombs

I : Courant traversant la jonction [pA]

Δf : Bande passante [Hz]

L'origine du nom de ce bruit vient de celui qui est constaté dans les micros au charbon dont le principe de fonctionnement est basé sur une variation de conduction due à la pression exercée par la membrane du micro sur des grenailles de charbon. Au repos, ce type de micro est malgré tout affecté d'un bruit de craquement à cause d'une conduction aléatoire entre les grenailles de charbon. Le bruit popcorn se manifeste en audio par des claquements ou des craquements.

Dans les électroniques, le bruit popcorn ou bruit d'éclat ou de craquement est dû en général à des défauts de contacts par oxydation ou par des soudures (brasures) « froides » ou encore par des semi-conducteurs défectueux. Ce type de bruit assimilable en audio à celui de l'éclatement du popcorn lors de sa cuisson est compris dans le registre des très basses fréquences aux basses fréquences comprises entre 0,1 Hz et 1 kHz. Ce type de bruit est non prédictif ou non prévisible et n'intervient donc pas dans les calculs du niveau de bruit des amplificateurs opérationnels.

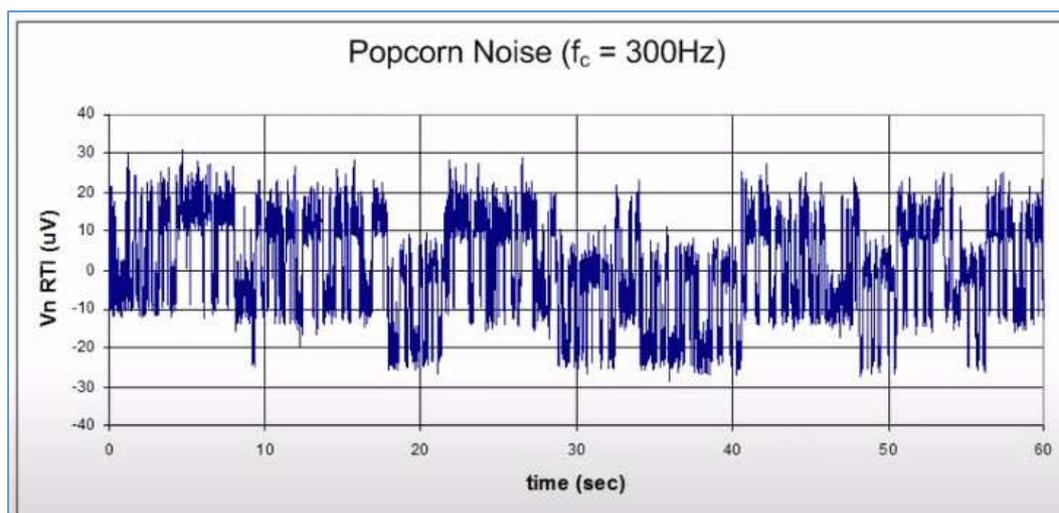


Fig. 3 : Bruit d'éclat ou de popcorn visualisé sur une bande passante de 300 Hz et sur un oscilloscope dans le domaine du temps sur une période de 60 s. Source : TIPL Art Kay and Ian Williams Texas Instruments Precision Labs, 2019.

Distribution gaussienne des valeurs aléatoires instantanées d'amplitude de bruit :

Comme on a pu l'observer aux figures 1 et 2 en ce qui concerne le bruit à large bande (*Broadband Noise*) et le bruit de scintillement (*Flicker Noise*), les valeurs instantanées d'amplitude du bruit fluctuent d'une façon aléatoire au cours du temps. Toutefois, ces valeurs aléatoires instantanées peuvent être contenues entre deux bornes d'une fonction mathématique de probabilité appelée loi normale ou loi gaussienne.

Bref rappel sur la loi normale ou gaussienne en mathématiques des probabilités :

La loi normale ou gaussienne dépend de deux paramètres : son espérance mathématique « μ » (valeur moyenne estimée) et son écart-type « σ » (*Standard Deviation*). La densité de probabilité de la loi normale d'espérance « μ » (moyenne) et d'écart-type « σ » est donnée par la formule suivante :

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2}$$

En général, on représente la courbe de cette fonction mathématique sous forme réduite avec une espérance (moyenne) nulle $\mu = 0$ et un écart-type unitaire $\sigma = 1$. Dans ce cas, la fonction est appelée loi normale centrée réduite ou loi normale standard.

La densité de probabilité de la loi normale est représentée par la surface comprise entre la courbe et l'axe des abscisses. Le calcul de cette surface s'effectue par une intégrale de la fonction. La surface totale est celle qui est intégrée pour les valeurs d'abscisse comprises en $-\infty$ et $+\infty$. Cette surface est unitaire pour une loi normale centrée réduite.

Soit $\mu = 0$ et $\sigma = 1$

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\left(\frac{x^2}{2}\right)}$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(x) dx = 1$$

Ceci représente la somme des probabilités élémentaires pour une variable aléatoire. On peut rechercher la densité de probabilité pour un écart-type donné, par exemple pour un écart-type de : $a = 1\sigma$, de $a = 2\sigma$ ou de $a = 3\sigma$. Le coefficient devant « σ » est appelé le facteur d'élargissement « k » ; en observant la figure ci-dessous, on comprendra intuitivement la raison de cette appellation. L'intégrale est alors définie pour un intervalle borné entre $-a$ et $+a$. Le résultat de ce calcul va nous donner ce qu'on appelle le niveau de confiance exprimé en %.

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\left(\frac{x^2}{2}\right)}$$

$$\mathbb{P}(-a \leq x \leq +a) = \int_{-a}^{+a} f(x) dx$$

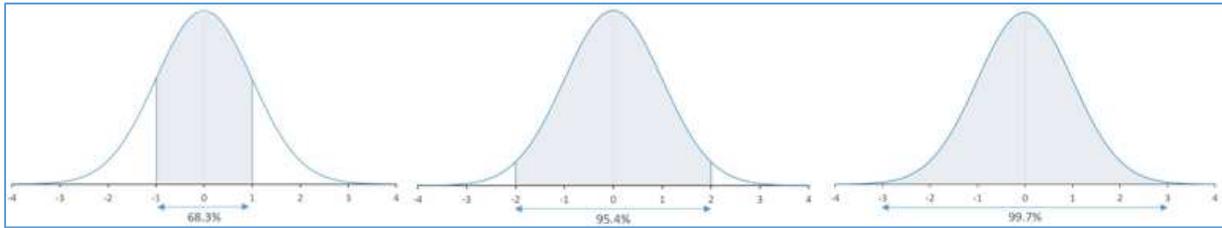


Fig. 4 : Graphes d'une loi normale centrée réduite pour laquelle on donne la densité de probabilité pour des valeurs comprises dans un intervalle déterminé par différentes valeurs d'écart-type. La valeur de la surface ombrée représente le niveau de confiance exprimé en pourcents. Source : <https://commentprogresser.com/statistique-distribution-loi-normale.html>.

L'écart-type (*Standard Deviation*) est un indicateur de mesure de la dispersion des valeurs d'une loi de distribution de probabilité. Il est défini comme la racine carrée de la variance (dispersion) ou, de manière équivalente, comme la moyenne quadratique (moyenne de la somme des carrés) des écarts par rapport à la moyenne (différences entre les valeurs x_i et la moyenne \bar{x}).

$$\sigma = \sqrt{V} = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}$$

En résumé :

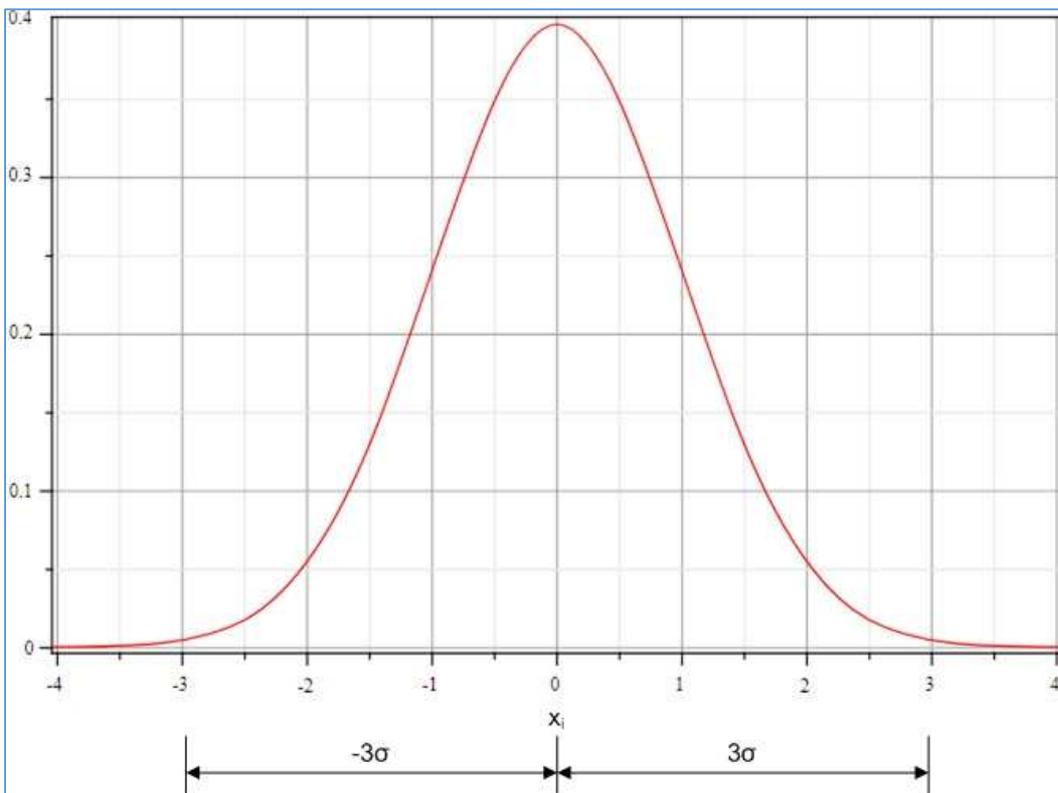


Fig. 5 : Graphe d'une loi normale centrée réduite sur lequel a été reporté l'intervalle défini pour une valeur d'écart-type donné de -3σ à $+3\sigma$ (*Standard Deviation* de 6σ). Graphisme : ON4IJ.

Niveau de confiance et écart type :

Niveau de confiance [%]	Écart type	Standard Deviation
66,27	$\pm 1 \sigma$	2σ
95,45	$\pm 2 \sigma$	4σ
99,73	$\pm 3 \sigma$	4σ
99,9	$\pm 3,28 \sigma \approx \pm 3,3 \sigma$	$6,6 \sigma$

Loi gaussienne et valeur de tension de bruit crête à crête (*Peak-to-Peak*) :

La loi gaussienne va nous servir en électronique pour calculer la tension crête à crête, parfois appelée pointe à pointe (*Peak-to-Peak*) du niveau de bruit. Comme il s'agit d'une valeur crête à crête, l'écart type est reporté de part et d'autre d'une valeur moyenne nulle (signal en courant alternatif). Ainsi, l'écart type de $\pm n \sigma$ de (part et d'autre de la valeur moyenne) doit être compté deux fois en valeur absolue et devient donc $2n \sigma$ (*Standard Deviation*).

Le niveau de confiance de 99,9 % utilisé dans les calculs de bruit en électronique représente la probabilité de 99,9 % que l'amplitude instantanée crête à crête soit comprise entre les valeurs d'écart type de $-3,3 \sigma$ et $+ 3,3 \sigma$, c'est-à-dire une *Standard Deviation* de $6,6 \sigma$.

$$\mathbb{P}(-3,3 \leq x \leq +3,3) = \int_{-3,3}^{+3,3} f(x) dx = 0,999 = 99,9 \% \text{ (STDEV} = 6,6 \sigma \text{)}$$

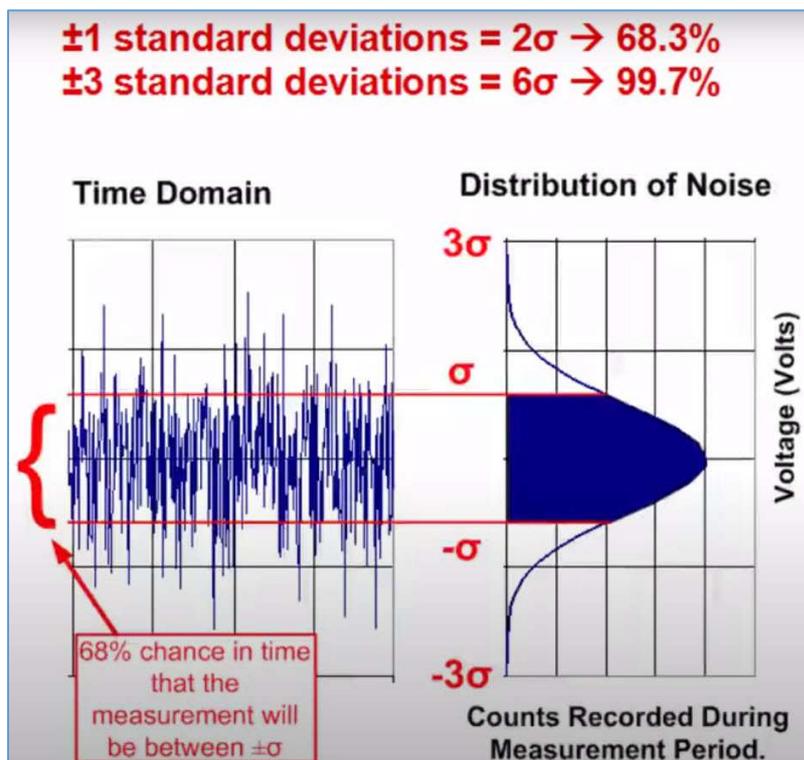


Fig. 6 : Illustration de la probabilité de la valeur instantanée d'amplitude crête à crête d'un niveau de bruit pour un écart-type de $\pm \sigma$ et de $\pm 3 \sigma$. Source : TIPL Art Kay and Ian Williams, Texas Instruments Precision Labs, 2019.

Écart type, Standard Deviation et valeur efficace de tension de bruit :

STDEV = RMS *Root Mean Square* (valeur efficace)

Cette équivalence est vraie à partir du moment où la valeur moyenne de la tension de bruit est nulle, c'est-à-dire lorsqu'il n'y a pas de composante de courant continu (DC *Direct Current*) qui se superpose à la tension de bruit.

On peut définir la valeur efficace (RMS) sur un nombre n d'échantillons de valeurs instantanées x_i :

$$\text{RMS} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2}$$

De même, on peut définir l'écart type, et donc la *Standard Deviation*, sur un nombre n d'échantillons de valeurs instantanées x_i dont la valeur moyenne estimée est μ :

$$\text{STDEV} = \sigma = \sqrt{V} = \sqrt{\sigma^2} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2}$$

Ces deux formules ci-dessus sont équivalentes lorsque la valeur moyenne est nulle (absence de composante DC) : $\mu = 0$, ce qui est le cas pour le calcul du niveau de bruit pour les amplificateurs opérationnels et pour le niveau de bruit des résistances.

Concept important dans le calcul du niveau de bruit : addition vectorielle des niveaux de bruit des différents contributeurs ou sources de bruit :

Les niveaux de bruit ne peuvent pas être additionnés de façon algébrique mais bien de façon vectorielle en effectuant la racine de la somme des carrés des valeurs (RSS : *Root Sum Square*). Cette forme d'addition vectorielle ne s'applique qu'à des sources de bruits qui ne sont pas corrélés, ce qui est toujours le cas en matière de sources différentes de bruit : il n'est pas possible de corrélérer du bruit avec un autre bruit.

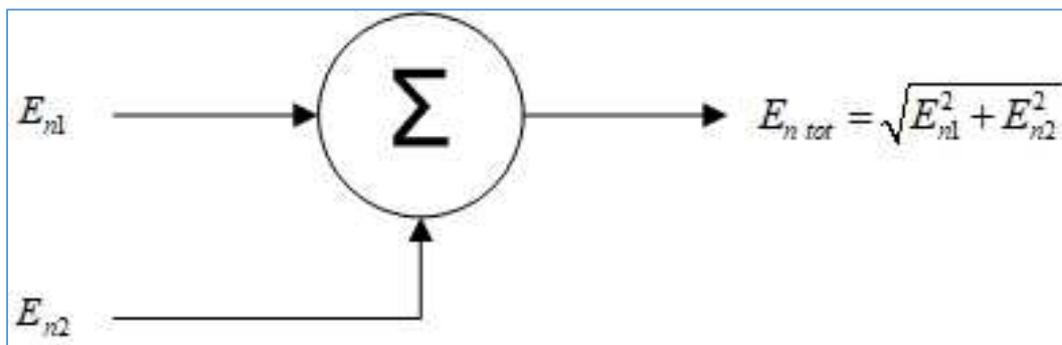


Fig. 7 : Addition vectorielle des valeurs de niveau de bruit de deux contributeurs ou sources de bruit non corrélés. Graphisme : ON4IJ.

Par exemple :

$$E_{n \text{ tot}} = \sqrt{(3 \text{ mV}_{RMS})^2 + (4 \text{ mV}_{RMS})^2} = 5 \text{ mV}_{RMS}$$

Qu'est-ce que la densité spectrale de tension bruit ?

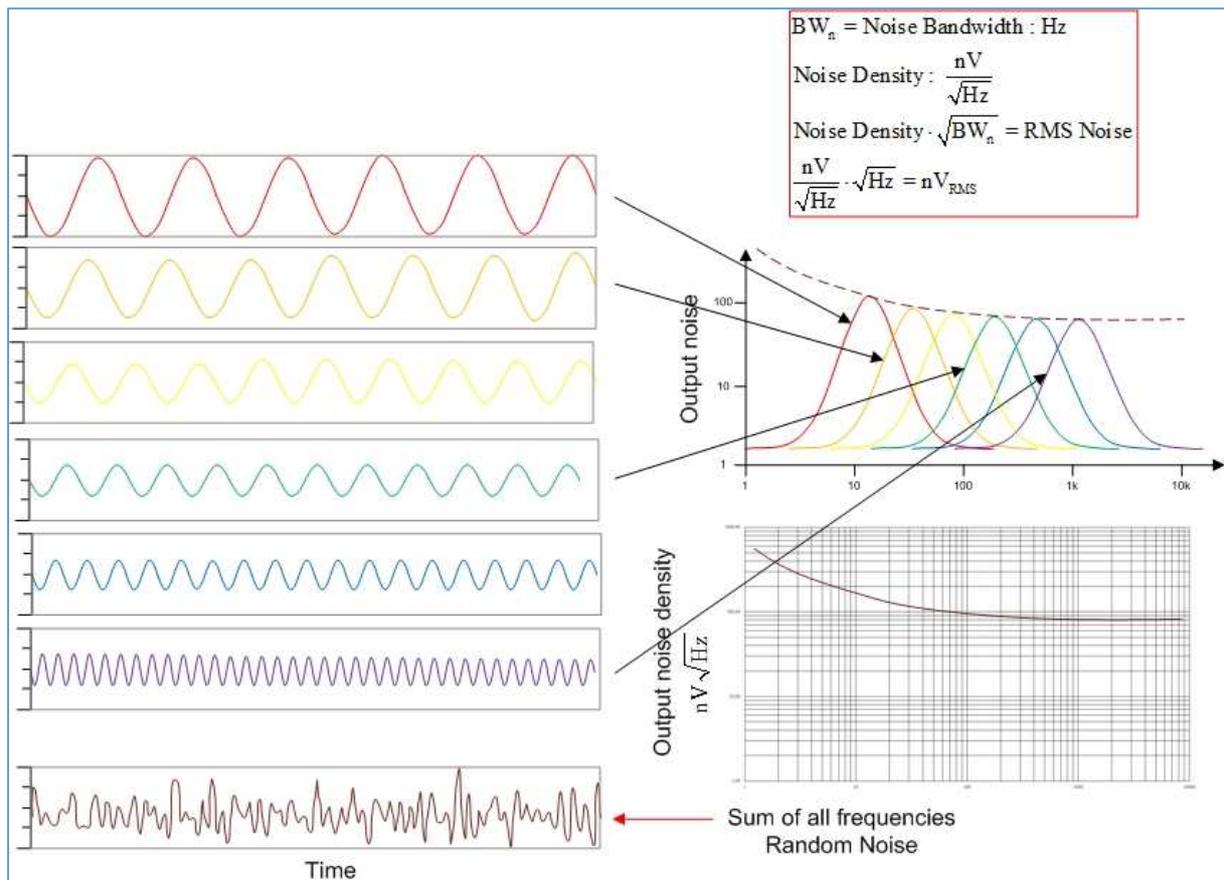


Fig. 8 : Le bruit est une somme de toutes les composantes spectrales contenue dans ce bruit, cela dans une bande passante donnée. Cette somme est représentée sous la forme d'une courbe de densité spectrale de bruit dans le domaine de la fréquence. Graphisme : ON4IJ.

Vous vous rappelez que la lumière blanche est la combinaison des lumières de toutes les couleurs. Ainsi, le bruit blanc est la combinaison des composantes de toutes les fréquences contenues dans la bande passante de bruit. La partie de gauche de la figure ci-dessus illustre plusieurs signaux à différentes fréquences dans le domaine du temps. Chaque signal a une amplitude respective. La somme des signaux représente un bruit aléatoire dans le domaine du temps (en bas à gauche de la figure). Dans le domaine de la fréquence (au milieu à droite de la figure), chacun de ces signaux occupe une partie du spectre des fréquences. Lorsque l'on combine toutes les parties occupées par les différents signaux dans le spectre des fréquences, on obtient une courbe de la densité spectrale de bruit (en bas à droite de la figure).

La densité spectrale de bruit s'exprime en électronique en nano Volts par racine carrée de Hertz : $nV/\sqrt{\text{Hz}}$. En multipliant la densité spectrale de bruit par la racine carrée de la bande passante de bruit $\sqrt{BW_n}$ on obtient la tension RMS (efficace) de bruit : $\text{Noise Density} \cdot \sqrt{BW_n} = \text{RMS Noise}$. En observant les unités de cette équation, on constate que $\sqrt{\text{Hz}}$ est présent au numérateur et au dénominateur ; en se simplifiant, on retrouve une unité de tension RMS de bruit. La courbe de la densité spectrale de bruit est la caractéristique principale pour décrire le niveau de bruit d'un ampli OP.

Les différents contributeurs du niveau de bruit dans un amplificateur à ampli OP :

Prenons un exemple d'amplificateur non inverseur à ampli OP. Le bruit intrinsèque de ce circuit électronique est dû à plusieurs contributeurs de bruit. Ceux-ci se situent dans les composants passifs et actifs.

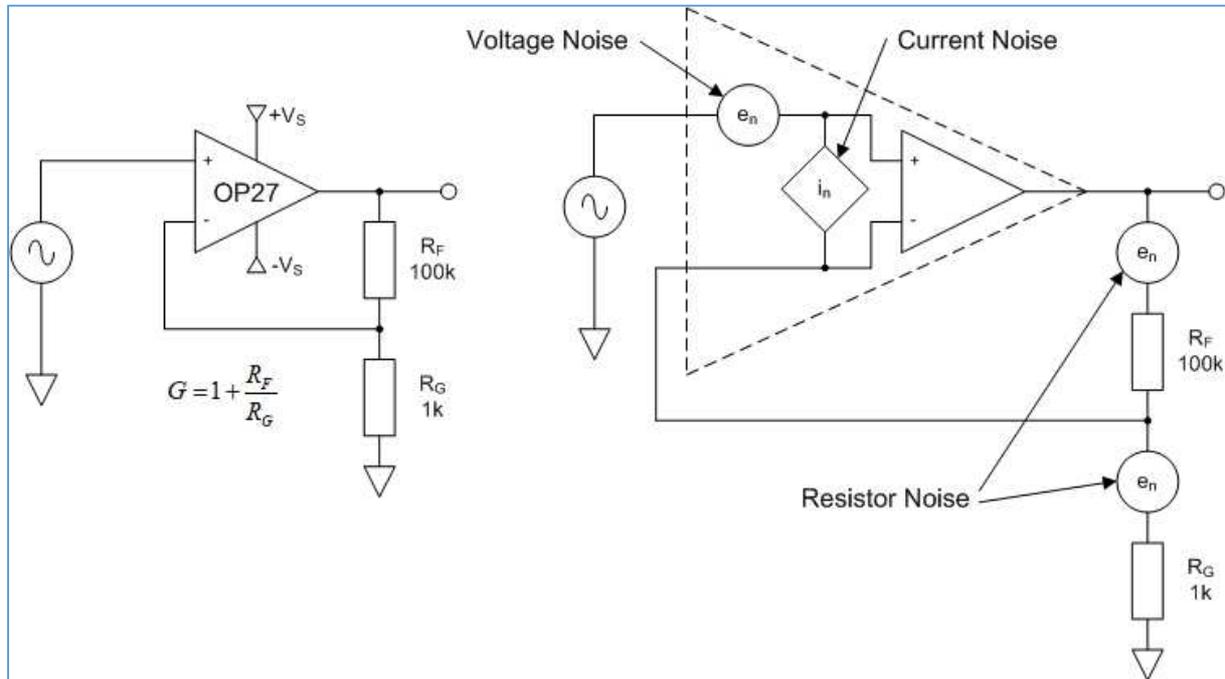


Fig. 9 : Contributeurs de bruit dans un amplificateur à ampli OP représentés dans un circuit équivalent de bruit. Graphisme : ON4IJ.

Il y a trois principaux contributeurs de bruit :

- le bruit dû aux résistances du circuit de rétroaction (circuit de contre-réaction, *Feedback Network*) ;
- le bruit de l'ampli OP dû à sa densité spectrale de tension de bruit ;
- le bruit de l'ampli OP dû à sa densité spectrale de courant de bruit.

La valeur de la tension de bruit associé aux résistances dépend de la température, de la valeur ohmique des résistances et de la bande passante de bruit. Cette tension de bruit peut être calculée. Les valeurs de la densité spectrale de tension et de courant de bruit se trouvent dans les caractéristiques (*Datasheet*) données par le constructeur pour l'ampli OP utilisé.

Nous allons déterminer la manière de combiner les effets des trois contributeurs de bruit afin de calculer le bruit total reporté à l'entrée de l'amplificateur (RTI : *Referred To Input*). Enfin, en tenant compte du gain de l'amplificateur en boucle fermée, on obtiendra le niveau de bruit à la sortie de l'amplificateur (RTO : *Referred To Output*).

Bruit thermique d'une résistance :

Le bruit thermique aux bornes d'une résistance en circuit ouvert est dû aux déplacements aléatoires des charges dans cette résistance.

$$E_n = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot BW_n}$$

E_n : tension efficace de bruit [V_{RMS}]

k : constante de Boltzmann $1,381 \cdot 10^{-23}$ [J / K]

T : température en Kelvin [K] ($25 \text{ °C} = 298 \text{ K}$)

R : résistance [Ω]

BW_n : bande passante de bruit [Hz]

En divisant les deux membres de cette équation par $\sqrt{\text{Hz}}$, on obtient l'équation de la densité spectrale de bruit d'une résistance. Ceci est utile à des fins de comparaison avec les valeurs de la densité spectrale de tension de bruit de l'ampli OP.

$$e_n \left[\text{V} / \sqrt{\text{Hz}} \right] = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R}$$

$$E_n \left[V_{RMS} \right] = e_n \cdot \sqrt{BW_n}$$

Densité spectrale de tension de bruit d'une résistance de $1 \text{ k}\Omega$:

$$e_n \left[\text{V} / \sqrt{\text{Hz}} \right] = \sqrt{4 \cdot 1,381 \cdot 10^{-23} \cdot 298 \cdot 1 \cdot 10^3} = 4,06 \left[\text{nV} / \sqrt{\text{Hz}} \right]$$

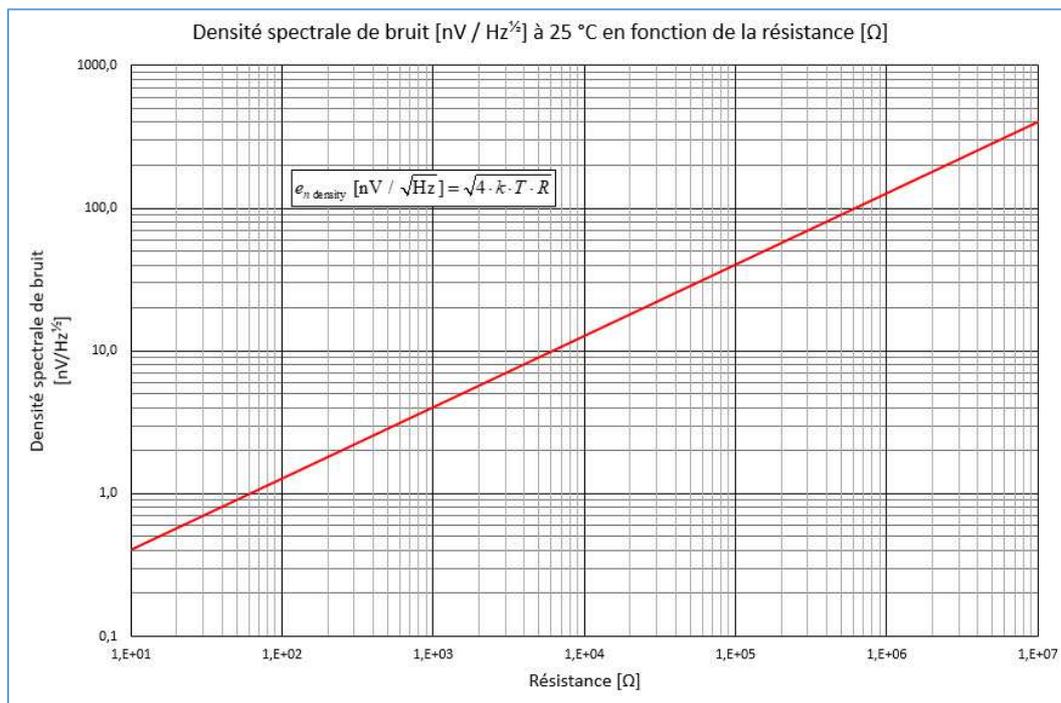


Fig. 10 : Densité spectrale de bruit d'une résistance à une température de 25 °C (298 K) en fonction de la résistance. Graphisme : ON4IJ.

La valeur de la bande passante de bruit sera examinée plus loin dans le texte de cet article.

Sur le graphique illustré à la figure ci-dessus, il est à remarquer qu'une densité spectrale de bruit de $1 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$ correspond à une valeur de résistance de 70Ω . Cela signifie que si l'on choisit un ampli OP d'une densité spectrale de tension de bruit de $1 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$, alors il faudra choisir une résistance dont la valeur équivalente du circuit de rétroaction se situe en dessous de 70Ω . En effet, il est inutile de choisir un ampli OP très coûteux et très performant au point de vue de la densité spectrale de tension de bruit et ensuite dégrader les performances du niveau de bruit de l'amplificateur à ampli OP en choisissant des résistances de valeurs trop élevées dans le circuit de rétroaction.

Modélisation des sources de bruit d'un amplificateur opérationnel :

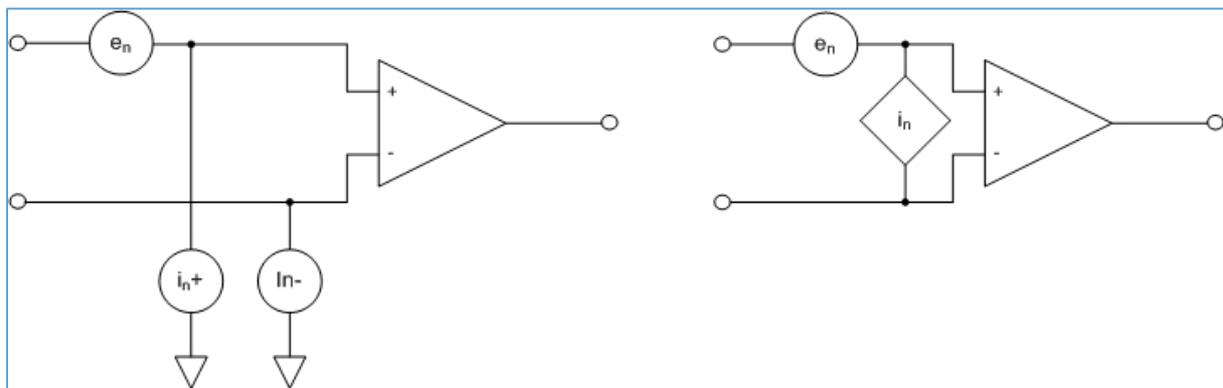


Fig. 11 : Modélisation des sources de bruit d'un ampli OP : tension de bruit et courant de bruit. Graphisme : ON4IJ.

Les sources de bruit peuvent être représentées par une source de tension de bruit et deux sources de courant de bruit comme illustré sur la figure ci-dessus. En ce qui concerne la source de courant de bruit, celle-ci peut se représenter sous une forme simplifiée sur le schéma à droite de la figure où il s'agit d'une modélisation utilisée dans les logiciels de simulation. Dans la réalité, il y aura lieu d'identifier les deux sources de courant de bruit comme l'indique le schéma à gauche de la figure car ces sources de courant interviennent dans le calcul de la densité spectrale de tension de bruit due à la densité spectrale de courant de bruit associé à la résistance équivalente dans la branche du circuit (loi d'Ohm) qui charge chacune des deux entrées de l'ampli OP.

Ces deux tensions de bruit dues aux courants de bruit devront être combinées en effectuant la racine carrée de la somme des carrés (RSS *Root Sum Square*). Dans certains schémas d'amplificateurs à ampli OP, une des deux entrées est reliée à la masse (par exemple dans un ampli inverseur) ; dans ce cas on ne calcule que la tension de bruit due au courant de bruit sur l'entrée qui est chargée par la résistance équivalente du circuit de rétroaction en tenant compte aussi de la résistance de source du générateur du signal.

Dans cette modélisation, la source de tension de bruit représente la courbe de la densité spectrale de tension de bruit de l'ampli OP et les sources de courant représentent la courbe de la densité spectrale de courant de bruit de l'ampli OP. Ces courbes sont disponibles sur le *Datasheet* de l'ampli OP utilisé.

Courbes de la densité spectrale de tension de bruit et de courant de bruit en fonction de la fréquence pour un ampli OP :

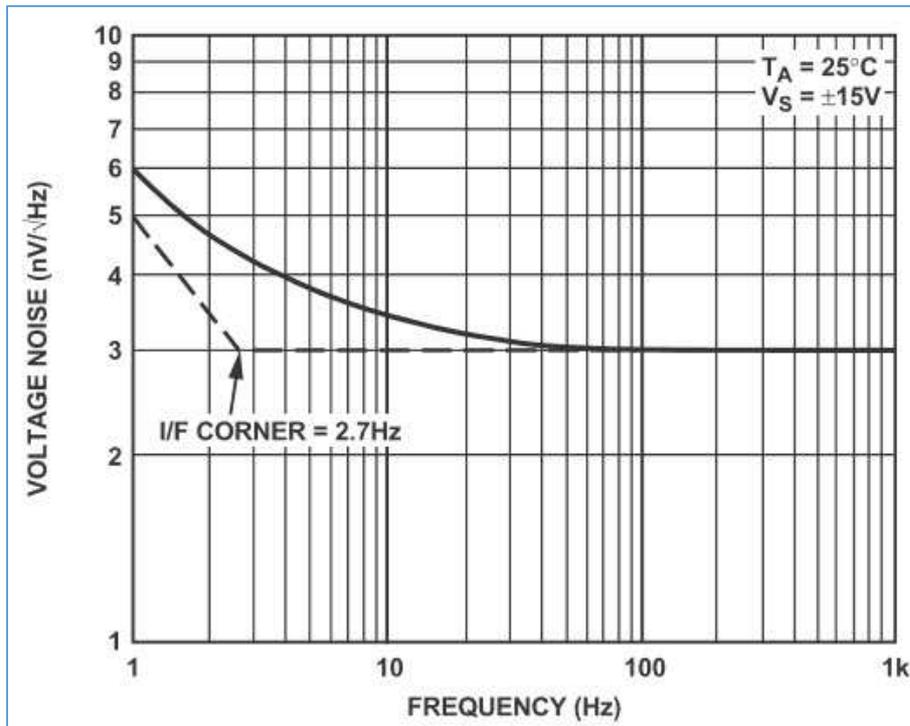


Fig. 12 : Courbe de la densité spectrale de tension de bruit en fonction de la fréquence pour un ampli OP OP27. Source : Analog Devices.

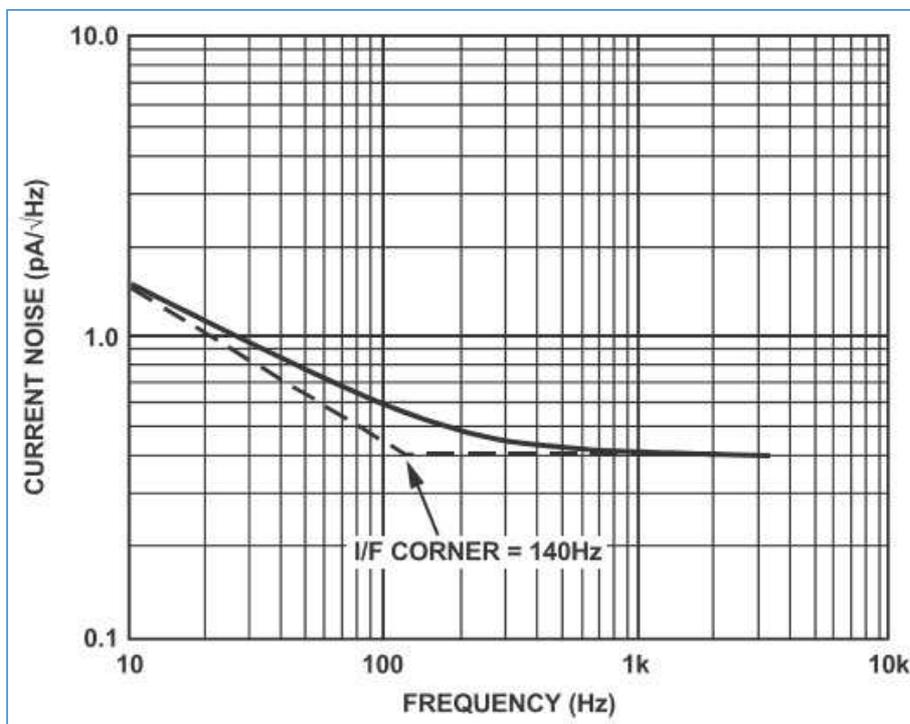


Fig. 13 : Courbe de la densité spectrale de courant de bruit en fonction de la fréquence pour un ampli OP OP27. Source : Analog Devices.

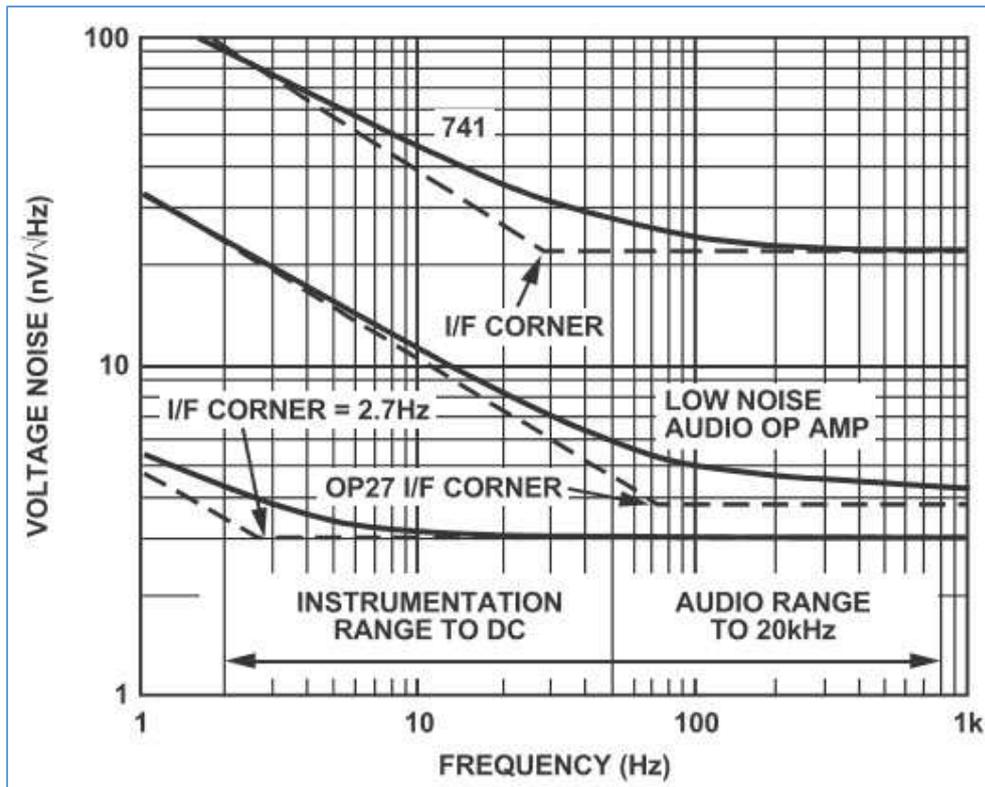


Fig. 14 : Courbe de la densité spectrale de tension de bruit en fonction de la fréquence pour divers amplis OP comparés à un OP27. Source : Analog Devices.

Sur la figure ci-dessus, on peut observer les courbes de la densité spectrale de tension de bruit en fonction de la fréquence pour différents amplis OP. On peut constater deux régions que l'on peut clairement distinguer sur ces courbes : d'une part la région de bruit blanc ou bruit à large bande (*Broadband Noise*) vers les fréquences élevées où la courbe a tendance à adopter une position horizontale et d'autre part la région de bruit rose ou bruit de scintillement ou encore bruit $1/f$ (*Flicker Noise*) où la courbe a tendance à se relever vers les très basses fréquences en adoptant une pente de $1/\sqrt{f}$

Si l'on trace des droites asymptotes sur les deux régions de la courbe de la densité spectrale de tension ou de courant de bruit, celles-ci se croisent en un point dont l'abscisse en fréquence est appelée la fréquence de « coude » f_f : *Corner Frequency*. Ici il s'agit de la fréquence qui sépare les régions *Broadband Noise* et *Flicker Noise*.

On examinera ces deux régions en détail un peu plus loin dans le texte de cet article. Ce qu'il y a lieu de retenir pour l'instant c'est qu'à la fréquence de coude (*Corner Frequency*) la valeur de la densité spectrale de tension (ou de courant) de bruit $1/f$ (*Flicker Noise*) équivaut la valeur de la densité spectrale de tension (ou courant) de bruit à large bande (*Broadband Noise*).

Notion de gain de bruit G_n : un concept clef dans l'analyse de bruit d'un ampli OP :

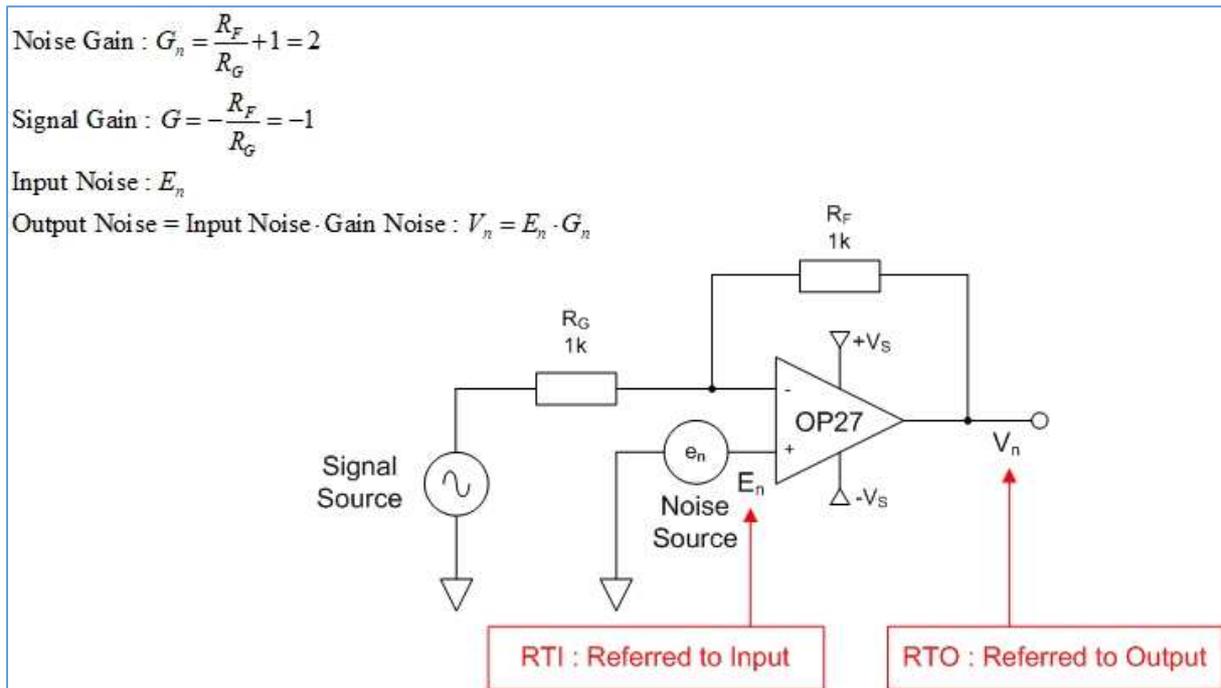


Fig. 15 : Amplificateur inverseur à ampli OP. Il y a lieu de distinguer le gain de bruit du gain du signal. La source de bruit est toujours située sur l'entrée non inverseuse de l'ampli OP. Graphisme : ON4IJ.

En matière d'analyse de bruit des amplis OP, il y a lieu de distinguer la notion du gain de bruit de celle du gain de signal. Le gain de bruit est celui qui est vu par la source de tension de bruit qui est toujours placée sur l'entrée non inverseuse de l'ampli OP. Le gain de bruit peut donc être différent de celui du gain de signal.

Sur l'exemple donné à la figure ci-dessus, le gain de bruit est de 2 et le gain de signal est de -1. En d'autres mots, le circuit est un amplificateur inverseur de gain -1 pour la source du signal mais est un amplificateur non inverseur de gain 2 pour la source de tension de bruit.

Conversion de la densité spectrale de tension de bruit en tension de bruit RMS :

Il y a lieu de commencer par la définition de la tension efficace (RMS) : il s'agit de la valeur de la tension continue qui apporterait une même dissipation de puissance (ou d'énergie par unité de temps) que celle qui est apportée par la tension alternative du signal à mesurer si elle était appliquée à une même résistance. Dans le domaine du temps, cette définition s'exprime comme suit :

La valeur efficace d'un signal est : $U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$ où :

T représente la période,

u (t) représente la variation du signal en fonction du temps.

Ici il s'agit d'une moyenne quadratique : la racine carrée de la moyenne des carrés (RMS).

La moyenne des carrés est représentée par l'intégrale sur une période dans le domaine du temps.

Intégrale d'une fonction dans le domaine de la fréquence :

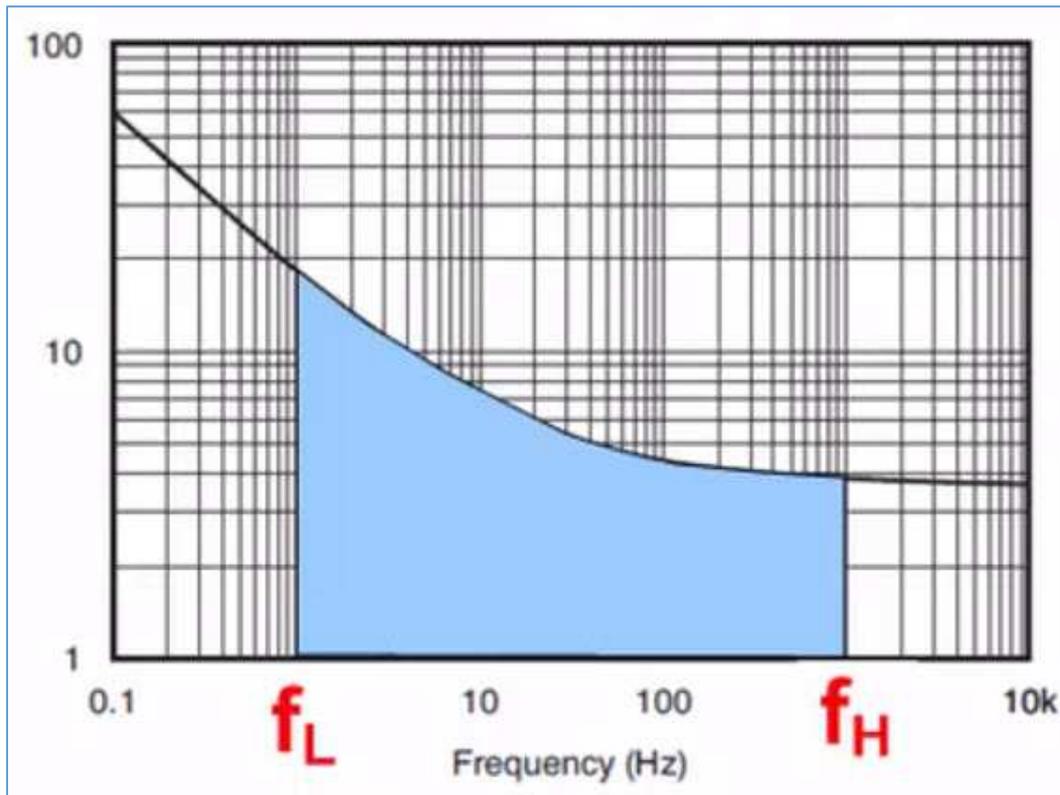


Fig. 16 : Intégrale de la densité spectrale de tension de bruit définie entre les bornes des fréquences f_L et f_H qui détermine la bande passante de bruit pour le calcul de la tension de bruit RMS. Source : TIPL Art Kay and Ian Williams, Texas Instruments Precision Labs, 2019.

L'intégrale d'une fonction est représentée graphiquement par la surface comprise entre la courbe de cette fonction et l'axe des abscisses. Une intégrale est définie entre deux bornes du domaine de définition de la fonction. Sur la courbe de la densité spectrale de tension de bruit, le domaine de définition est la fréquence (et non pas le temps). Les bornes de l'intégrale définie sont donc les fréquences f_L et f_H qui déterminent la bande passante dans laquelle on réalise un calcul de tension de bruit RMS. On arrive ainsi à la formule de calcul d'une tension de bruit RMS à partir de la densité spectrale de tension de bruit :

$$E_{n\text{ RMS}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} e_n^2(f) df}$$

On remarquera dans la formule ci-dessus qu'il s'agit bien du domaine de la fréquence : $\int df$ (et non pas $\int dt$). On remarquera aussi que la densité spectrale de tension de bruit est élevée au carré dans l'intégrale. Il s'agit en effet d'une densité spectrale de puissance. Rappelez-vous que la puissance est directement proportionnelle au carré de la tension (loi de puissance et loi d'Ohm). Ainsi, après avoir intégré la densité spectrale de puissance, on en prend la racine carrée pour obtenir la valeur de la tension RMS de bruit. La densité spectrale de puissance de bruit est exprimée en nV^2 / Hz . En prenant la racine carrée de la densité spectrale de puissance de bruit on obtient la densité spectrale de tension de bruit exprimée en $\sqrt{(nV)^2 / \text{Hz}} = nV / \sqrt{\text{Hz}}$.

Prenons un exemple fictif pour une densité spectrale de tension de bruit qui serait « constante » dans une bande passante de 0,1 Hz à 10 Hz et qui aurait une valeur de $5 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$:

$$\text{Densité spectrale de tension de bruit } (e_n) = 5 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

$$\text{Puissance de bruit RMS} = \int_{0,1 \text{ Hz}}^{10 \text{ Hz}} (\text{densité spectrale de puissance de bruit}) df$$

$$\text{Puissance de bruit RMS} = \int_{0,1 \text{ Hz}}^{10 \text{ Hz}} (\text{densité spectrale de tension de bruit})^2 df$$

$$\text{Puissance de bruit RMS} = 25 \frac{(\text{nV})^2}{\text{Hz}} \cdot 10 \text{ Hz} = 250 (\text{nV})^2$$

$$\text{Tension de bruit RMS } (E_{n \text{ RMS}}) = \sqrt{\text{Puissance de bruit RMS}}$$

$$\text{Tension de bruit RMS } (E_{n \text{ RMS}}) = \sqrt{250 (\text{nV})^2} = 15,8 \text{ nV RMS}$$

Conversion de la tension de bruit RMS en tension de bruit *Peak-to-Peak* :

Comme le bruit est composé de valeurs instantanées aléatoires, on doit avoir recours au calcul des probabilités d'une fonction gaussienne pour obtenir la tension de bruit *Peak-to-Peak* (crête à crête ou pointe à pointe). En électronique, on prend par convention un écart type de $-3,3\sigma$ à $+3,3\sigma$, ce qui donne une *Standard Deviation* (STDEV) de $6,6\sigma$ pour obtenir un intervalle de confiance de 99,9 %. En d'autres mots, un intervalle de confiance de 99,9 % donne seulement 0,1 % de chance pour que la valeur de la tension de bruit *Peak-to-Peak* dépasse à un moment donné la valeur estimée à $6,6\sigma$ dans le domaine du temps et sur une période de mesure définie par convention.

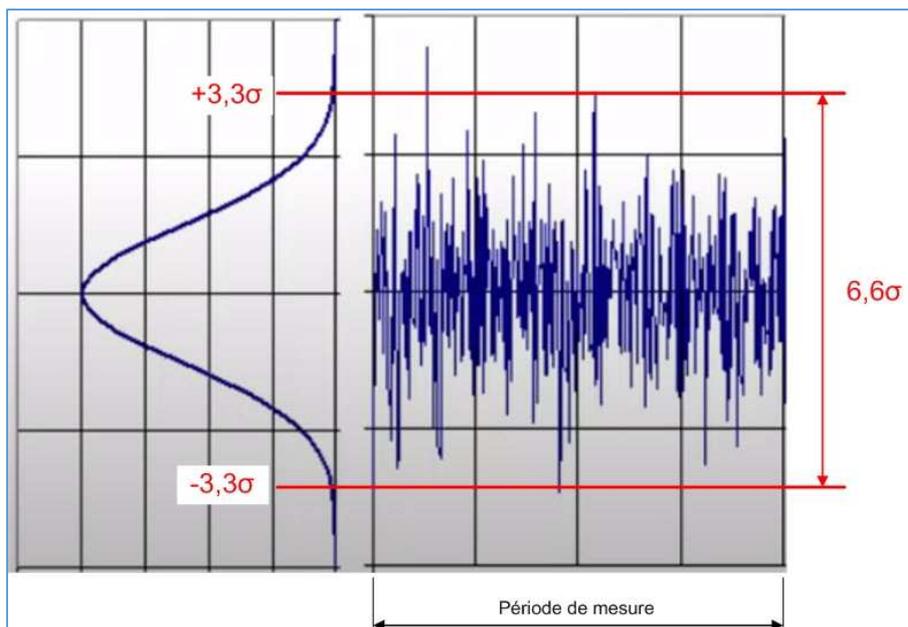


Fig. 17 : Conversion d'une tension de bruit RMS en une tension de bruit *Peak-to-Peak* avec une STDEV de $6,6\sigma$. Source : TIPL Art Kay and Ian Williams Texas Instruments Precision Labs, 2019.

On obtient la formule suivante pour la conversion d'une tension de bruit RMS vers une tension de bruit Peak-to-Peak :

$$E_{n_{pp}} = 6,6 \cdot E_{n_{RMS}}$$

La période de mesure est fonction des bornes f_L et f_H de la bande passante dans laquelle la tension de bruit RMS a été calculée. Par exemple, la tension de bruit *Peak-to-Peak*, mesurée sur un oscilloscope pour une bande passante de 0,1 Hz à 10 Hz, est réalisée sur une période de 10 s avec une base de temps de 1s/div. ; pour une bande passante de 1 kHz à 10 kHz ou de 1 kHz à 100 kHz, la période de mesure est de 1 ms avec une base de temps de 100µs/div. On prend donc une période de mesure équivalente à l'inverse de la fréquence de la borne inférieure (f_L) de la bande passante sur laquelle on a calculé la tension de bruit *Peak-to-Peak*.

Les deux régions de la courbe de la densité spectrale de tension de bruit ; région à large bande (*Broadband Noise*) et région 1/f (*Flicker Noise*) :

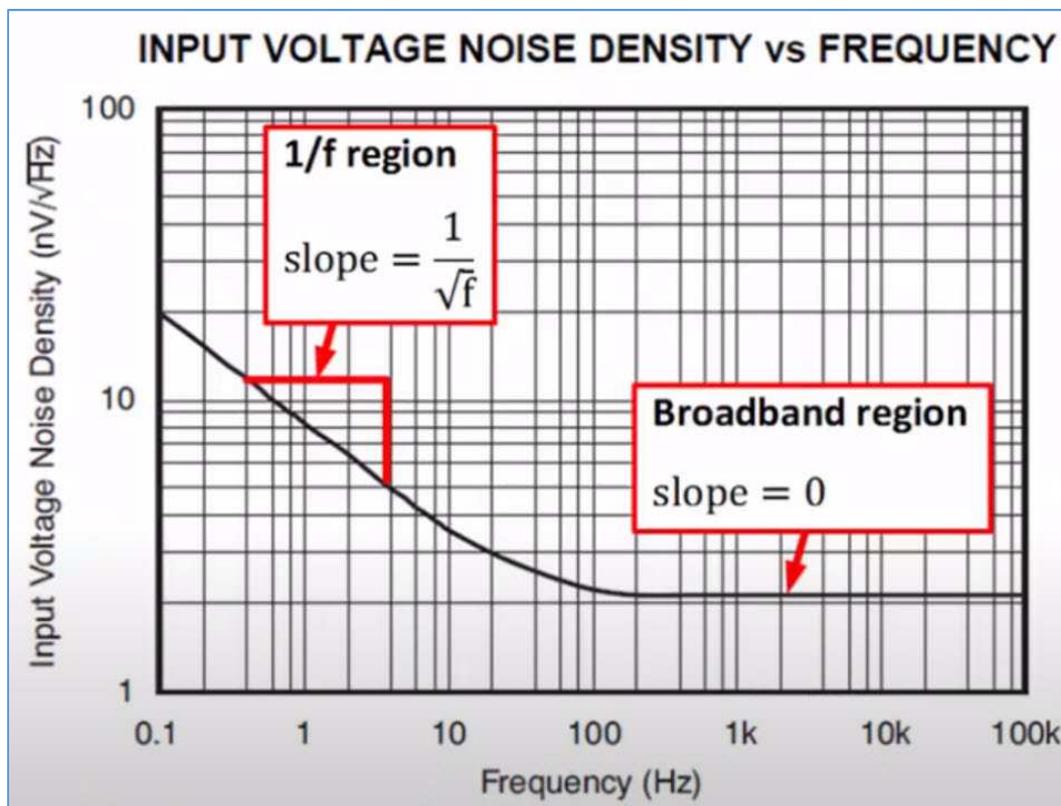


Fig. 18 : Les deux régions de la densité spectrale de tension de bruit d'un ampli OP : la région de bruit 1/f (*Flicker Noise*) et la région de bruit à large bande (*Broadband Noise*). Source : TIPL Art Kay and Ian Williams, Texas Instruments Precision Labs, 2019.

La courbe de la densité spectrale de tension de bruit et la courbe de la densité spectrale de courant de bruit ont deux régions distinctes.

- Région *Broadband Noise* :

Le bruit à large bande appelé *Broadband Noise* intervient aux fréquences situées au-delà de la fréquence de coude f_c (*Corner Frequency*). Dans cette région BB (*Broad Band*) les courbes de la densité spectrale de tension et de courant de bruit deviennent plate (constante) et adoptent une pente nulle (*Slope* = 0).

- Région $1/f$ *Flicker Noise* :

Le bruit $1/f$ appelé *Flicker Noise* intervient aux très basses fréquences en deçà de la fréquence de coude f_c (*Corner Frequency*). Dans cette région $1/f$, les courbes de la densité spectrale de tension et de courant de bruit adoptent une pente (*Slope*) de $1/\sqrt{f}$.

Rappelez-vous que la densité spectrale de puissance de bruit est proportionnelle au carré de la densité spectrale de tension de bruit et est aussi proportionnelle au carré de la densité spectrale de courant de bruit : $P = U^2/R$ et $P = RI^2$. Ainsi, pour la densité spectrale de puissance de bruit (*Flicker Noise*), la pente de la courbe est de $1/f$; pour la densité spectrale de tension et de courant de bruit, la pente est de $1/\sqrt{f}$.

Région à large bande (*Broadband Noise*) de la courbe de la densité spectrale de tension de bruit d'un ampli OP :

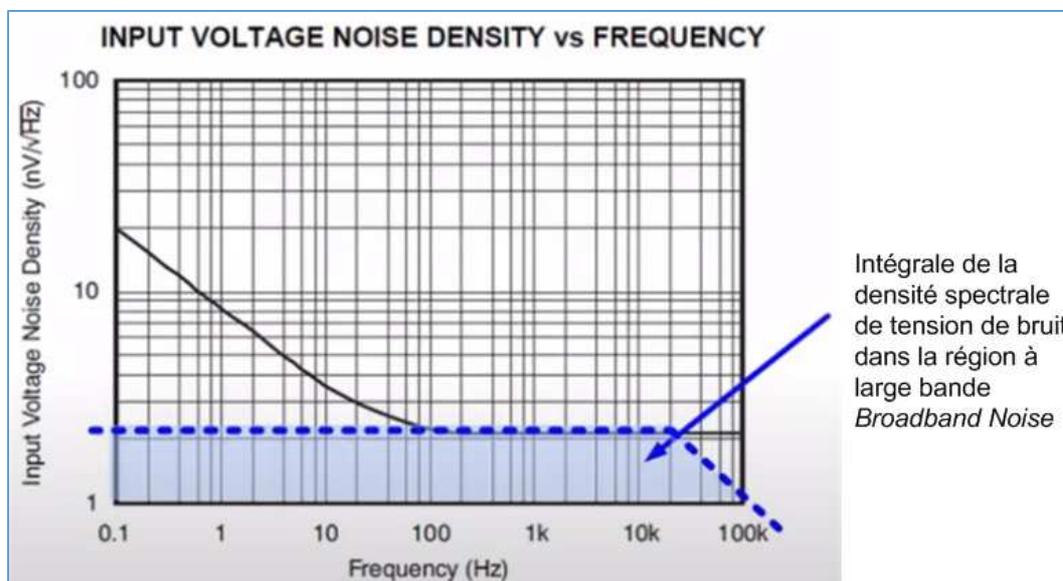


Fig. 19 : Intégrale de la densité spectrale de tension de bruit dans la région à large bande *Broadband Noise*. Source : TIPL Art Kay and Ian Williams, Texas Instruments Precision Labs, 2019.

La bande passante de bruit à large bande d'un ampli OP s'étale depuis la fréquence f_L (0,1 Hz pour les amplificateurs DC) jusqu'à une fréquence f_H que nous allons déterminer.

Il est à remarquer qu'il y a la présence de l'effet d'un filtre passe-bas à la fin de la bande passante de bruit à large bande. Dans le monde réel, tous les circuits électroniques ont une limite haute de leur bande passante. Cela s'applique en particulier dans le domaine des appareils de mesure qui ont toujours une bande passante spécifiée par le constructeur pour le modèle d'appareil utilisé. Si la bande passante était illimitée, le niveau de bruit à large bande serait infini. C'est la raison pour laquelle un appareil de mesure à très large bande est complexe à réaliser et le coût d'un tel équipement en est d'autant plus élevé.

Modélisation de la bande passante de bruit (BW_n) d'un ampli OP :

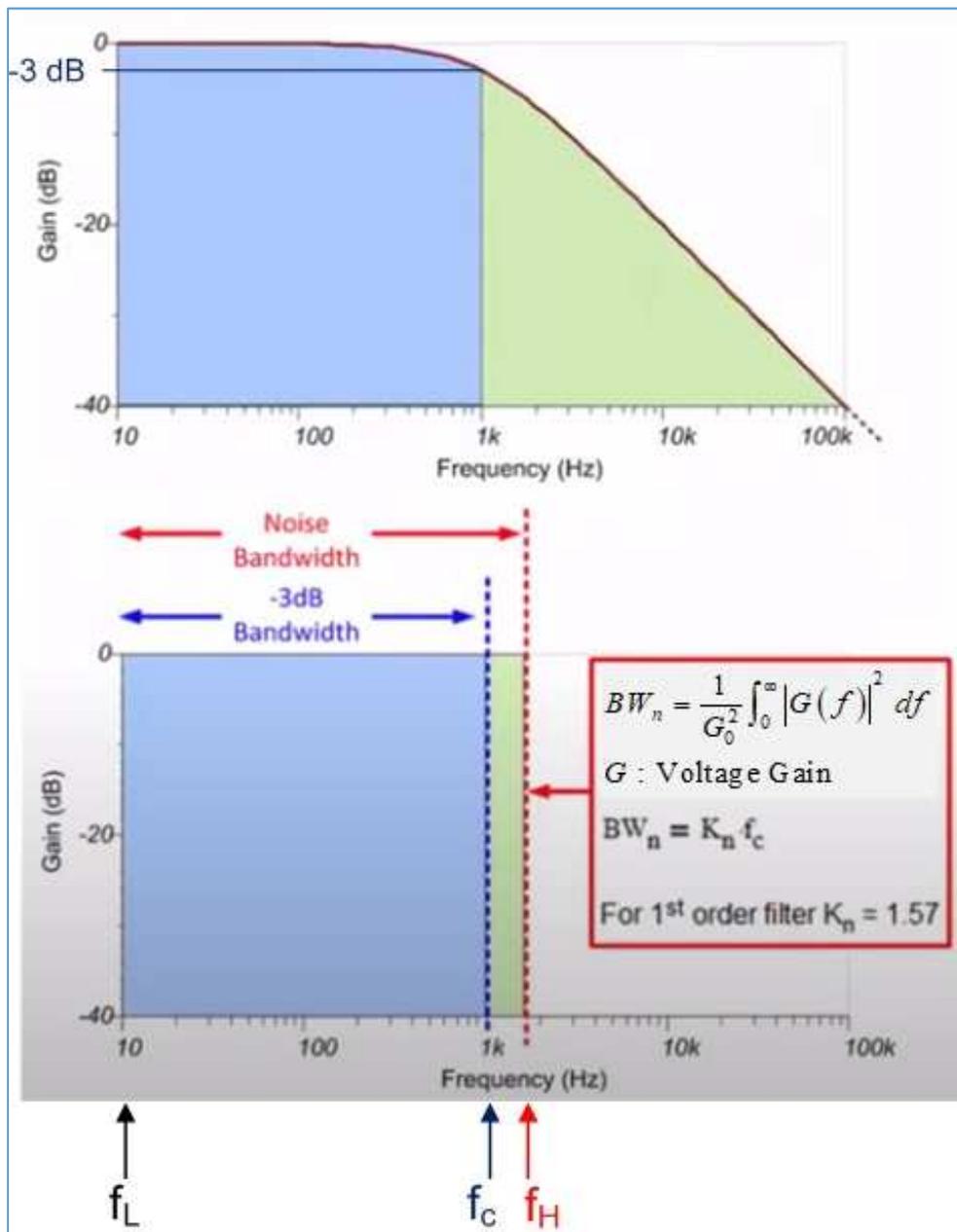


Fig. 20 : Modélisation de la bande passante de bruit (BW_n) d'un ampli OP en fonction de la limitation de la bande passante de l'amplificateur avec l'ampli OP utilisé. Source : TIPL Art Kay and Ian Williams, Texas Instruments Precision Labs, 2019.

La limitation de la bande passante d'un amplificateur se présente sous l'effet d'un filtre passe-bas en fin de bande. Cet effet est illustré sur la figure ci-dessus par la surface colorisée en vert. On constate que l'effet du filtre passe bas se manifeste par une pente d'atténuation (*Roll-off*). La raideur de la pente d'atténuation (*Skirt*) est fonction de l'ordre du filtre. Par exemple, un filtre du premier ordre a une pente d'atténuation de 20 dB par décade (rapport de fréquences de 10), ce qui équivaut à une pente de 6 dB par octave (rapport de fréquences de 2). Un filtre du deuxième ordre a une pente de 40 dB par décade et ainsi de suite pour un filtre d'ordre n.

La modélisation de la bande passante de bruit d'un ampli OP consiste à convertir la droite inclinée de la pente du filtre en une droite verticale pour simuler un filtre idéal de pente infinie appelé filtre « en mur de briques » (*Brick Wall Filter*). L'intégrale de la réponse en fréquence du *Brick Wall Filter* devient alors une surface en forme de rectangle qui est équivalente à celle en forme de triangle du filtre réel. L'intégrale d'une surface rectangulaire est plus facile à calculer que celle d'un triangle ; cela simplifie les calculs de la bande passante de bruit à large bande.

La bande passante de bruit à large bande s'exprime selon la formule suivante :

$$BW_n = \frac{1}{G_0^2} \int_0^\infty |G(f)|^2 df$$

BW_n : Largeur de la bande passante équivalente de bruit (ENB ou ENBW)

G_0 : Gain en tension de l'amplificateur à une fréquence de référence où on a $G(f) = \max$

$G(f)$: Gain en tension de l'amplificateur dans le domaine de la fréquence

La modélisation de la bande passante équivalente de bruit (BW_n) est basée sur un facteur de correction K_n d'un filtre idéal (*Brickwall Filter*). Le facteur de correction est établi une fois pour toute en fonction de l'ordre n du filtre. Ce facteur K_n inclut donc la raideur de la pente d'atténuation (*Skirt*) du filtre réel. Enfin, ce facteur K_n est parfois appelé ENB ou ENBW : *Equivalent Noise Bandwidth* (Largeur de bande équivalente de bruit).

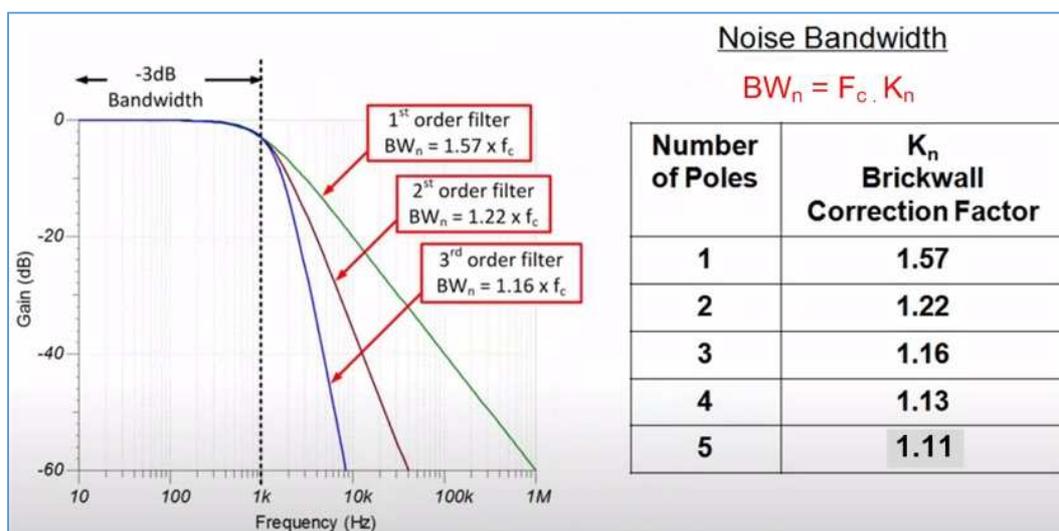


Fig. 21 : Facteur de correction de la bande passante de bruit d'un ampli OP en fonction de l'ordre du filtre passe-bas. Source : TIPL Art Kay and Ian Williams, Texas Instruments Precision Labs, 2019.

La bande passante de bruit à large bande se calcule ainsi selon la formule suivante :

$$BW_n = f_c \cdot K_n$$

BW_n : Largeur de la bande passante de bruit avec un filtre idéal (Brickwall Filter)

f_c : Fréquence de coupure avec filtre réel à -3 dB (bande passante du signal)

K_n : Facteur correcteur du Brickwall Filter en fonction de l'ordre du filtre réel
(inclut la raideur de pente d'atténuation du filtre réel (Skirt))

Dans la formule ci-dessus, la fréquence de coupure f_c à -3 dB correspond à celle de l'amplificateur, c'est-à-dire pour la bande passante de signal. La fréquence haute f_H de la bande passante de bruit à large bande est donc affectée du facteur de correction K_n , cela par abus de langage à partir du moment où la valeur de BW_n correspond à sa limite haute, c'est-à-dire celle de f_H lorsque le début de la bande passante est pris à 0,1 Hz. Nous examinerons plus loin dans cet article comment on détermine la fréquence f_c pour un amplificateur à ampli OP.

Il est à remarquer que plus l'ordre du filtre passe-bas est élevé et plus le facteur de correction K_n du *Brickwall Filter* se rapproche de 1. En effet, plus l'ordre du filtre réel est élevé, plus sa pente d'atténuation est raide et plus le filtre se rapproche d'un *Brickwall filter*.

Calcul de la tension de bruit RMS dans la région à large bande (*Broadband Noise*) :

Pour commencer, il faut relever la valeur de la densité spectrale de tension de bruit à la fréquence la plus élevée dans les caractéristiques du *Datasheet* de l'ampli OP ou directement sur la courbe de la densité spectrale de tension de bruit.

Voici un exemple pour un ampli OP OP27 :

INPUT NOISE VOLTAGE DENSITY	e_n	$f_0 = 10 \text{ Hz}$	3.5	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_0 = 30 \text{ Hz}$	3.1	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_0 = 1000 \text{ Hz}$	3.0	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Fig. 22 : Extrait du *datasheet* de l'ampli OP OP27. La valeur de la densité spectrale de tension de bruit est ici donnée pour une fréquence la plus haute de 1 kHz. Source : Analog Devices.

La fréquence f_0 la plus haute qui est donnée par le *Datasheet* est ici de 1k Hz et la valeur de la densité spectrale de tension de bruit à cette fréquence est :

$$e_{n \text{ BB}} = 3,0 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right].$$

Il y a lieu de vérifier sur la courbe de la densité spectrale de tension de bruit qu'à cette fréquence, on se situe bien dans la région à large bande là où la pente de la courbe est nulle à cette fréquence.

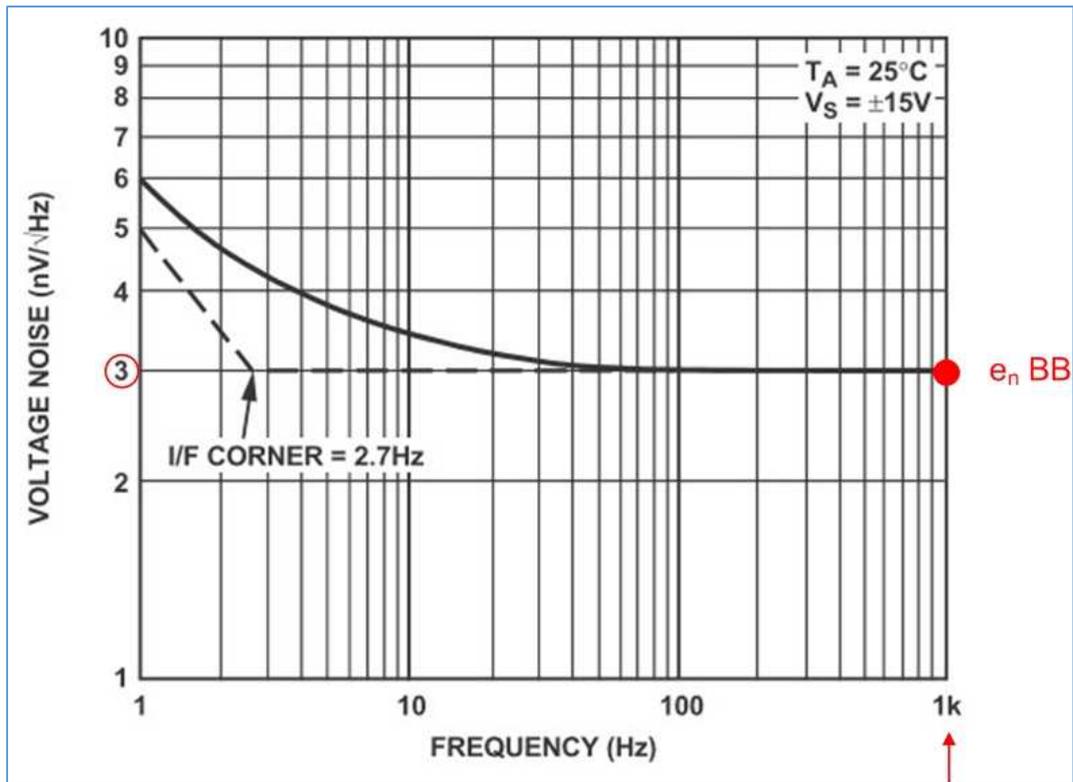


Fig. 23 : Courbe de la densité spectrale de tension de bruit en fonction de la fréquence pour un ampli OP OP27. La valeur $e_{n\text{ BB}}$ relevée à la fréquence de 1 kHz correspond bien à la région de la courbe où la pente est nulle. Source : Analog Devices.

Le calcul de la tension de bruit RMS à large bande s'effectue selon la formule suivante (intégrale de la densité spectrale de puissance de bruit ; la puissance est proportionnelle au carré de la tension) :

$$E_{n\text{ BB RMS}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} e_{n\text{ BB}}^2 (f) df} = e_{n\text{ BB}} \cdot \sqrt{f_H - f_L}$$

où $e_{n\text{ BB}}$ est une constante dans le domaine de la fréquence (bruit blanc) ;

où la primitive d'une constante et la primitive d'une constante au carré sont :

$$\int C dx = C \cdot x \text{ et } \int_a^b C dx = C \cdot (b - a)$$

$$\int_a^b C^2 dx = C^2 \cdot (b - a) \text{ et } \sqrt{\int_a^b C^2 dx} = C \cdot \sqrt{b - a}$$

On obtient :

$$E_{n\text{ BB RMS}} = e_{n\text{ BB}} \cdot \sqrt{BW_n}$$

$e_{n\text{ BB}}$: Densité spectrale de tension de bruit à large bande

$E_{n\text{ BB RMS}}$: Tension de bruit RMS à large bande (BB Broadband Noise)

BW_n : Bande passante de bruit comprise entre f_L et f_H $BW_n = f_H - f_L$

Détermination de la fréquence de coupure f_c d'un amplificateur à ampli OP :

Prenons un amplificateur non inverseur classique à ampli OP OP27 avec un circuit de rétroaction (*Feedback*) composé d'une résistance R_F de 100 k Ω et d'une résistance R_G de 1 k Ω .

Le calcul du gain de l'amplificateur pour le signal est :

$$G = 1 + \frac{R_F}{R_G} = 1 + \frac{100 \text{ [k}\Omega]}{1 \text{ [k}\Omega]} = 101$$

et le calcul du gain de bruit est ici similaire :

$$G_n = 1 + \frac{R_F}{R_G} = 1 + \frac{100 \text{ [k}\Omega]}{1 \text{ [k}\Omega]} = 101$$

En exprimant le gain de 101 en décibels, on obtient :

$$G_{dB} = 20 \cdot \log 101 = 40,08 \text{ [dB]} \simeq 40 \text{ [dB]}$$

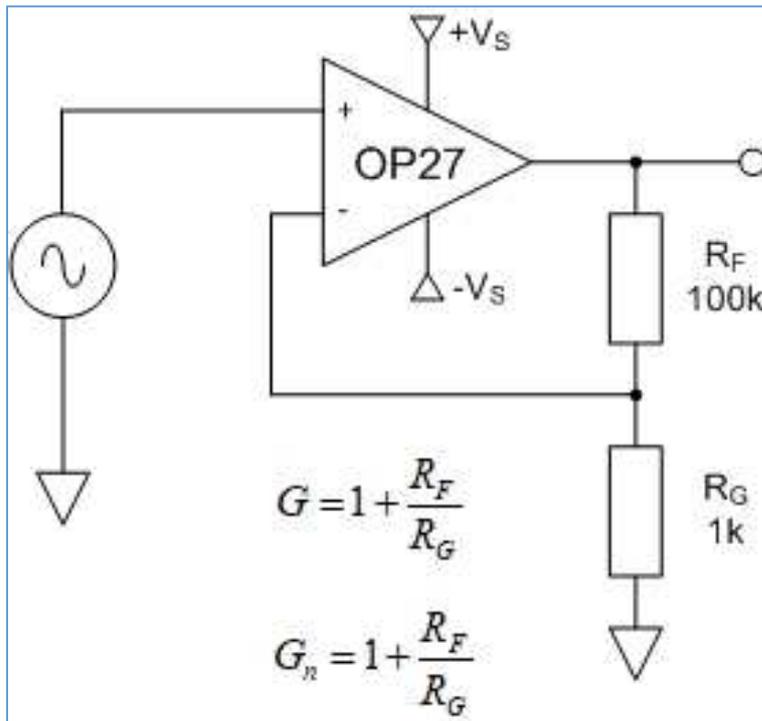


Fig. 24 : Amplificateur non inverseur de gain 101 avec un ampli OP OP27. Graphisme : ON4IJ.

Le gain de 101 (40 dB) de l'amplificateur est celui qui est obtenu en boucle fermée (*ACL Amplifier Closed Loop*). Cet amplificateur a une limitation de sa bande passante qui est issue de celle de l'ampli OP lorsque celui-ci est en boucle ouverte (*AOL Amplifier Open Loop*). La limitation de la bande passante de l'ampli OP en boucle ouverte et en boucle fermée en fonction du gain et en fonction de la fréquence est relevée sur la courbe de gain en boucle ouverte dans le *Datasheet* de l'ampli OP.

Voici un exemple de la courbe de réponse d'un ampli OP OP27 en boucle ouverte en fonction de la fréquence :

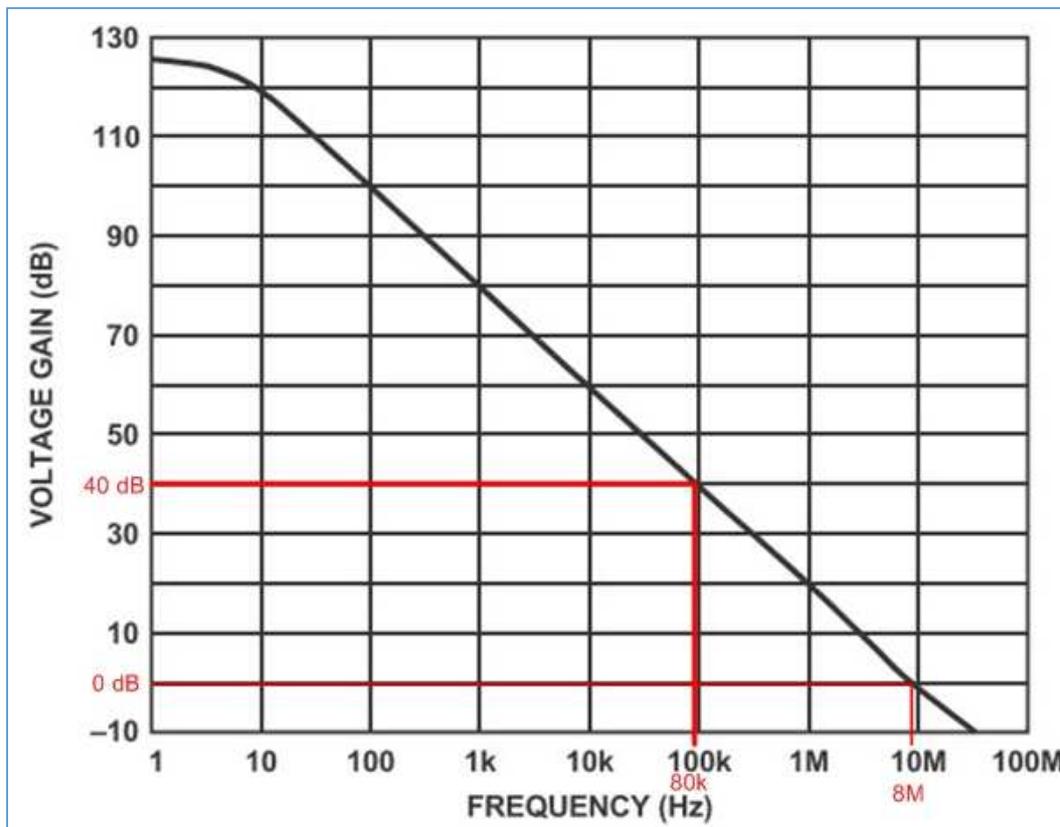


Fig. 25 : Courbe de réponse du gain en boucle ouverte en fonction de la fréquence d'un ampli OP OP27. Source Analog Devices.

Sur la figure ci-dessus, appelée « gain en boucle ouverte en fonction de la fréquence », on peut visualiser la limitation de la bande passante du signal de l'ampli OP lorsque celui-ci est en boucle fermée avec un gain donné. Deux éléments repères sur cette courbe sont à retenir : la bande passante du signal en boucle fermée pour un gain unitaire (0 dB) qui est ici de 8 MHz et la bande passante du signal pour le gain désiré en boucle fermée (ici 40 dB) qui est de 80 kHz.

Il y a une méthode plus directe pour calculer la bande passante du signal de l'ampli OP en boucle fermée pour un gain donné. En effet, le *Datasheet* spécifie la caractéristique du « produit gain - bande passante » : GBW, parfois appelé GBP, *Gain Bandwidth Product*. Le GBW (ou GBP) correspond à la bande passante du signal de l'ampli OP pour un gain unitaire. Afin d'obtenir la bande passante du signal pour un gain donné en boucle fermée, il suffit de diviser le GBW par le gain en boucle fermée de l'amplificateur :

GBW OP27 : 8 MHz

$$BW_{@G=101} = \frac{GBW}{G} = \frac{8 \text{ [MHz]}}{101} = 79,2 \text{ [kHz]}$$

Ceci permet de déterminer la fréquence de coupure pour la bande passante du signal de l'amplificateur : $f_c = 79,2 \text{ kHz}$.

Sur cette même figure ci-dessus, un élément clef est à retenir : la pente d'atténuation d'un ampli OP est de 20 dB par décade (cette valeur est un standard pour tous les amplis OP). Ainsi, le « filtre réel » de l'ampli OP est du premier ordre. Cela va permettre de déterminer le facteur de correction K_n du *Brickwall Filter* pour le calcul de la tension de bruit RMS à large bande.

Calcul de la largeur de bande passante de bruit et de la tension de bruit RMS à large bande (*Broadband Noise*) pour un amplificateur en boucle fermée :

Le calcul de la tension de bruit RMS à large bande peut maintenant être effectué pour un amplificateur de gain 101 avec un ampli OP OP27 :

$$BW_{signal} = 79,2 \text{ [kHz]} \Rightarrow f_c = 79,2 \text{ [kHz]} \text{ (OP27 avec gain de 101 ; GBW = 8 MHz)}$$

$$K_n = 1,57 \text{ (Filtre du 1}^{er} \text{ ordre : pente de 20 dB par décade de l'ampli OP)}$$

$$BW_n = f_c \cdot K_n = 79,2 \text{ [kHz]} \cdot 1,57 = 124,3 \text{ [kHz]} \Rightarrow f_H = 124,3 \text{ [kHz]} \text{ (OP27 avec gain de 101)}$$

$$e_{n \text{ BB}} = 3,0 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \text{ (OP27)}$$

$$E_{n \text{ BB RMS}} = e_{n \text{ BB}} \cdot \sqrt{BW_n} = 3,0 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{124,3 \cdot 10^3 \text{ [Hz]}} = 1056,4 \text{ [nV}_{\text{RMS}}] \text{ (OP27 avec gain de 101)}$$

BW_{signal} : Bande passante de signal de l'amplificateur, bande passante comprise entre f_L et f_c

f_c : Limite haute de BW_{signal} bande passante de signal

K_n : Facteur correcteur du Brickwall Filter en fonction de l'ordre du filtre réel
(ici le filtre réel est caractérisé par la pente du gain en boucle ouverte de l'ampli OP en fonction de la fréquence)

BW_n : Bande passante de bruit comprise entre f_L et f_H

f_H : Limite haute de BW_n bande passante de bruit

f_L : Limite basse de BW_n (0,1 Hz pour les amplificateurs DC)

$e_{n \text{ BB}}$: Densité spectrale de tension de bruit à large bande

$E_{n \text{ BB RMS}}$: Tension de bruit RMS à large bande

Région 1/f (Flicker Noise) de la courbe de la densité spectrale de tension de bruit d'un ampli OP :

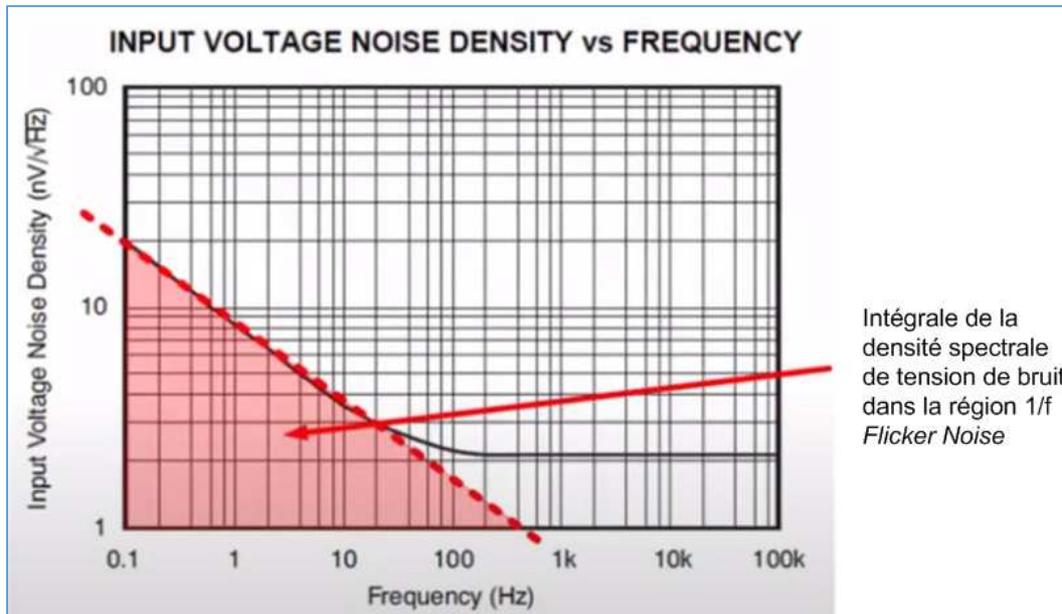


Fig. 26 : Intégrale de la densité spectrale de tension de bruit dans la région 1/f *Flicker Noise*. Source : TIPL Art Kay and Ian Williams, Texas Instruments Precision Labs, 2019.

Pour calculer la tension de bruit RMS dans la région 1/f *Flicker Noise*, on doit intégrer la densité spectrale de puissance de bruit et prendre la racine carrée du résultat.

Ici, l'intégrale de la densité spectrale de puissance de bruit est définie dans la bande passante de la région 1/f. Pour calculer cette intégrale, on va prendre un point sur la courbe de la densité spectrale de tension de bruit à la fréquence la plus basse possible en consultant le *Datasheet* de l'ampli OP utilisé. C'est en effet aux plus basses fréquences que le *Flicker Noise* est le plus prédominant. C'est aussi aux plus basses fréquences que la courbe de la densité spectrale de tension de bruit se linéarise le plus avec une pente régulière de $1/\sqrt{f}$. Cela nous donne une valeur de la densité spectrale de tension de bruit en $\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ qui est relevée à la fréquence la plus basse

possible (f_0). On appellera cette valeur : $e_{n @ f_0} \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$.

Sur certains *Datasheet*, cette valeur est donnée pour une fréquence la plus basse de soit 0,1 Hz, soit 1 Hz, soit 10 Hz ou encore de 100 Hz. Il devient donc nécessaire de normaliser cette valeur pour une bande passante de 1 Hz. Dans ce cas, quelle que soit la fréquence à laquelle est donnée la valeur $e_{n @ f_0}$, en normalisant cette valeur, tout se passe comme si elle avait été donnée pour une fréquence de 1 Hz.

Calcul de la tension de bruit RMS normalisée à 1 Hz :

Le calcul de la valeur normalisée à 1 Hz de la densité spectrale de bruit 1/f (*Flicker Noise*) s'effectue comme suit :

$$e_{n \text{ norm RMS}} = e_{n @ f_0} \cdot \sqrt{f_0}$$

$e_{n \text{ norm RMS}}$: Tension RMS normalisée à 1 Hz de la densité spectrale de tension de bruit 1/f

$e_{n @ f_0}$: Valeur de la densité spectrale de tension de bruit donnée

à la fréquence la plus basse sur la région 1/f (*Flicker Noise*)

soit sur la courbe, soit dans les données du Datasheet

f_0 : Fréquence la plus basse à laquelle est donnée la valeur $e_{n @ f_0}$

soit sur la courbe, soit dans les données du Datasheet

Voici un exemple pour un ampli OP OP27 :

INPUT NOISE VOLTAGE DENSITY	e_n	$f_0 = 10 \text{ Hz}$ $f_0 = 30 \text{ Hz}$ $f_0 = 1000 \text{ Hz}$	3.5 3.1 3.0	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
-----------------------------	-------	---	-------------------	--

Fig. 27 : Extrait du *Datasheet* de l'ampli OP OP27. La valeur de la densité spectrale de tension de bruit est ici donnée pour une fréquence la plus basse de 10 Hz. Source : Analog Devices.

La fréquence f_0 la plus basse qui est donnée par le *Datasheet* est de 10 Hz et la valeur de la densité spectrale de tension de bruit à cette fréquence est :

$$e_{n @ f_0 \text{ 10 Hz}} = 3,5 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right].$$

Dans ce cas, la valeur normalisée à 1 Hz est :

$$e_{n \text{ norm RMS}} = e_{n @ f_0 \text{ 10 Hz}} \cdot \sqrt{f_0} = 3,5 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{10 \text{ [Hz]}} = 11,07 \text{ [nV}_{\text{RMS}}] \text{ : valeur surestimée.}$$

On constatera sur la figure suivante que cette valeur normalisée calculée (11,07 nV_{RMS}) à la fréquence la plus basse du *Datasheet* (10 Hz) est toutefois surestimée par rapport à la valeur que l'on peut relever sur la courbe de la densité spectrale de tension de bruit. Parfois on n'a pas le choix de procéder de telle sorte lorsque le *Datasheet* ne donne pas toute la courbe de la densité spectrale de tension de bruit jusqu'à une fréquence aussi basse que 1 Hz.

En prenant la valeur sur la courbe à 1 Hz (voir figure ci-dessous), on a :

$$e_{n @ f_0 \text{ 1 Hz}} = 6 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

: valeur correcte.

$$e_{n \text{ norm RMS}} = e_{n @ f_0 \text{ 1 Hz}} \cdot \sqrt{f_0} = 6 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{1 \text{ [Hz]}} = 6 \text{ [nV}_{\text{RMS}}]$$

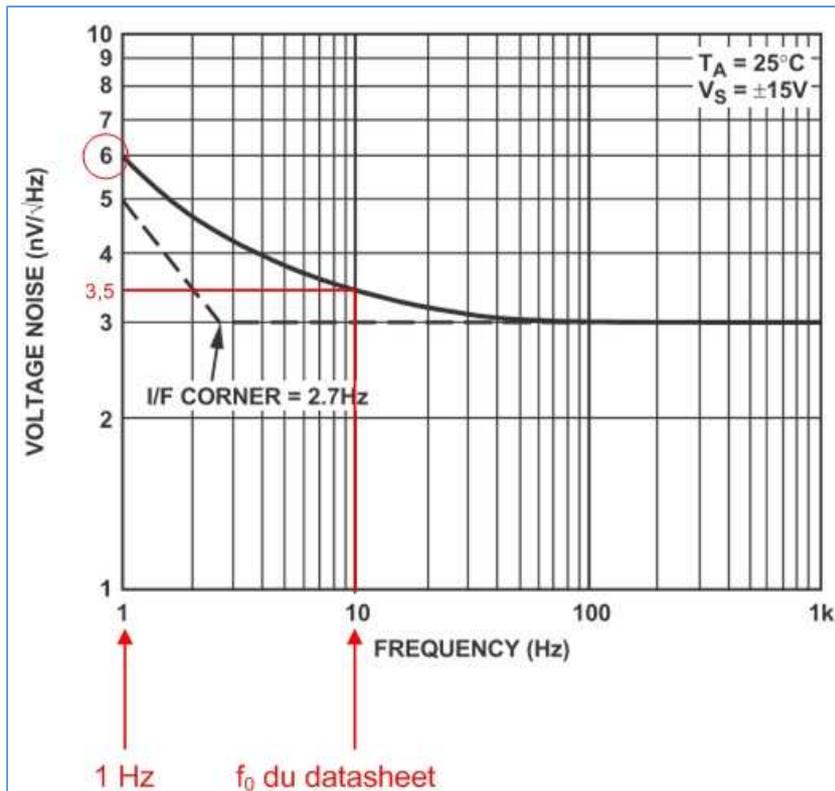


Fig. 28 : Extrait du *Datasheet* de l'ampli OP OP27. La valeur de la densité spectrale de tension de bruit peut ici être lue directement à la fréquence de 1 Hz sur la courbe de la densité spectrale de tension de bruit. Source : Analog Devices.

Voici un autre exemple pour un ampli OP LT1028A :

Input Noise Voltage Density	$f_0 = 10\text{Hz}$ (Note 5)	1.00	1.7	1.0	1.9	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f_0 = 1000\text{Hz}$, 100% Tested	0.85	1.1	0.9	1.2	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

Fig. 29 : Extrait du *Datasheet* de l'ampli OP LT1028A. La valeur de la densité spectrale de tension de bruit est ici donnée pour une fréquence la plus basse de 10 Hz. Source : Linear Technology (Analog Devices).

La fréquence f_0 la plus basse qui est donnée par le *Datasheet* est de 10 Hz et la valeur de la densité spectrale de tension de bruit à cette fréquence est :

$$e_n @ f_0 10 \text{ Hz} = 1,0 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right].$$

Dans ce cas, la valeur normalisée à 1 Hz est :

$$e_n \text{ norm RMS} = e_n @ 10 \text{ Hz} \cdot \sqrt{f_0} = 1,0 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{10 [\text{Hz}]} = 3,16 [\text{nV}_{\text{RMS}}] : \text{valeur surestimée.}$$

Sur la courbe de la densité spectrale de tension de bruit, on peut relever la valeur pour une fréquence de 0,1 Hz.

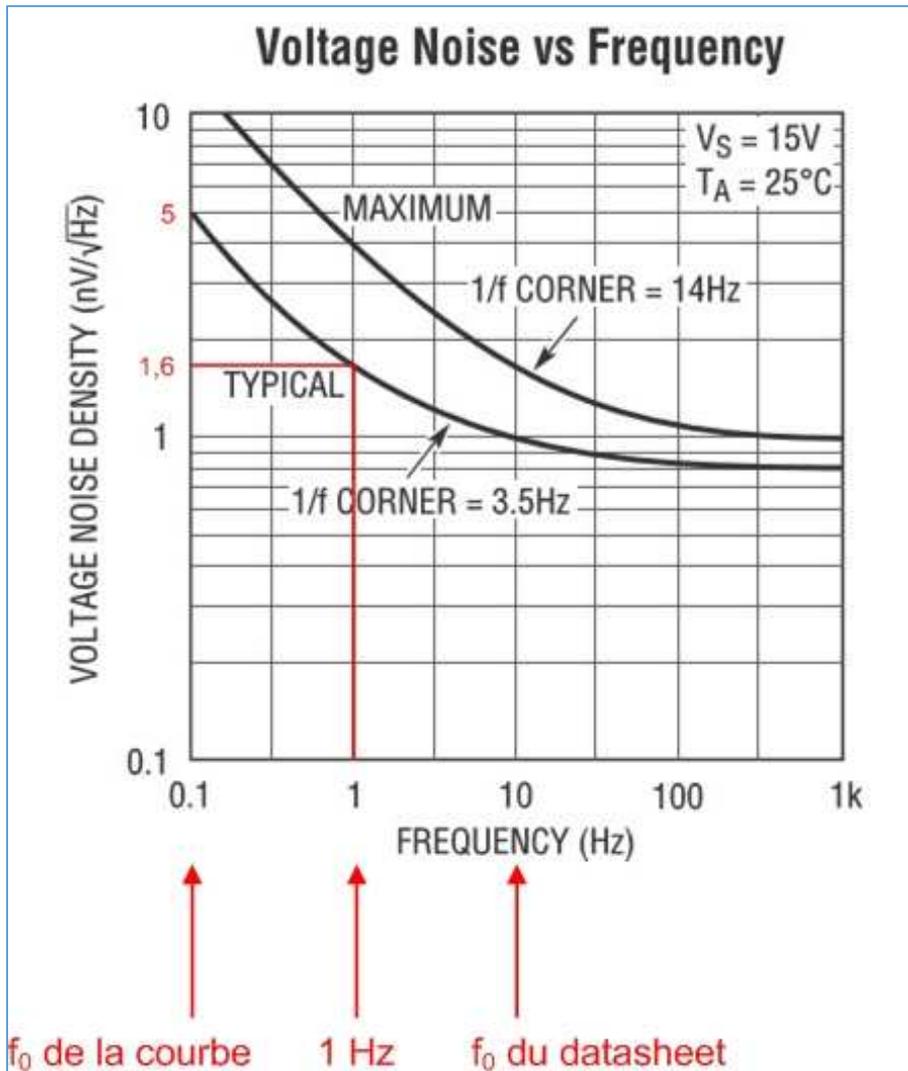


Fig. 30 : Extrait du *Datasheet* de l'ampli OP LT1028A. La valeur de la densité spectrale de tension de bruit peut ici être lue directement à la fréquence de 1 Hz et aussi à la fréquence la plus basse de 0,1 Hz sur la courbe de la densité spectrale de tension de bruit. Source : Linear Technology (Analog Devices).

Sur la courbe illustrée ci-dessus, on peut lire la valeur de la densité spectrale de la tension de bruit à la fréquence la plus basse de 0,1 Hz : $e_n @_{f_0, 0,1 \text{ Hz}} = 5,0 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$.

En normalisant cette valeur à 1 Hz, on obtient :

$$e_{n \text{ norm RMS}} = e_n @_{0,1 \text{ Hz}} \cdot \sqrt{f_0} = 5,0 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{0,1 [\text{Hz}]} = [1,58 \text{ nV}_{\text{RMS}}] : \text{valeur correcte.}$$

Portons un regard critique sur la valeur calculée de la tension de bruit normalisée surestimée lorsque l'on se base sur une valeur de la densité spectrale de tension de bruit relevée à une fréquence supérieure à 1 Hz. On est parti du postulat que la courbe de la densité spectrale de tension de bruit ait une pente constante de $1/\sqrt{f}$ dans la région $1/f$ *Flicker Noise*. Or, quand on observe la courbe d'amplis OP réels dans la région $1/f$, la pente n'est pas régulière (en étant représentée sur un graphique log/log).

Sur les figures 28 et 30, on constate très bien le changement de pente entre la fréquence « la plus basse » f_0 du Datasheet qui est supérieure à 1 Hz et la fréquence pile de 1 Hz. En revanche, sur la figure 30, la pente de la courbe à la fréquence la plus basse f_0 de 0,1 Hz relevée sur cette courbe est très proche de la pente à la fréquence de 1 Hz.

Calcul de l'intégrale de la densité spectrale de puissance de bruit $1/f$ (*Flicker Noise*) :

La valeur normalisée de tension de bruit RMS à 1 Hz nous a permis de situer un point de repère sur la courbe de la densité spectrale de tension de bruit. Pour obtenir la tension de bruit RMS sur la bande passante de bruit de l'ampli OP, on doit intégrer la courbe de la densité spectrale de puissance de bruit et ensuite prendre la racine carrée du résultat (selon la définition d'une tension RMS).

Comme on l'a déjà décrit (voir les figures 18 et 26), la pente de la courbe de la densité spectrale de tension de bruit est de $1/\sqrt{f}$ et la pente de la densité spectrale de puissance de bruit est de $1/f$ (la puissance est proportionnelle au carré de la tension).

Ce que nous devons intégrer, c'est la courbe de la densité spectrale de puissance dont la pente est $1/f$. On connaît déjà un point de repère situé sur la courbe de la densité spectrale de tension de bruit : $e_{n \text{ norm RMS}}$. Cette valeur $e_{n \text{ norm RMS}}$ permet de déterminer la position de la courbe selon les ordonnées du graphe et permet aussi de situer cette courbe selon les abscisses avec la fréquence normalisée de 1 Hz. Cela va permettre de calculer correctement l'intégrale définie de la courbe de la densité spectrale de puissance de bruit entre les deux bornes de fréquences f_L et f_H .

Comme la courbe de la densité spectrale de puissance de bruit peut se résumer à une droite de pente $1/f$, il suffit de calculer la primitive d'une fonction inverse : $y = 1/x$:

$$\int \left(\frac{1}{x}\right) dx = \ln x \text{ et } \int_a^b \left(\frac{1}{x}\right) dx = (\ln b) - (\ln a) = \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

$$\int_a^b \left(K \cdot \frac{1}{\sqrt{x}}\right)^2 dx = \int_a^b \left(K^2 \cdot \frac{1}{x}\right) dx = K^2 \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right) \text{ et } \sqrt{\int_a^b \left(K^2 \cdot \frac{1}{x}\right) dx} = K \cdot \sqrt{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}$$

$$e_{n \text{ flicker}} = e_{n @f_0=1 \text{ Hz}} \cdot \sqrt{1 \text{ Hz}} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{f}\right)}$$

$$E_{n \text{ flicker}} = e_{n @f_0=1 \text{ Hz}} \cdot \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left(\frac{1}{f}\right) df} = e_{n @f_0=1 \text{ Hz}} \cdot \sqrt{1 \text{ Hz}} \cdot \sqrt{\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)}$$

Normalisation par exemple pour une fréquence $f_0 = 10 \text{ Hz}$:

$$e_{n \text{ flicker}} = e_{n @ f_0 = 10 \text{ Hz}} \cdot \sqrt{10 \text{ Hz}} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{f}\right)} = e_{n @ f_0 = 10 \text{ Hz}} \cdot \sqrt{10} \cdot \sqrt{1 \text{ Hz}} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{f}\right)}$$

$$e_{n \text{ flicker}} = e_{n @ f_0 = 10 \text{ Hz}} \cdot 3,16 \cdot \sqrt{1 \text{ Hz}} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{f}\right)}$$

On obtient ainsi la formule suivante pour le calcul de la tension de bruit RMS 1/f (*Flicker Noise*) dans la bande passante de bruit de l'ampli OP :

$$E_{n \text{ flicker RMS}} = e_{n \text{ norm RMS}} \cdot \sqrt{\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)}$$

$E_{n \text{ flicker RMS}}$: Tension de bruit RMS 1/f (*Flicker Noise*)

$e_{n \text{ norm RMS}}$: Tension RMS normalisée à 1 Hz de la densité spectrale de tension de bruit 1/f

f_H : Fréquence de coupure haute de la bande passante de bruit de l'ampli OP

f_L : Fréquence de coupure basse de la bande passante de bruit de l'ampli OP

f_L : Fréquence limite conventionnelle de 0,1 Hz pour les amplificateurs DC

(DC : couplés en courant continu)

Dans la formule ci-dessus, on remarquera que $e_{n \text{ norm RMS}}$ est déjà une tension RMS (il ne faut donc pas en prendre la racine carrée). En revanche $\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)$ représente le résultat de l'intégrale définie de la densité spectrale de puissance ; c'est la raison pour laquelle on doit en prendre la racine carrée. On remarquera enfin que $\sqrt{\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)}$ représente un nombre pur sans unités.

Fréquences de coupure f_L et f_H de la bande passante de bruit de l'ampli OP :

Lorsque l'on utilise un ampli OP dans un filtre actif, par exemple un filtre passe-haut ou passe-bande, la fréquence de coupure basse est f_c (*Cutoff Frequency*). La fréquence basse de la bande passante de bruit est $f_L = f_c / K_n$. Le facteur de correction K_n est fonction de l'ordre du filtre passe-haut ou passe-bande du filtre actif dans lequel l'ampli OP est implémenté. Dans les amplificateurs AC (AC : couplés en courant alternatif), il y a en général un condensateur de liaison à l'entrée de l'amplificateur de façon à éliminer la composante continue du signal. Dans ce cas, la fréquence de coupure basse f_c est déterminée par la capacité du condensateur et la résistance de charge que constitue la résistance (ou impédance) d'entrée de l'amplificateur.

Si la fréquence de coupure basse f_c de l'amplificateur AC ou du filtre actif passe-haut ou passe-bande est largement située au-delà de la fréquence de coude f_f (*Corner Frequency*) de l'ampli OP, alors, la composante de bruit $1/f$ *Flicker Noise* bien que toujours présente risque de devenir négligeable devant le bruit à large bande de cet ampli OP.

En ce qui concerne les amplificateurs DC, par exemple utilisés en instrumentation, la fréquence limite basse f_L de la bande passante de bruit de l'ampli OP est fixée d'une manière conventionnelle à une fréquence f_L de 0,1 Hz.

Pourquoi limiter la fréquence f_L à 0,1 Hz de la bande passante de bruit dans les amplificateurs DC à ampli OP ?

La réponse est simple : sur le graphique de la densité spectrale de tension de bruit, l'axe des abscisses est gradué en échelle logarithmique dans le domaine de la fréquence. Une graduation sur une échelle logarithmique ne comprend jamais de valeur zéro ; on peut représenter en début d'axe une valeur très petite, mais cette valeur n'atteint jamais la valeur zéro.

Voici le deuxième élément de réponse qui est le plus important. Sur un graphique xy log/log, la densité spectrale de puissance de bruit dans la région $1/f$ *Flicker Noise* adopte une pente $1/f$ (pente $1/\sqrt{f}$ pour la densité spectrale de tension de bruit). Si l'on représente cette courbe sur un graphe dont l'axe des abscisses est gradué en échelle linéaire (graphique xy lin/log), on peut y représenter la valeur de la fréquence zéro Hertz sur l'axe des abscisses. Pour une fréquence de 0 Hz, la valeur de la densité spectrale de puissance de bruit $1/f$ (*Flicker Noise*) tend vers l'infini et donc la valeur de la densité spectrale de tension de bruit tend aussi vers l'infini. En outre, dans le calcul de la tension de bruit RMS $1/f$ (*Flicker Noise*), si f_L tend vers zéro, cette tension tend aussi vers l'infini : le facteur f_L se trouve au dénominateur du quotient f_H/f_L et le facteur $\ln(f_H/f_L)$ tend aussi vers l'infini. Cela n'a pas de sens physique dans un circuit électronique.

Il y a lieu aussi de se rappeler qu'une fréquence de 0 Hz correspond à une période de temps infinie. Une période de temps infinie n'a pas non plus de sens pratique en électronique. Ainsi pour des raisons pratiques et conventionnelles, la fréquence limite f_L est de 0,1 Hz, cela correspond à une période de temps de 10 s.

Calcul de la largeur de la bande passante de bruit et de la tension de bruit RMS à large bande (Broadband Noise) pour un amplificateur en boucle fermée :

Le calcul de la tension de bruit RMS à large bande peut maintenant être effectué pour un amplificateur de gain 101 avec un ampli OP OP27 :

$$BW_{\text{signal}} = 79,2 \text{ [kHz]} \Rightarrow f_c = 79,2 \text{ [kHz]} \text{ (OP27 avec gain de 101 ; GBW = 8 MHz)}$$

$$K_n = 1,57 \text{ (Filtre du 1}^{\text{er}} \text{ ordre : pente de 20 dB par décade de l'ampli OP)}$$

$$BW_n = f_c \cdot K_n = 79,2 \text{ [kHz]} \cdot 1,57 = 124,3 \text{ [kHz]} \Rightarrow f_H = 124,3 \text{ [kHz]} \text{ (OP27 avec gain de 101)}$$

$$f_L = 0,1 \text{ [Hz]} \text{ (amplificateur DC)}$$

$$e_n @ f_0 \text{ 0,1 Hz} = 5,0 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \text{ (OP27)}$$

$$e_{n \text{ norm RMS}} = e_n @ 0,1 \text{ Hz} \cdot \sqrt{f_0} = 5,0 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{0,1 \text{ Hz}} = 1,58 \text{ [nV}_{\text{RMS}}] \text{ (OP27)}$$

$$E_{n \text{ flicker RMS}} = e_{n \text{ norm RMS}} \cdot \sqrt{\ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right)} = 1,58 \text{ [nV}_{\text{RMS}}] \cdot \sqrt{\ln \left(\frac{124,3 \cdot 10^3 \text{ [Hz]}}{0,1 \text{ [Hz]}} \right)} = 5,92 \text{ [nV}_{\text{RMS}}] \text{ (OP27)}$$

f_H : Fréquence de coupure haute de la bande passante de bruit de l'ampli OP

f_L : Fréquence de coupure basse de la bande passante de bruit de l'ampli OP

$e_n @ f_0 \text{ 0,1 Hz}$: Densité spectrale de tension de bruit 1/f Flicker Noise à la fréquence la plus basse

ici donnée à 0,1 Hz sur la courbe de la densité spectrale de tension de bruit de l'OP27

$e_{n \text{ norm RMS}}$: Tension RMS normalisée à 1 Hz de la densité spectrale de tension de bruit 1/f

$E_{n \text{ flicker RMS}}$: Tension de bruit RMS 1/f (Flicker Noise)

Calcul de la tension de bruit RMS combinée dans les deux régions, c'est-à-dire dans la région à large bande (*Broadband Noise*) avec la région 1/f (*Flicker Noise*) :

En examinant la totalité de la largeur de bande de bruit d'un amplificateur à ampli OP, on doit tenir compte en même temps des deux régions de la courbe de la densité spectrale de tension de bruit. C'est ainsi que l'on a un recouvrement de la bande de bruit 1/f *Flicker Noise* et de la bande de bruit à large bande *Broadband Noise*. En d'autres mots, ces régions de densité spectrale de tension de bruit sont toutes deux présentes à toutes les fréquences de la bande passante de bruit de l'ampli OP.

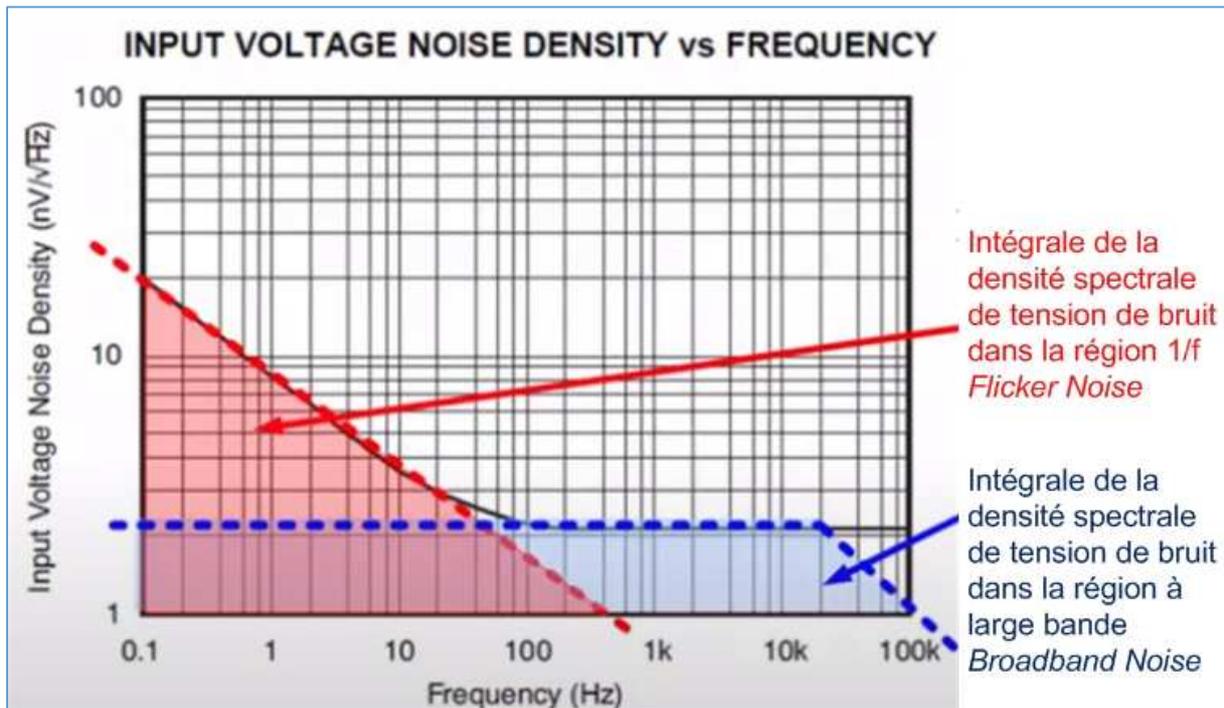


Fig. 31 : Les Intégrales de la densité spectrale de tension de bruit dans la région 1/f *Flicker Noise* et à large bande *Broadband Noise* sont présentes à toutes les fréquences de la bande passante de bruit de l'ampli OP. Source : TIPL Art Kay and Ian Williams, Texas Instruments Precision Labs, 2019.

Aux fréquences les plus basses, en dessous de la fréquence de coude (*Corner Frequency*), la densité spectrale de tension de bruit 1/f *Flicker Noise* est prédominante mais la densité spectrale de bruit à large bande *Broadband Noise* (BB) y est toujours présente.

Aux fréquences les plus hautes, au-delà de la fréquence de coude (*Corner Frequency*), la densité spectrale de tension de bruit à large bande *Broadband Noise* (BB) est prédominante mais la densité spectrale de bruit 1/f *Flicker Noise* y est toujours présente.

Pour calculer la totalité du niveau de bruit qui se combine dans les deux régions (*BB et Flicker*), on doit ajouter les deux contributions de bruit selon la racine de la somme des carrés (*RSS Root Sum Square*) :

$$E_{n \text{ tot RMS}} = \sqrt{(E_{n \text{ BB RMS}})^2 + (E_{n \text{ flicker RMS}})^2}$$

$E_{n \text{ tot RMS}}$: Tension totale de bruit RMS (1/f Flicker Noise et BB Broadband Noise combinés)

$E_{n \text{ BB RMS}}$: Tension de bruit RMS à large bande (BB Broadband Noise)

$E_{n \text{ flicker RMS}}$: Tension de bruit RMS 1/f (Flicker Noise)

Calcul de la tension totale de bruit RMS dans toute la bande passante de bruit (*Broadband Noise Flicker noise*) pour un amplificateur DC de gain 101 avec ampli OP OP27 :

$$E_{n \text{ BB RMS}} = 1056,4 \text{ [nV}_{\text{RMS}} \text{]} \text{ (OP27 avec gain de 101)}$$

$$E_{n \text{ flicker RMS}} = 5,92 \text{ [nV}_{\text{RMS}} \text{]} \text{ (OP27 avec gain de 101)}$$

$$E_{n \text{ tot RMS}} = \sqrt{(E_{n \text{ BB RMS}})^2 + (E_{n \text{ flicker RMS}})^2} = \sqrt{(1056,4 \text{ [nV}_{\text{RMS}} \text{]})^2 + (5,92 \text{ [nV}_{\text{RMS}} \text{]})^2}$$

$$E_{n \text{ tot RMS}} = 1056,417 \text{ [nV}_{\text{RMS}} \text{]}$$

$E_{n \text{ BB RMS}}$: Tension totale de bruit RMS à large bande (BB Broadband Noise)

$E_{n \text{ flicker RMS}}$: Tension de bruit RMS 1/f (Flicker Noise)

$E_{n \text{ tot RMS}}$: Tension totale de bruit RMS (1/f Flicker Noise et BB Broadband Noise combinés)

Dans cet exemple, on constate que le niveau de bruit à large bande de 1056,4 nV_{RMS} est prédominant par rapport au bruit 1/f *Flicker Noise* de 5,92 nV_{RMS}. Le bruit 1/f *Flicker Noise* influence ici d'une façon négligeable le résultat final de la tension totale de bruit RMS de l'amplificateur qui est de 1056,417 nV_{RMS}. Ceci est typique dans les amplificateurs à large bande dont la bande passante n'est pas limitée par une contre-réaction sélective (condensateur en parallèle sur la résistance R_F) ou par un montage en filtre actif passe-bas du type Salen-Key ou du type à contre-réaction multiple (*MFB Multiple Feedback*).

Dans ces types de montages amplificateurs à filtre actif passe-bas, la fréquence de coupure est choisie à la valeur strictement nécessaire à l'application. Cette fréquence de coupure du filtre se situe en général bien en deçà de la fréquence de coupure f_c de la bande passante de l'ampli OP monté sans filtrage additionnel. Les filtres passe-bas de limitation de la bande passante d'un amplificateur sont en général d'ordres élevés (par exemple d'ordre n = 4 ou supérieur). La raideur de pente de tels filtres se rapproche ainsi du *Brickwall Filter*. Le facteur K_n sera donc choisi en fonction de l'ordre du filtre de limitation de la bande passante de l'amplificateur.

Dans les systèmes de mesure de la tension totale de bruit RMS dans la bande passante normalisée de 0,1 Hz à 10 Hz, la situation est tout-à-fait différente et dans ce cas, le bruit 1/f *Flicker Noise* devient prédominant par rapport au bruit à large bande. Ceci constitue un véritable défi car c'est justement dans cette région de la bande de fréquences que la densité spectrale de tension de bruit de l'ampli OP est la plus élevée.

Densité spectrale de courant de bruit de l'ampli OP et résistance équivalente du circuit de contre-réaction de l'amplificateur :

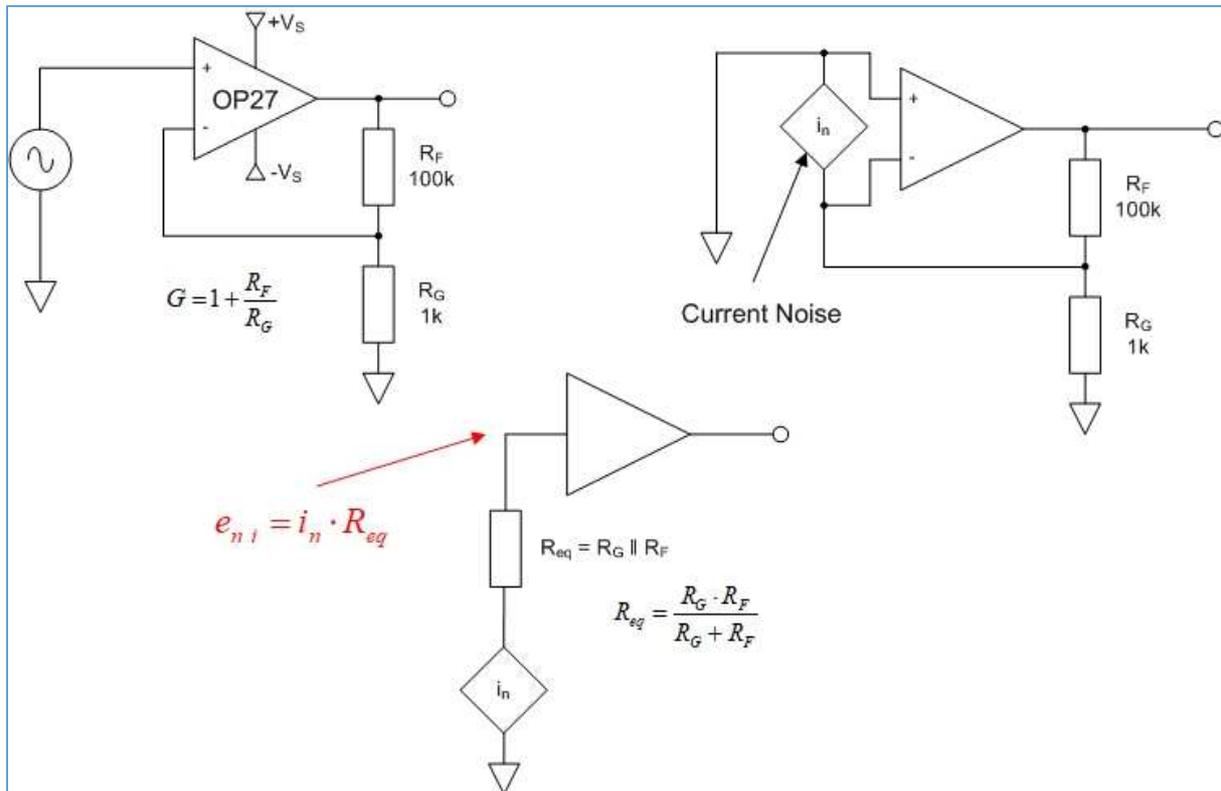


Fig. 32 : Modélisation de la source de courant de bruit dans un ampli OP associé à une résistance équivalente du circuit de contre-réaction pour le calcul d'une tension de bruit due à la source de courant de bruit. Graphisme : ON4IJ.

Dans un amplificateur non inverseur à ampli OP, le courant de bruit se départage dans les deux résistances du circuit de contre-réaction. Tout se passe comme si le courant de bruit suivait tout simplement la résistance équivalente de R_G et R_F associées en parallèle. Il en résulte une tension de bruit qui équivaut au produit du courant de bruit et de la résistance équivalente du circuit. Cette tension est reportée à l'entrée de l'ampli OP (RTI *Referred to Input*).

La source de courant de bruit est caractérisée par une densité spectrale de courant de bruit dont la courbe comprend aussi les deux régions de la densité spectrale de bruit à large bande (*Broadband Noise*) et de la densité spectrale de courant de bruit 1/f (*Flicker Noise*). Les méthodes qui ont été décrites pour le calcul de la tension de bruit RMS restent applicables pour celui de la tension de bruit due au courant de bruit.

Il est à remarquer que la densité spectrale de courant de bruit d'un ampli OP est en général très faible et est de l'ordre de quelques pico Ampères (10^{-12} A) par racine de Hertz à des fractions de femto Ampère (10^{-15} A) par racine de Hertz. En revanche, la résistance équivalente du circuit de contre-réaction peut parfois atteindre des valeurs de quelques centaines d'Ohms à quelques centaines de kilo Ohms dans le pire des cas.

Les valeurs élevées des résistances constituant le circuit de contre-réaction sont à éviter de façon à limiter au maximum la tension de bruit due au courant de bruit. Cela devient particulièrement critique pour les amplificateurs à gain élevé en boucle fermée où pour les filtres actifs dont la fréquence de coupure est très faible.

Lorsque la valeur de la résistance équivalente est faible, on obtient une tension de bruit due à la densité spectrale de courant de bruit qui devient négligeable vis-à-vis de la tension de bruit due à la densité spectrale de tension de bruit.

Calcul de la densité spectrale de tension de bruit à large bande due à la densité spectrale de courant de bruit à large bande :

$$e_{n \text{ i BB}} = i_{n \text{ BB}} \cdot R_{eq}$$

$$E_{n \text{ i BB}} = e_{n \text{ i BB}} \cdot \sqrt{BW_n}$$

$e_{n \text{ i BB}}$: Densité spectrale de tension de bruit due à la densité spectrale de courant de bruit à large bande

$i_{n \text{ BB}}$: Densité spectrale de courant de bruit à large bande de l'ampli OP

R_{eq} : Résistance équivalente du circuit de contre-réaction de l'amplificateur

$E_{n \text{ i BB}}$: Tension de bruit RMS à large bande due au courant de bruit de l'ampli OP

BW_n : Bande passante de bruit de l'ampli OP pour un gain donné en boucle fermée en tenant compte du facteur de correction Brickwall Filter

Calcul de la densité spectrale de tension de bruit 1/f *Flicker Noise* due à la densité spectrale de courant de bruit 1/f *Flicker Noise* :

$$i_{n \text{ i norm RMS}} = i_{n @ f_0} \cdot \sqrt{f_0}$$

$$I_{n \text{ flicker RMS}} = i_{n \text{ i norm RMS}} \cdot \sqrt{\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)}$$

$$E_{n \text{ i flicker RMS}} = I_{n \text{ flicker RMS}} \cdot R_{eq}$$

$i_{n \text{ i norm RMS}}$: Courant RMS normalisé à 1 Hz de la densité spectrale de courant de bruit 1/f

$i_{n @ f_0}$: Valeur de la densité spectrale de courant de bruit donnée à la fréquence la plus basse sur la région 1/f (*Flicker Noise*) soit sur la courbe, soit dans les données du Datasheet

f_0 : Fréquence la plus basse à laquelle est donnée la valeur $i_{n @ f_0}$ soit sur la courbe, soit dans les données du Datasheet

$I_{n \text{ flicker RMS}}$: Courant total de bruit RMS 1/f (*Flicker Noise*)

$E_{n \text{ i flicker RMS}}$: Tension de bruit RMS 1/f (*Flicker Noise*) due au courant de bruit RMS 1/f

R_{eq} : Résistance équivalente du circuit de contre-réaction de l'amplificateur

f_H : Fréquence de coupure haute de la bande passante de bruit de l'ampli OP

f_L : Fréquence de coupure basse de la bande passante de bruit de l'ampli OP

f_L : Fréquence limite conventionnelle de 0,1 Hz pour les amplificateurs DC (DC : couplés en courant continu)

Calcul de la tension de bruit RMS dû aux courants de bruit combinés dans les deux régions *Broadband Noise* et *1/f Flicker Noise* :

Les tensions de bruit RMS se combine selon la racine de la somme des carrés (RSS *Root Sum Square*).

$$E_{n\ i\ tot\ RMS} = \sqrt{(E_{n\ i\ BB\ RMS})^2 + (E_{n\ i\ flicker\ RMS})^2}$$

$E_{n\ i\ tot\ RMS}$: Tension totale de bruit RMS due au courants de bruit
(*1/f Flicker Noise* et *BB Broadband Noise* combinés)

$E_{n\ i\ BB}$: Tension de bruit RMS à large bande due au courant de bruit à large bande de l'ampli OP

$E_{n\ i\ flicker\ RMS}$: Tension de bruit RMS *1/f* (*Flicker Noise*) due au courant de bruit RMS *1/f*

Densité spectrale de courant de bruit d'un ampli OP OP27 :

INPUT NOISE Current Density ³	i_n	$f_0 = 10\text{ Hz}$	1.7	4.0	1.7	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_0 = 30\text{ Hz}$	1.0	2.3	1.0	
		$f_0 = 1000\text{ Hz}$	0.4	0.6	0.4	

Fig. 33 : Extrait du *Datasheet* de l'ampli OP OP27. La valeur de la densité spectrale de courant de bruit à large bande (*Broadband Noise*) est ici donnée pour la fréquence la plus haute de 1000 Hz. La valeur de la densité spectrale de courant de bruit *1/f* (*Flicker Noise*) est ici donnée pour une fréquence la plus basse de 10 Hz. Source : Analog Devices.

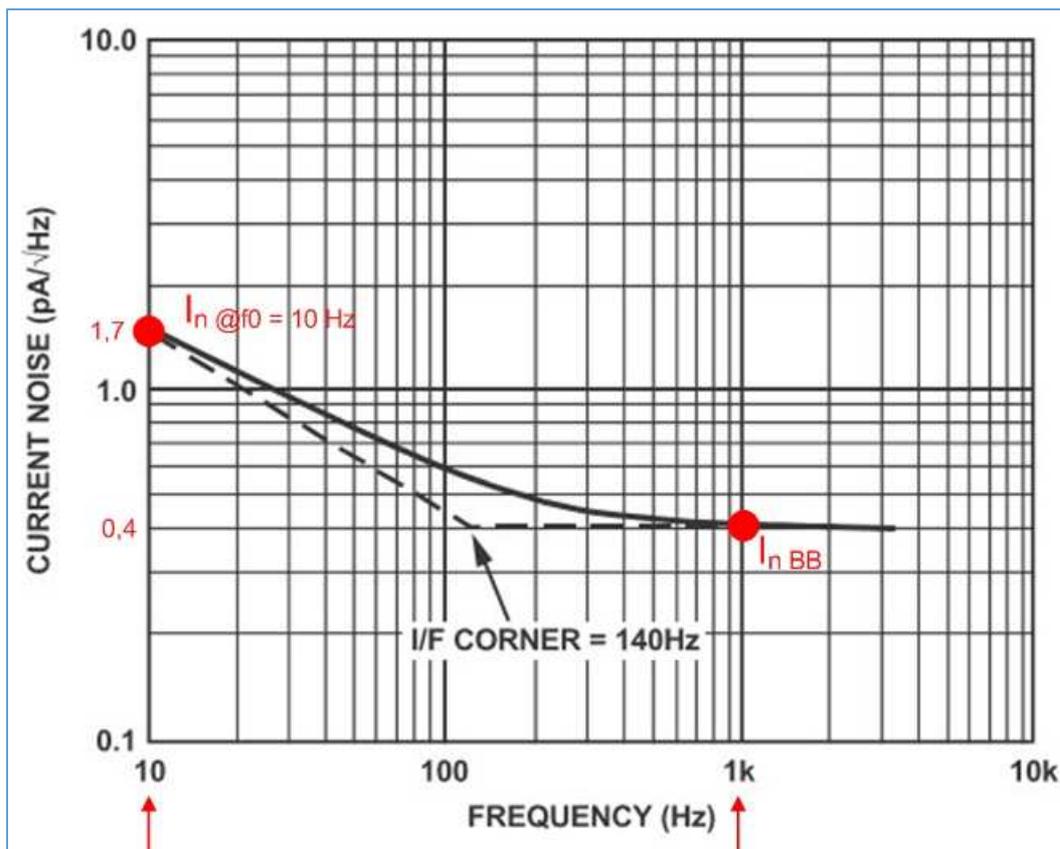


Fig. 34 : Extrait du *Datasheet* de l'ampli OP OP27. Relevé des valeurs de la densité spectrale de courant de bruit à large bande (*Broadband Noise*) et pour la région *1/f* (*Flicker Noise*). Source : Analog Devices.

Calcul la tension de bruit RMS totale due aux courants de bruit pour un amplificateur en boucle fermée *Broadband Noise* et *1/f Flicker Noise* :

Le calcul de la tension de bruit RMS due aux courants de bruit peut maintenant être effectué pour un amplificateur de gain 101 avec un ampli OP OP27.

Le circuit de contre-réaction est composé comme suit :

$$R_G = 1 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_F = 100 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_{eq} = \frac{R_G \cdot R_F}{R_G + R_F} = \frac{1 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3} = 990 \text{ [}\Omega\text{]}$$

Bande passante de bruit :

$$BW_{signal} = 79,2 \text{ [kHz]} \Rightarrow f_c = 79,2 \text{ [kHz]} \text{ (OP27 avec gain de 101 ; GBW = 8 MHz)}$$

$$K_n = 1,57 \text{ (Filtre du 1}^{er} \text{ ordre : pente de 20 dB par décade de l'ampli OP)}$$

$$BW_n = f_c \cdot K_n = 79,2 \text{ [kHz]} \cdot 1,57 = 124,3 \text{ [kHz]} \Rightarrow f_H = 124,3 \text{ [kHz]} \text{ (OP27 avec gain de 101)}$$

Tension de bruit due au courant de bruit *Broadband Noise* :

$$e_{n i BB} = i_{n BB} \cdot R_{eq} = 0,4 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot 990 \text{ [}\Omega\text{]} = 0,4 \cdot 10^{-12} \left[\frac{\text{A}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot 990 \text{ [}\Omega\text{]} = 396 \cdot 10^{-12} \left[\frac{\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$e_{n i BB} = 0,396 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$E_{n i BB} = e_{n i BB} \cdot \sqrt{BW_n} = 0,396 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{124,3 \text{ [kHz]}} = 0,396 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{124,3 \cdot 10^3 \text{ [Hz]}}$$

$$E_{n i BB} = 139,6 \text{ [nV}_{RMS}\text{]}$$

Tension de bruit due au courant de bruit *1/f Flicker Noise* :

$$i_{n i norm RMS} = i_{n @ f_0} \cdot \sqrt{f_0} = 1,7 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{10 \text{ [Hz]}} = 5,38 \text{ [pA}_{RMS}\text{]}$$

$$I_{n flicker RMS} = i_{n i norm RMS} \cdot \sqrt{\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)} = 5,38 \text{ [pA}_{RMS}\text{]} \cdot \sqrt{\ln\left(\frac{124,3 \cdot 10^3 \text{ [Hz]}}{0,1 \text{ [Hz]}}\right)} = 20,15 \text{ [pA}_{RMS}\text{]}$$

$$E_{n i flicker RMS} = I_{n flicker RMS} \cdot R_{eq} = 20,15 \text{ [pA}_{RMS}\text{]} \cdot 990 \text{ [}\Omega\text{]} = 19,95 \text{ [nV}_{RMS}\text{]}$$

Tension de bruit due aux courants de bruit combinés :

$$E_{n i tot RMS} = \sqrt{(E_{n i BB RMS})^2 + (E_{n i flicker RMS})^2} = \sqrt{(139,6 \text{ [nV}_{RMS}\text{]})^2 + (19,95 \text{ [nV}_{RMS}\text{]})^2}$$

$$E_{n i tot RMS} = 141,02 \text{ [nV}_{RMS}\text{]}$$

Tension de bruit due au bruit thermique de résistance

La tension de bruit thermique est calculée pour la résistance équivalente du circuit de contre-réaction de l'amplificateur dans la bande passante de bruit de l'ampli OP.

$$T = 25 [^{\circ}\text{C}] \hat{=} 298 [\text{K}]$$

$$R_{eq} = 990 [\Omega]$$

$$BW_n = 124,3 [\text{kHz}]$$

$$E_{nR\text{ RMS}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_{eq} \cdot BW_n}$$

$$E_{nR\text{ RMS}} = \sqrt{4 \cdot 1,381 \cdot 10^{-23} \left[\frac{\text{J}}{\text{K}} \right] \cdot 298 [\text{K}] \cdot 990 [\Omega] \cdot 124,3 \cdot 10^3 [\text{Hz}]} = 1423,3 \text{ nV}_{\text{RMS}}$$

Calcul la tension de bruit RMS totale due à tous les contributeurs de bruit pour un amplificateur en boucle fermée (OP 27 avec gain 101) :

Nous avons examiné les contributeurs de bruit suivants :

- Densité spectrale de tension de bruit ;
- Densité spectrale de courant de bruit ;
- Tension de bruit thermique de résistance.

Pour calculer la tension totale de bruit reportée à l'entrée (RTI *Referred to Input*) de l'ampli OP, on doit combiner les valeurs de ces trois contributeurs de bruit selon la racine carrée de la somme des carrés (RSS *Root Sum Square*).

$$E_{n\text{ tot RMS}} = 1056,417 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_{n\text{ i tot RMS}} = 141,02 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_{nR\text{ RMS}} = 1423,3 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_{n\text{ tot RMS RTI}} = \sqrt{(E_{n\text{ tot RMS}})^2 + (E_{n\text{ i tot RMS}})^2 + (E_{nR\text{ RMS}})^2}$$

$$E_{n\text{ tot RMS RTI}} = \sqrt{(1056,417 [\text{nV}_{\text{RMS}}])^2 + (141,02 [\text{nV}_{\text{RMS}}])^2 + (1423,3 \text{ nV}_{\text{RMS}})^2}$$

$$E_{n\text{ tot RMS RTI}} = 1778,1 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

On remarquera dans cet exemple d'amplificateur de gain 101 avec un ampli OP OP27, que la tension de bruit due aux courants de bruit est négligeable par rapport à la tension de bruit due à la densité spectrale de tension de bruit. En revanche, le contributeur dominant de bruit est celui qui est dû au bruit thermique de résistance. Ce bruit thermique est élevé car la valeur de la résistance équivalente est élevée.

Il y a donc moyen d'optimiser la tension totale de bruit RMS reportée à l'entrée (RTI) de l'ampli OP en diminuant la valeur de la résistance équivalente. Dans ce cas, la tension de bruit due aux courants de bruit devient négligeable.

Optimisation de la tension totale de bruit RMS RTI d'un amplificateur à gain 101 :

On peut établir le calcul de tension totale de bruit RMS pour les valeurs de résistance équivalente suivantes :

$$R_G = 100 \text{ } [\Omega]$$

$$R_F = 10 \text{ } [\text{k}\Omega]$$

$$R_{eq} = \frac{R_G \cdot R_F}{R_G + R_F} = \frac{100 \cdot 10 \cdot 10^3}{100 + 10 \cdot 10^3} = 99 \text{ } [\Omega]$$

Tension de bruit thermique :

$$E_{nR\text{ RMS}} = \sqrt{4 \cdot 1,381 \cdot 10^{-23} \left[\frac{\text{J}}{\text{K}} \right] \cdot 298 \text{ } [\text{K}] \cdot 99 \text{ } [\Omega] \cdot 124,3 \cdot 10^3 \text{ } [\text{Hz}]} = 451,23 \text{ nV}_{\text{RMS}}$$

Tension totale de bruit RMS (en négligeant les courants de bruit) :

$$E_{n\text{ tot RMS RTI}} = \sqrt{(1056,417 \text{ } [\text{nV}_{\text{RMS}}])^2 + (451,23 \text{ nV}_{\text{RMS}})^2} = 1148,7 \text{ nV}_{\text{RMS}}$$

Avec une résistance équivalente de 99 Ω , la tension de bruit thermique influence beaucoup moins le résultat de la tension totale de bruit RMS RTI.

Diminuons encore la valeur des résistances :

$$R_G = 10 \text{ } [\Omega]$$

$$R_F = 1 \text{ } [\text{k}\Omega]$$

$$R_{eq} = \frac{R_G \cdot R_F}{R_G + R_F} = \frac{10 \cdot 1000}{10 + 1000} = 9,9 \text{ } [\Omega]$$

Tension de bruit thermique :

$$E_{nR\text{ RMS}} = \sqrt{4 \cdot 1,381 \cdot 10^{-23} \left[\frac{\text{J}}{\text{K}} \right] \cdot 298 \text{ } [\text{K}] \cdot 9,9 \text{ } [\Omega] \cdot 124,3 \cdot 10^3 \text{ } [\text{Hz}]} = 141,81 \text{ nV}_{\text{RMS}}$$

Tension totale de bruit RMS (en négligeant les courants de bruit) :

$$E_{n\text{ tot RMS RTI}} = \sqrt{(1056,417 \text{ } [\text{nV}_{\text{RMS}}])^2 + (141,81 \text{ nV}_{\text{RMS}})^2} = 1065,9 \text{ nV}_{\text{RMS}}$$

Avec une résistance équivalente de 9,9 Ω , la tension de bruit thermique devient négligeable par rapport à la tension de bruit RMS due à la densité spectrale de tension de bruit de l'ampli OP.

En électronique, il y a toujours une limite à tout. On ne peut pas indéfiniment diminuer la valeur de la résistance équivalente du circuit de contre-réaction de l'amplificateur. En effet, la résistance R_F constitue une charge à la sortie de l'ampli OP. La sortie de l'ampli OP a une valeur limite en courant de sortie. Avec $R_F = 1 \text{ k}\Omega$, $V_{\text{IN}} = 99 \text{ mV}$, $G = 101$, on a $V_{\text{OUT}} = 10 \text{ V}$ et on a $I_{\text{OUT}} = 10 \text{ mA}$, ce qui est compatible pour un OP27.

Graphiques d'optimisation de la résistance équivalente du circuit de contre-réaction et de la résistance de source :

Ce graphique donne une aide précieuse pour la sélection d'un ampli OP en fonction de l'application électronique désirée. En un coup d'œil, on peut établir clairement la différence entre un ampli OP à faible valeur de la densité spectrale de tension de bruit adapté à des faibles valeurs de résistance des circuits extérieurs et un ampli OP à faible valeur de la densité spectrale de courant de bruit adapté à des valeurs relativement élevées des résistances des circuits extérieurs. Le graphique donne directement la densité spectrale de la tension totale de bruit de l'ampli OP en fonction de la valeur de résistance des circuits extérieurs (résistance de source). Une droite représentant le bruit thermique de résistance est tracée sur le même graphique afin de permettre une comparaison entre la contribution de bruit de l'ampli OP et celle amenée par les résistances extérieures.

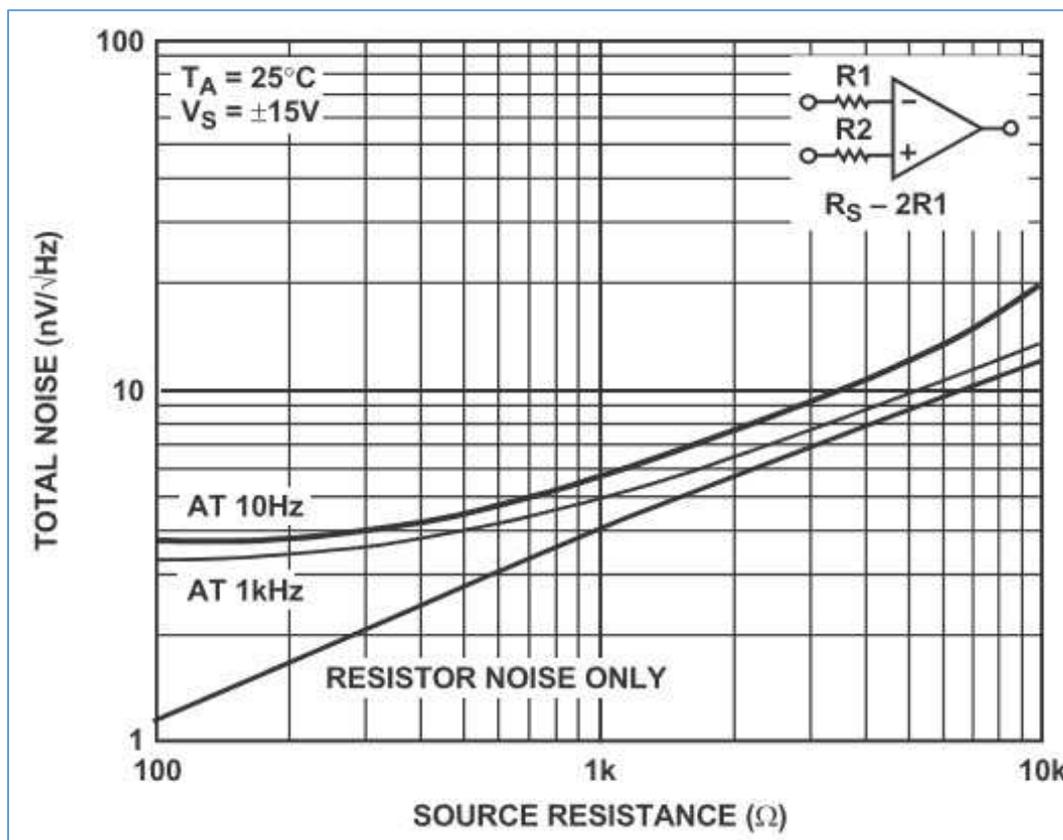


Fig. 35 : Extrait du *Datasheet* de l'ampli OP OP27. Graphique de comparaison entre la densité spectrale de tension totale de bruit de l'ampli OP et la densité spectrale de tension de bruit thermique des résistances de source en fonction de la valeur de la résistance de source. Source : Analog Devices.

On peut tracer sur ce type de graphique la densité spectrale de la tension totale de bruit de deux amplis OP différents : un premier qui est performant pour des résistances de sources de valeurs faibles (valeur faible de la densité spectrale de tension de bruit) et un autre qui est plus adapté à des résistances de source de valeurs élevées (valeur faible de la densité spectrale de courant de bruit).

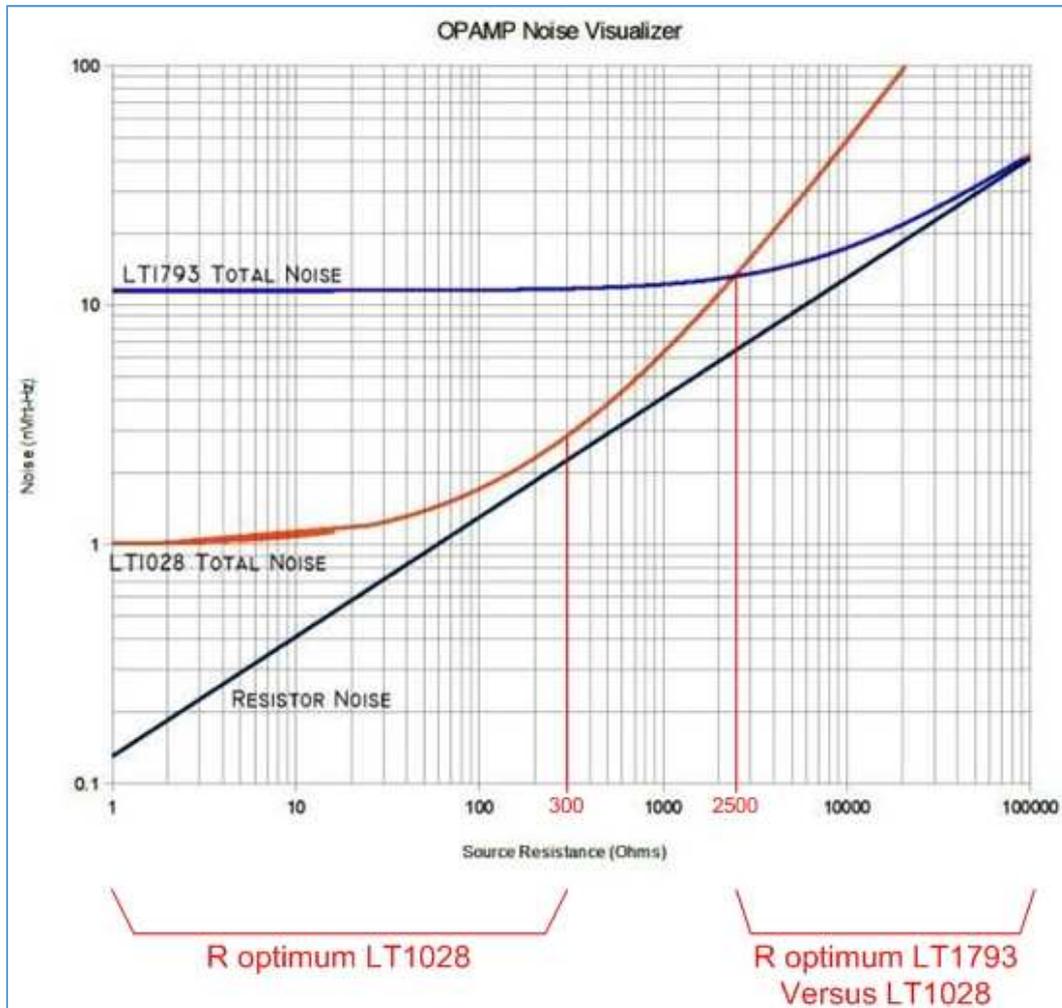


Fig. 36 : Graphique de comparaison entre la densité spectrale de tension totale de bruit de deux amplis OP (LT1028 et LT1793 Linear Technology) et la densité spectrale de tension de bruit thermique des résistances de source en fonction de la résistance de source. Source : EDN Electronic Design News, Visualize OP Amp Noise, Steve Hageman, 15 Mars 2013.

L'ampli OP LT1028 est caractérisé par une valeur très faible de la densité spectrale de tension de bruit, en revanche l'ampli OP LT1793 est caractérisé par une valeur très faible de la densité spectrale de courant de bruit. Il apparaît clairement sur ce graphique que le LT1028 est optimum à condition que la résistance de source soit inférieure à 2500 Ω comparativement au LT1793. Isolément le LT1028 est optimum pour la valeur de résistance de source de 300 Ω (là où la courbe de la densité spectrale du LT1028 se rapproche le plus de la droite de la densité spectrale de bruit thermique de la résistance de source en fonction de la valeur de la résistance de source. Le LT1793 devient optimum par rapport au LT1028 pour des résistances de source supérieures à 2500 Ω jusqu'à 100 kΩ.

Une autre approche pour déterminer la résistance de source optimale pour un ampli OP donné est de calculer le rapport entre les valeurs de la densité spectrale de tension de bruit et les valeurs de la densité spectrale de courant de bruit en fonction de la fréquence ; le résultat obtenu s'exprime en Ohms. Aussi, en comparant la courbe de la densité spectrale de tension totale de bruit de l'ampli OP en fonction de la résistance de source, on trouve la valeur de la résistance de source optimale là où la courbe de la densité spectrale de tension totale de bruit de l'ampli OP se rapproche le plus de la droite de la densité spectrale de tension de bruit thermique.

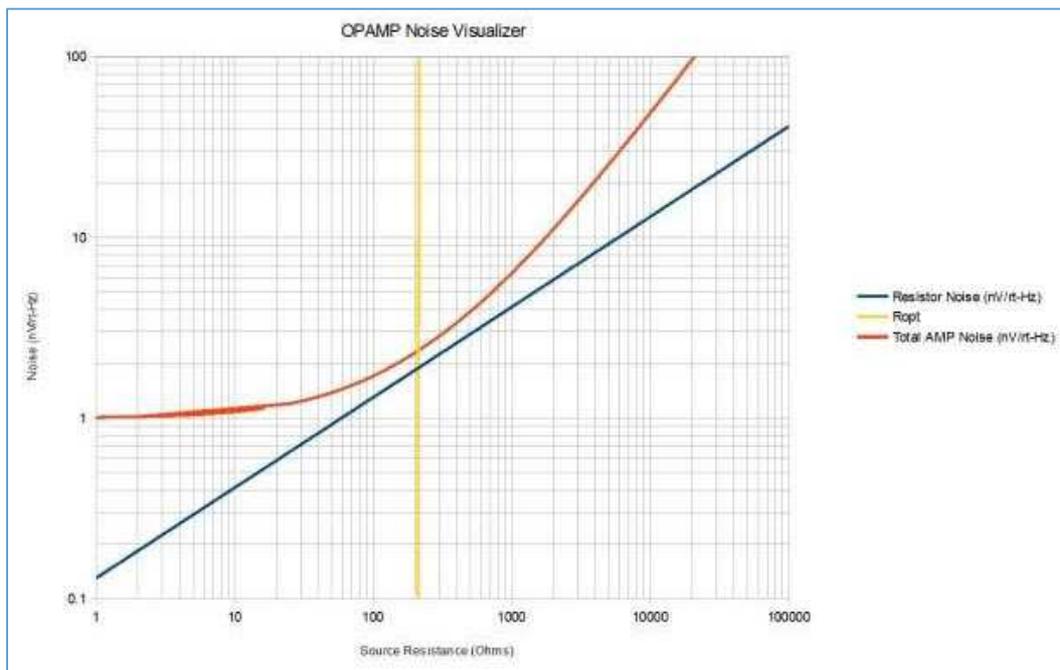


Fig. 37 : Graphique de comparaison entre la densité spectrale de tension totale de bruit d'un ampli OP et la densité spectrale de tension de bruit thermique des résistances de source en fonction de la résistance de source. La droite verticale en jaune représente la valeur optimale de la résistance de source. Source : EDN Electronic Design News, Visualize OP Amp Noise, Steve Hageman, 15 Mars 2013.

Il y a toutefois lieu d'être prudent car le meilleur compromis se situe parfois pour une valeur inférieure à celle de la résistance de source optimale relevée sur le graphique. Par exemple pour le LT1793, les valeurs de résistance de source comprises entre 1 Ω et environ 10 k Ω donnent d'excellents résultats au point de vue de la valeur de la densité spectrale de tension totale de bruit de cet ampli OP.

Enfin, il faut bien se rappeler de la différence de comportement d'un ampli OP dans la région du bruit $1/f$ *Flicker Noise* et celle du bruit à large bande *Broadband Noise*. Une valeur de la densité spectrale de tension ou de courant de bruit donnée à une fréquence de 10 Hz ou de 100 Hz peut se situer ou ne pas se situer dans la région du bruit $1/f$ *Flicker Noise*. Le point de repère où l'on doit se focaliser dans une pareille situation est la fréquence f_c de coude (Corner Frequency) d'une part sur la courbe de la densité spectrale de tension de bruit et d'autre part sur la courbe de la densité spectrale de courant de bruit. En effet, les valeurs des fréquences de coude f_{c_e} (tension) et f_{c_i} (courant) sont différentes.

Ainsi, il y a lieu d'examiner si l'amplificateur doit être utilisé dans une bande passante relativement étroite qui descend jusqu'à des fréquences basses de 100 Hz ou de 10 Hz et qui doit rester optimal au point de vue de la résistance de source pour des fréquences qui s'étalent jusqu'à 1 kHz ou 10 kHz par exemple. L'utilisation de l'ampli OP s'effectue dans ce cas dans une zone à cheval sur les deux régions de la courbe de la densité spectrale de tension totale de bruit.

Les valeurs de la courbe de la densité spectrale de tension totale de bruit aux fréquences extrêmes de la bande passante utile de l'amplificateur doivent être reportées sur le graphique de la densité spectrale de tension totale de bruit en fonction de la résistance de source. Cela donne deux courbes de la densité spectrale de tension totale de bruit : une courbe respectivement pour les deux fréquences extrêmes de la bande passante utile de l'amplificateur. Par voie de conséquence, cela donne deux valeurs extrêmes de résistances optimales pour la résistance de source. On peut alors choisir le meilleur compromis désiré pour une valeur de résistance de source située entre les deux valeurs optimales.

La figure ci-dessous illustre le graphique des densités spectrales de tension totale de bruit à 10 Hz et à 1000 Hz pour un ampli OP LT1028. Sur ce graphique, on peut observer que la valeur optimale de résistance de source doit être de 210 Ω à 10Hz et que cette valeur doit être de 800 Ω à 1000 Hz.

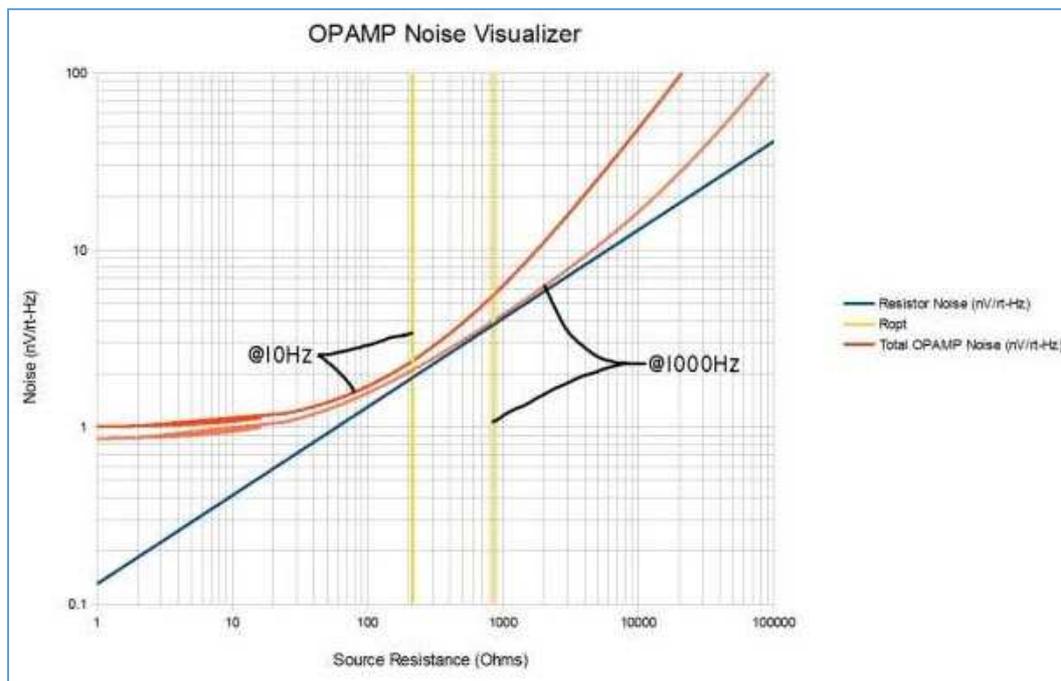


Fig. 38 : Graphique de comparaison entre la densité spectrale de tension totale de bruit d'un ampli OP à deux fréquences différentes en fonction de la résistance de source. Ces courbes sont à leur tour comparées avec la densité spectrale de tension de bruit thermique des résistances de source en fonction de la résistance de source. Les deux droites verticales en jaune représentent les valeurs optimales de la résistance de source pour chacune des deux fréquences (10 Hz et 1000 Hz). Source : EDN Electronic Design News, Visualize OP Amp Noise, Steve Hageman, 15 Mars 2013.

Il y a enfin une dernière méthode pour déterminer la valeur optimale de la résistance de source. Il s'agit de reporter sur le même graphique les deux courbes des densités spectrales de tension et de courant de bruit en fonction de la fréquence et d'y superposer une troisième courbe qui est le lieu géométrique des valeurs optimales de résistance de source en fonction de la fréquence.

Sur ce graphique l'axe des abscisses est gradué en fréquences et deux axes d'ordonnées sont gradués d'une part en nV/\sqrt{Hz} et en pA/\sqrt{Hz} (densités spectrales) et d'autre part en Ohm (valeur optimale de résistance de source).

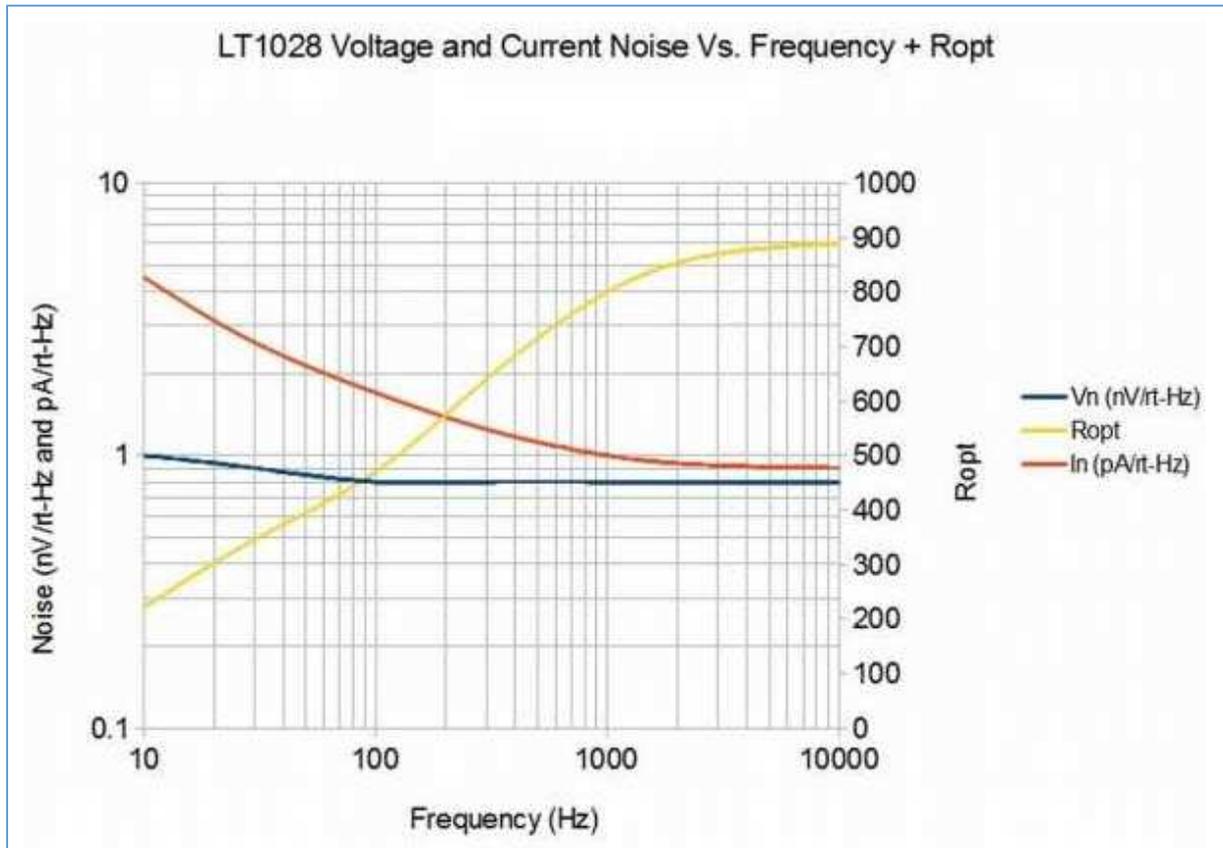


Fig. 39 : Graphique des densités spectrales de tension et de courant de bruit en fonction de la fréquence de l'ampli OP LT1028 (Linear Technology) sur lequel est reporté le lieu géométrique de la valeur optimale de résistance de source en fonction de la fréquence. Source : EDN Electronic Design News, Visualize OP Amp Noise, Steve Hageman, 15 Mars 2013.

Calcul de la tension totale de bruit reportée à la sortie (RTO Referred to Output) de l'ampli OP :

La tension totale de bruit RMS reportée à la sortie de l'ampli OP est obtenu en multipliant la tension totale de bruit RMS reportée à l'entrée (RTI) par le gain de bruit de l'amplificateur.

$$E_{n \text{ tot RMS RTO}} = E_{n \text{ tot RMS RTI}} \cdot G_n$$

Par exemple, pour un amplificateur à ampli OP OP27 de gain 101 avec une résistance équivalente du circuit de contre-réaction de 990 Ω , on a :

$$E_{n \text{ tot RMS RTI}} = 1778,1 \text{ [nV}_{\text{RMS}}] = 1,7781 \text{ [\mu V}_{\text{RMS}}]$$

$$E_{n \text{ tot RMS RTO}} = E_{n \text{ tot RMS RTI}} \cdot G_n = 1,7781 \text{ [\mu V}_{\text{RMS}}] \cdot 101 = 179,59 \text{ [\mu V}_{\text{RMS}}] \simeq 180 \text{ [\mu V}_{\text{RMS}}]$$

Calcul de la tension totale de bruit crête à crête (Peak-to-Peak) :

En prenant une loi gaussienne et un écart type de $\pm 3,3 \sigma$, c'est-à-dire une *Standard Deviation* de $6,6 \sigma$ (niveau de confiance de 99,9 %), on calcule la tension *Peak-to-Peak* comme suit :

$$E_{n \text{ tot PP RTO}} = E_{n \text{ tot RMS RTO}} \cdot 6,6$$

Dans l'exemple de l'amplificateur à ampli OP OP27 de gain 101 décrit ci-dessus, on obtient :

$$E_{n \text{ tot RMS RTO}} = 180 \text{ [\mu V}_{\text{RMS}}]$$

$$E_{n \text{ tot PP RTO}} = E_{n \text{ tot RMS RTO}} \cdot 6,6 = 180 \text{ [\mu V}_{\text{PP}}] \cdot 6,6 = 1,188 \cdot 10^3 \text{ [\mu V}_{\text{PP}}] \simeq 1,2 \text{ [mV}_{\text{PP}}]$$

C'est cette tension de bruit *Peak-to-Peak*, encore appelée niveau de bruit en V_{pp} de l'amplificateur que l'on visualise sur un oscilloscope.



Fig. 40 : Visualisation de la tension de bruit Peak-to-Peak d'un amplificateur dans le domaine du temps sur un oscilloscope. Source : Linear Technology, Application Note 159.

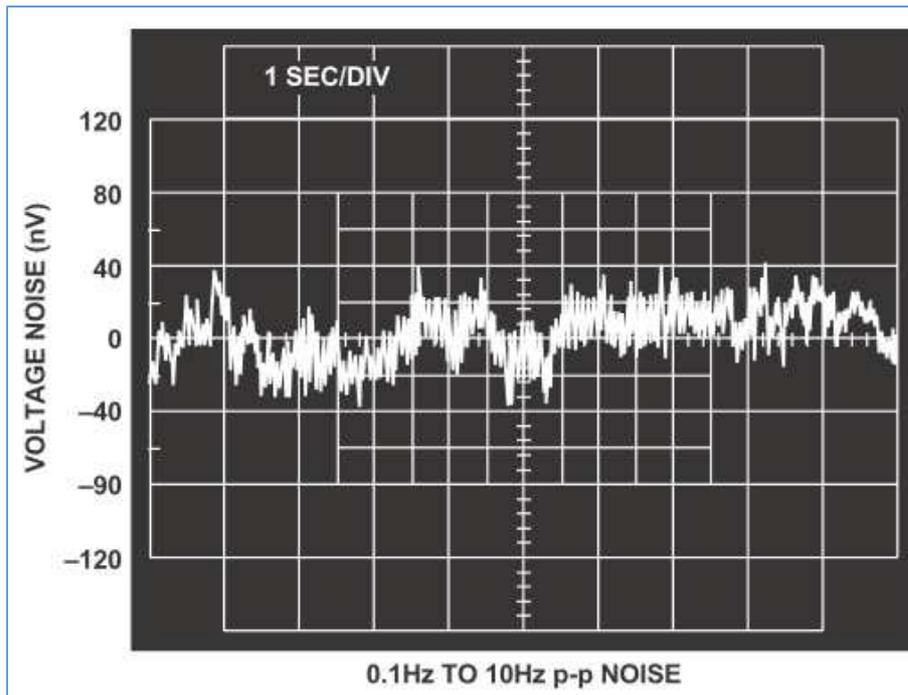


Fig. 41 : Visualisation de la tension de bruit Peak-to-Peak d'un ampli OP OP27 dans la bande passante de 0,1 Hz à 10 Hz (région 1/f *Flicker Noise*). Source : *Datasheet OP27 Analog Devices*.

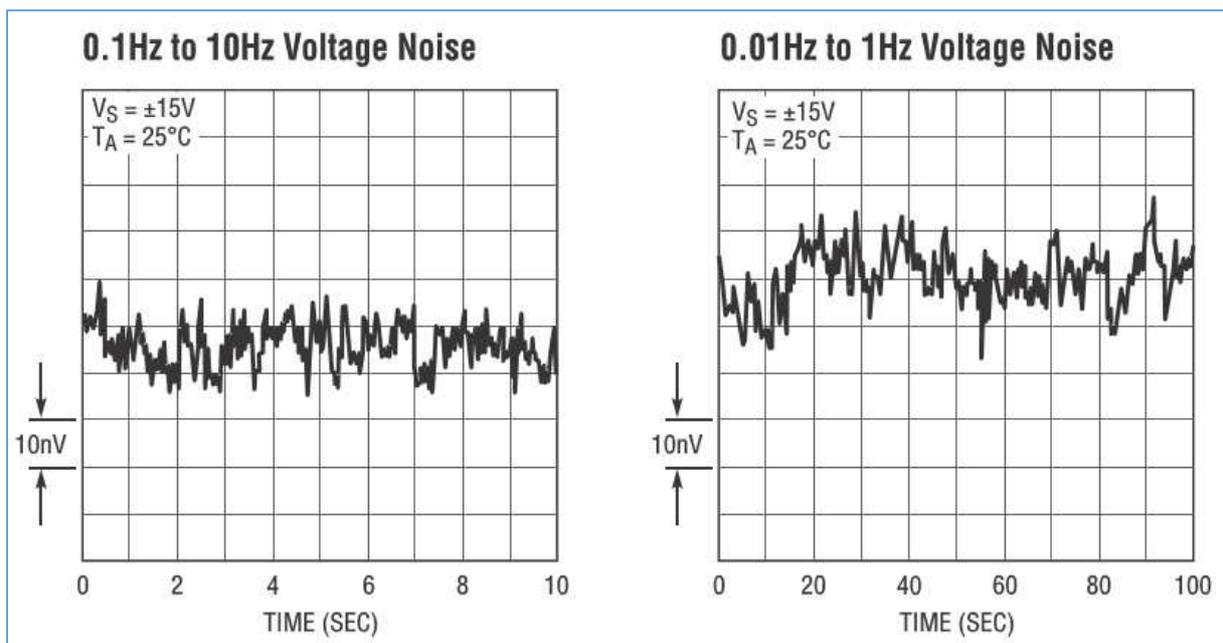


Fig. 42 : Visualisation de la tension de bruit Peak-to-Peak d'un ampli OP LT1028A, à gauche dans la bande passante de 0,1 Hz à 10 Hz (région 1/f *Flicker Noise*) et à droite dans la bande passante de 0,01 Hz à 1 Hz (extrémité de la région 1/f *Flicker Noise*). Source : *Datasheet LT1028A Linear Technology (Analog Devices)*.

On remarquera sur la figure ci-dessus la période de mesure de 10 s pour la bande passante de 0,1 à 10 Hz et la période de mesure de 100 s pour la bande passante de 0,01 Hz à 1 Hz.

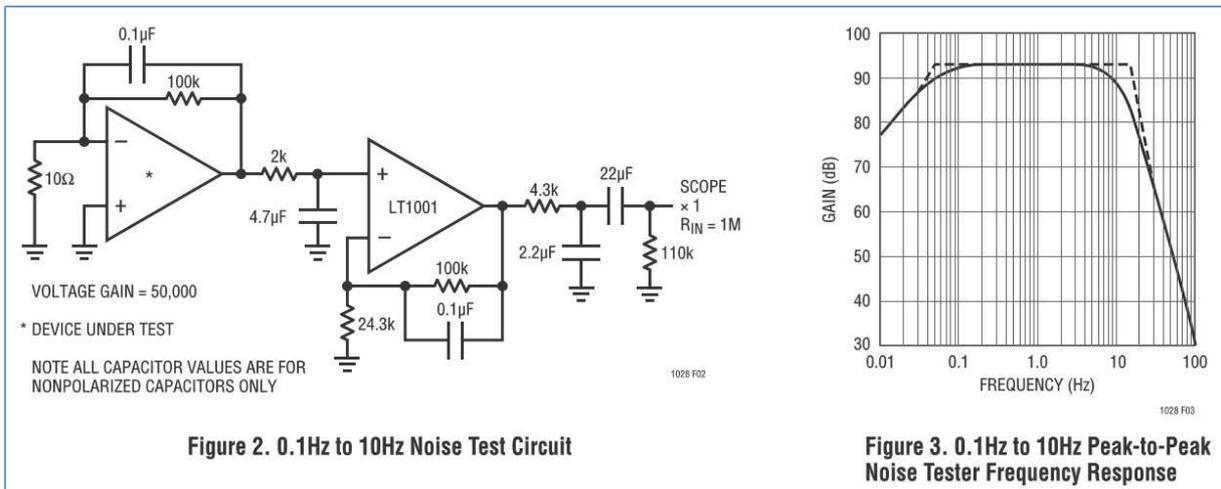


Figure 2. 0.1Hz to 10Hz Noise Test Circuit

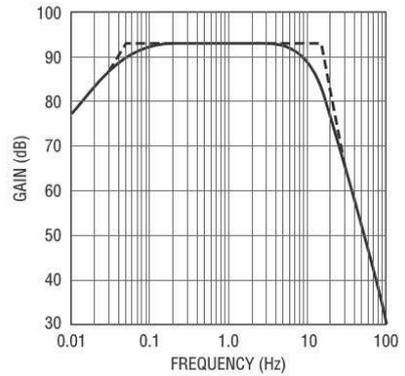


Figure 3. 0.1Hz to 10Hz Peak-to-Peak Noise Tester Frequency Response

Fig. 43 : Conditions de test du bruit $1/f$ *Flicker Noise* d'un ampli OP LT1028A avec un testeur de bruit dédié pour la mesure dans la bande passante de 0,1 Hz à 10 Hz. À gauche, noté « Figure 2 », le schéma du testeur de bruit et à droite, noté « Figure 3 », la courbe de réponse du testeur de bruit. Il est à remarquer que l'ampli OP LT1028A sous test dans un montage amplificateur de gain 10 000 est bouclé à la masse à son entrée. L'étage suivant (LT1001) est un amplificateur tampon de gain 5. Deux cellules filtre passe-bas et une cellule filtre passe-haut donne la courbe de réponse au système de test. Les contre-réactions sélectives placées sur chaque étage ont pour but de limiter la bande passante à large bande des amplificateurs. Source : *Datasheet* LT1028A Linear Technology (Analog Devices).

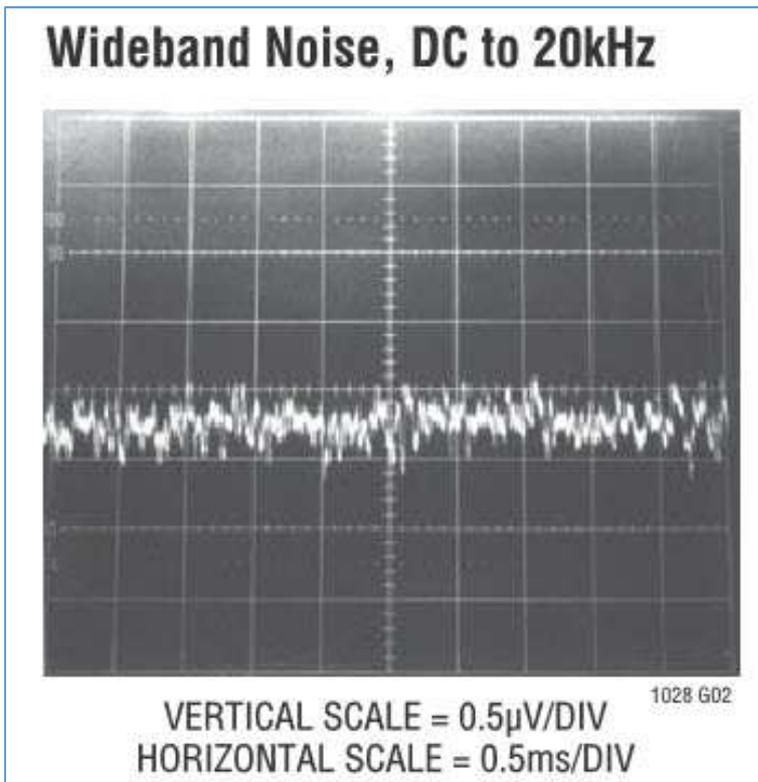


Fig. 44 : Visualisation de la tension de bruit Peak-to-Peak d'un ampli OP LT1028A dans la région à large bande (*Wideband ou Broadband Noise*). Source : *Datasheet* LT1028A Linear Technology (Analog Devices).

Calcul de la fréquence de coude f_f (Corner Frequency), là où bruit rose = bruit blanc :

Il y a un moyen simple d'estimer si la densité spectrale de tension ou de courant de bruit à large bande (*Broadband Noise*) est prédominante par rapport à la densité spectrale de tension ou de courant de bruit dans la région $1/f$ (*Flicker Noise*) : il s'agit de se repérer par rapport à la fréquence de coude f_f (*Corner Frequency*).

En règle générale, la densité spectrale de tension ou de courant de bruit à large bande (*Broadband Noise*) devient prédominante si la bande passante de bruit BW_n est de l'ordre de 10 fois supérieure à la fréquence de coude f_f (*Corner Frequency*). Dans ce cas, il devient inutile de se focaliser sur la valeur de la densité spectrale de tension ou de courant de bruit à la fréquence de 0,1 Hz.

Le calcul de la fréquence f_f est utile quand elle n'est pas indiquée dans le *Datasheet*.

Fréquence de coude f_f (Corner Frequency) de la densité spectrale de tension de bruit :

$$e_{n \text{ norm RMS}} = e_{n @ f_0} \cdot \sqrt{f_0}$$
$$f_{f e} = \left(\frac{e_{n \text{ norm RMS}}}{e_{n \text{ BB}}} \right)^2 = \left(\frac{e_{n @ f_0} \cdot \sqrt{f_0}}{e_{n \text{ BB}}} \right)^2$$

$e_{n \text{ norm RMS}}$: Tension RMS normalisée à 1 Hz de la densité spectrale de tension de bruit $1/f$

$e_{n @ f_0}$: Valeur de la densité spectrale de tension de bruit donnée
à la fréquence la plus basse sur la région $1/f$ (*Flicker Noise*)
soit sur la courbe, soit dans les données du *Datasheet*

f_0 : Fréquence la plus basse à laquelle est donnée la valeur $e_{n @ f_0}$
soit sur la courbe, soit dans les données du *Datasheet*

$f_{f e}$: Fréquence de coude (*Corner Frequency*) pour la densité spectrale de tension de bruit

$e_{n \text{ BB}}$: Densité spectrale de tension de bruit à large bande

Fréquence de coude f_f (Corner Frequency) de la densité spectrale de courant de bruit :

$$i_{n \text{ norm RMS}} = i_{n @ f_0} \cdot \sqrt{f_0}$$
$$f_{f i} = \left(\frac{i_{n \text{ norm RMS}}}{i_{n \text{ BB}}} \right)^2 = \left(\frac{i_{n @ f_0} \cdot \sqrt{f_0}}{i_{n \text{ BB}}} \right)^2$$

$i_{n \text{ norm RMS}}$: Courant RMS normalisé à 1 Hz de la densité spectrale de courant de bruit $1/f$

$i_{n @ f_0}$: Valeur de la densité spectrale de courant de bruit donnée
à la fréquence la plus basse sur la région $1/f$ (*Flicker Noise*)
soit sur la courbe, soit dans les données du *Datasheet*

f_0 : Fréquence la plus basse à laquelle est donnée la valeur $i_{n @ f_0}$
soit sur la courbe, soit dans les données du *Datasheet*

$f_{f i}$: Fréquence de coude (*Corner Frequency*) pour la densité spectrale de courant de bruit

$i_{n \text{ BB}}$: Densité spectrale de courant de bruit à large bande

Exemples de calculs de la fréquence de coude f_f (Corner Frequency) pour la densité spectrale de tension de bruit :

OP27 :

$$e_n @ f_0=1 \text{ Hz} = 6 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$e_n \text{ norm RMS} = e_n @ f_0=1 \text{ Hz} \cdot \sqrt{f_0} = 6 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{1 [\text{Hz}]} = 6 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$e_n \text{ BB} = 3,0 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$f_f = \left(\frac{e_n @ f_0=1 \text{ Hz} \cdot \sqrt{f_0}}{e_n \text{ BB}} \right)^2 = \left(\frac{6 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{1 [\text{Hz}]}}{3,0 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]} \right)^2 = \left(2 \left[\sqrt{[\text{Hz}]} \right] \right)^2 = 4 [\text{Hz}]$$

Cette valeur est toutefois surestimée par rapport à celle qui est donnée dans le *Datasheet* de l'ampli OP OP27 : $f_f = 2,7 \text{ Hz}$.

LT1028A :

$$e_n @ f_0=0,1 \text{ Hz} = 5 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$e_n \text{ norm RMS} = e_n @ f_0=0,1 \text{ Hz} \cdot \sqrt{f_0} = 5 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{0,1 [\text{Hz}]} = 1,58 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$e_n \text{ BB} = 0,85 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$f_f = \left(\frac{e_n @ f_0=0,1 \text{ Hz} \cdot \sqrt{f_0}}{e_n \text{ BB}} \right)^2 = \left(\frac{1,58 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{[\text{Hz}]}}{0,85 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]} \right)^2 = \left(2,17 \left[\sqrt{[\text{Hz}]} \right] \right)^2 = 4,7 [\text{Hz}]$$

Cette valeur est toutefois surestimée par rapport à celle qui est donnée dans le *Datasheet* de l'ampli OP LT1028A : $f_f = 3,5 \text{ Hz}$.

Bien qu'il s'agisse de résultats légèrement surestimés, l'ordre de grandeur de la fréquence de coude f_f (Corner Frequency) obtenue par calcul est respecté par rapport à celui qui est donné dans le *Datasheet*. Ce résultat est donc tout à fait satisfaisant.

Exemples de calculs de la fréquence de coude f_f (Corner Frequency) pour la densité spectrale de courant de bruit :

OP27 :

$$i_n @f=10 \text{ Hz} = 1,7 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$i_n \text{ norm RMS} = i_n @f_0=10 \text{ Hz} \cdot \sqrt{f_0} = 1,7 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{10 [\text{Hz}]} = 5,38 [\text{pA}_{\text{RMS}}]$$

$$i_n \text{ BB} = 0,4 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$f_f = \left(\frac{i_n @f_0=10 \text{ Hz} \cdot \sqrt{f_0}}{i_n \text{ BB}} \right)^2 = \left(\frac{5,38 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{[\text{Hz}]}}{0,4 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]} \right)^2 = \left(13,45 \sqrt{[\text{Hz}]} \right)^2 = 180,9 [\text{Hz}]$$

Cette valeur est toutefois surestimée par rapport à celle qui est donnée dans le *Datasheet* de l'ampli OP OP27 : $f_f = 140 \text{ Hz}$.

LT1028A :

$$i_n @f=10 \text{ Hz} = 4,7 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$i_n \text{ norm RMS} = i_n @f_0=10 \text{ Hz} \cdot \sqrt{f_0} = 4,7 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{10 [\text{Hz}]} = 14,86 [\text{pA}_{\text{RMS}}]$$

$$i_n \text{ BB} = 1,0 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$f_f = \left(\frac{i_n @f_0 \cdot \sqrt{f_0}}{i_n \text{ BB}} \right)^2 = \left(\frac{14,86 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{[\text{Hz}]}}{1,0 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]} \right)^2 = \left(14,86 \sqrt{[\text{Hz}]} \right)^2 = 220,8 [\text{Hz}]$$

Cette valeur est toutefois surestimée par rapport à celle qui est donnée dans le *Datasheet* de l'ampli OP OP27 : $f_f = 250 \text{ Hz}$.

Bien qu'il s'agisse de résultats légèrement surestimés, l'ordre de grandeur de la fréquence de coude f_f (Corner Frequency) obtenue est respecté par rapport à celui qui est donné dans le *Datasheet*. Ce résultat est donc tout à fait satisfaisant.

Modélisation complète des sources de bruit ; amplificateur inverseur et non inverseur :

Jusqu'à présent, nous n'avons pas tenu compte de la source de bruit qui est due à la résistance interne du générateur du signal utile. Pour avoir une modélisation complète, on va traiter en même temps le cas d'un amplificateur inverseur et celui d'un amplificateur non inverseur. La résistance interne de la source de signal peut donc être choisie parmi R_1 ou R_3 .

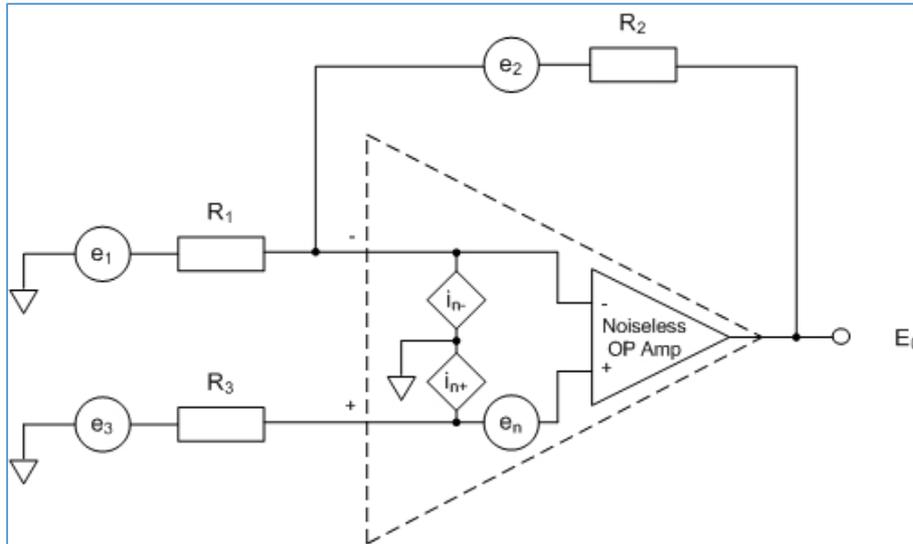


Fig. 45 : Modélisation des sources de bruit d'un amplificateur avec les sources internes de bruit de l'ampli OP et les sources externes de bruit dues aux résistances du circuit de contre-réaction et due à la résistance interne de la source du signal. Graphisme : ON4IJ.

Cette modélisation peut être surprenante avec tant de sources de bruit. Toutefois, on peut traiter les sources de bruit une par une pour effectuer l'analyse de bruit et ensuite appliquer le principe de superposition en combinant les sources de bruit par la racine carrée de la somme des carrés (*RSS Root Sum Square*).

On va procéder en deux étapes : la première étape consiste à traiter le bruit thermique des résistances une par une et la seconde étape consiste à traiter les sources de bruit de l'ampli OP une par une en distinguant les deux régions de la densité spectrale de tension et de courant de bruit, c'est-à-dire le bruit à large bande (*Broadband Noise*) et le bruit 1/f (*Flicker Noise*).

Dans cette analyse, on va utiliser quelques intégrales, mais celles-ci sont très simples et peuvent se résumer comme suit :

$$\int C \, dx = C \cdot x \text{ et } \int_a^b C \, dx = C \cdot (b - a) : \text{intégrale d'une constante}$$

$$\int_a^b C^2 \, dx = C^2 \cdot (b - a) \text{ et } \sqrt{\int_a^b C^2 \, dx} = C \cdot \sqrt{b - a}$$

$$\int \left(\frac{1}{x}\right) dx = \ln x \text{ et } \int_a^b \left(\frac{1}{x}\right) dx = (\ln b) - (\ln a) = \ln\left(\frac{b}{a}\right) : \text{intégrale de la fonction inverse } \frac{1}{x}$$

$$\int_a^b \left(K \cdot \frac{1}{\sqrt{x}}\right)^2 dx = \int_a^b \left(K^2 \cdot \frac{1}{x}\right) dx = K^2 \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right) \text{ et } \sqrt{\int_a^b \left(K^2 \cdot \frac{1}{x}\right) dx} = K \cdot \sqrt{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}$$

Remarque : dans ce qui suit, on prendra par convention la notation suivante. Toutes les grandeurs devant être combinées par le principe de superposition en effectuant la racine carrée de la somme des carrés (RSS *Root Sum Square*), ces grandeurs seront notées avec une barre au-dessus, par exemple :

$$\overline{E_1} = x \text{ et } \overline{E_2} = y \Rightarrow E_{tot} = \sqrt{\overline{E_1}^2 + \overline{E_2}^2} : \text{RSS (Root Sum Square)}$$

Source de bruit thermique de la résistance R₁ :

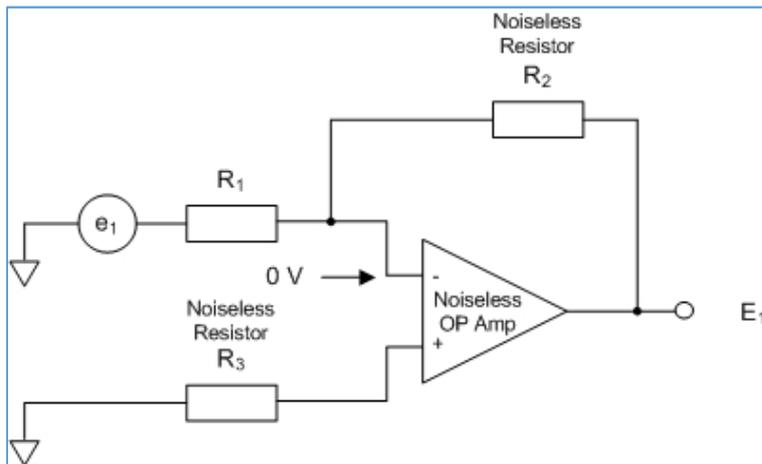


Fig. 46 : Modélisation avec la source de bruit de la résistance R₁. L'ampli OP est monté en amplificateur inverseur. Graphisme : ON4IJ.

$$\overline{E_1} = \overline{e_1} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$\overline{e_1} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} 4 \cdot k \cdot T \cdot R_1 \, df} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_1 \cdot (f_H - f_L)} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_1 \cdot BW_n}$$

$$\overline{E_1} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} 4 \cdot k \cdot T \cdot R_1 \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 \, df}$$

On remarquera que le gain de signal d'un amplificateur inverseur est : $G_{signal} = \frac{-R_2}{R_1}$

et que le gain de bruit est : $G_n = 1 + \frac{R_2}{R_1}$.

Le gain de signal est « négatif » par convention car il s'agit d'un amplificateur inverseur ; en revanche, ce gain peut être noté positif car toutes les grandeurs devront être élevées au carré pour effectuer la superposition par RSS (*Root Sum Square*), la racine de la somme des carrés.

L'entrée non inverseuse de l'ampli OP devient un nœud qui se trouve au potentiel de 0 V (point virtuel de masse).

Source de bruit thermique de la résistance R₂ :

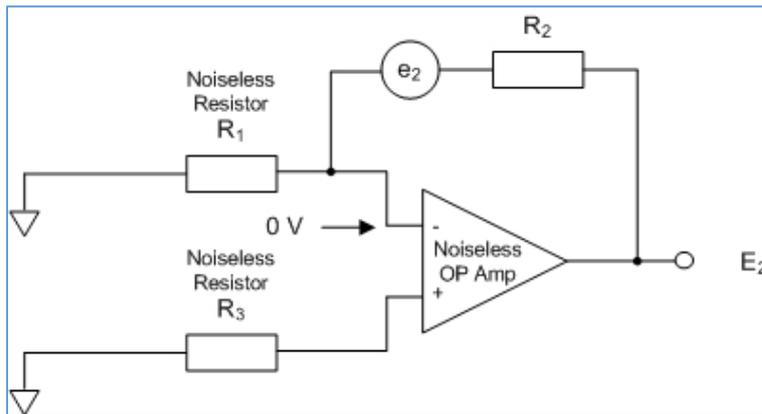


Fig. 47 : Modélisation avec la source de bruit de la résistance R₂. La résistance se trouve raccordée entre la sortie de l'ampli OP et un point virtuel de masse. Graphisme : ON4IJ.

$$\overline{E_2} = \overline{e_2}$$

$$\overline{e_2} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_2 \cdot BW_n}$$

$$\overline{E_2} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} 4 \cdot k \cdot T \cdot R_2 \, df}$$

On remarquera que le bruit thermique de R₂ n'est pas amplifié car cette résistance est raccordée entre la sortie de l'ampli OP et un point virtuel de masse.

Source de bruit thermique de la résistance R₃ :

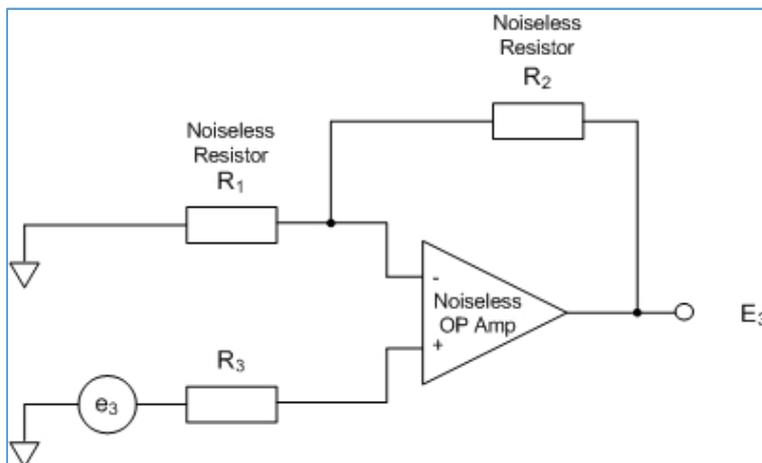


Fig. 48 : Modélisation avec la source de bruit de la résistance R₃. L'ampli OP est monté en amplificateur non inverseur. Graphisme : ON4IJ.

$$\overline{E_3} = \overline{e_3} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$\overline{e_3} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_3 \cdot BW_n}$$

$$\overline{E_3} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} 4 \cdot k \cdot T \cdot R_3 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \, df}$$

Superposition des sources de bruit thermique des résistances :

$$E_{n \text{ R tot RTO}} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2}$$

$$E_{n \text{ R tot RTO}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[4 \cdot k \cdot T \cdot R_1 \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 + 4 \cdot k \cdot T \cdot R_2 + 4 \cdot k \cdot T \cdot R_3 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \right] df}$$

En regroupant les deux premiers termes et en mettant $4 \cdot k \cdot T \cdot R_2$ en évidence, on a :

$$E_{n \text{ R tot RTO}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[4 \cdot k \cdot T \cdot R_2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + 4 \cdot k \cdot T \cdot R_3 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \right] df}$$

$$\text{Or : } G_n = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$E_{n \text{ R tot RTO}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[4 \cdot k \cdot T \cdot R_2 \cdot G_n + 4 \cdot k \cdot T \cdot R_3 \cdot G_n^2 \right] df}$$

$$E_{n \text{ R tot RMS RTO}} = \sqrt{\left(4 \cdot k \cdot T \cdot R_2 \cdot G_n + 4 \cdot k \cdot T \cdot R_3 \cdot G_n^2 \right) \cdot BW_n}$$

En reportant le bruit thermique total à l'entrée, on obtient :

$$E_{n \text{ R tot RTI}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot R_2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + 4 \cdot k \cdot T \cdot R_3 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2} \right] df}$$

$$E_{n \text{ R tot RTI}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot R_2}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} + 4 \cdot k \cdot T \cdot R_3 \right] df} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot R_2}{\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)} + 4 \cdot k \cdot T \cdot R_3 \right] df}$$

$$E_{n \text{ R tot RTI}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[4 \cdot k \cdot T \cdot \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) + 4 \cdot k \cdot T \cdot R_3 \right] df} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[4 \cdot k \cdot T \cdot \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_3 \right) \right] df}$$

$$E_{n \text{ R tot RMS RTI}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_3 \right) \cdot BW_n}$$

En exprimant le bruit reporté à l'entrée sous la forme de la densité spectrale de tension de bruit, on a :

$$e_{n \text{ R tot}} = \sqrt{\left[4 \cdot k \cdot T \cdot \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_3 \right) \right]} \text{ avec } R_{eq} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} ; R_{eq} = R_1 \parallel R_2$$

$$e_{n \text{ R tot}} = \sqrt{\left[4 \cdot k \cdot T \cdot \left(R_{eq} + R_3 \right) \right]}$$

Sources de bruit dû à la densité spectrale de tension et de courant de bruit de l'ampli OP :

Pour rappel, la densité spectrale de tension de bruit d'un ampli op se compose de deux régions : la région à large bande (*Broadband Noise*) et la région 1/f (*Flicker Noise*).

$e_{n \text{ BB}}$: Densité spectrale de tension de bruit à large bande (*Broadband Noise*)
= Constante

$e_{n \text{ flicker}}(f)$: Densité spectrale de tension de bruit 1/f (*Flicker Noise*)
en tenant compte de la normalisation à 1 Hz
= Variable en fonction de la fréquence f

$e_{n \text{ flicker}}(f) = e_{n @ f_{0e}} \cdot \sqrt{f_{0e}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f}} = e_{n \text{ norm}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f}}$; Le facteur $e_{n \text{ norm}}$ est parfois appelé K_e

$e_{n @ f_{0e}}$: Densité spectrale de tension de bruit 1/f (*Flicker Noise*) pour la fréquence donnée f_{0e}
 f_{0e} : Fréquence la plus basse à laquelle est donnée la valeur $e_{n @ f_{0e}}$

En combinant les densités spectrales de tension de bruit, on obtient :

$$e_n = \sqrt{(e_{n \text{ BB}})^2 + (e_{n \text{ flicker}})^2}$$

$$e_n = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} e_n^2 df} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[(e_{n \text{ BB}})^2 + (e_{n \text{ flicker}}(f))^2 \right] df}$$

$$e_n = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[(e_{n \text{ BB}})^2 + \left(e_{n \text{ norm}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f}} \right)^2 \right] df} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[(e_{n \text{ BB}})^2 + (e_{n \text{ norm}})^2 \cdot \frac{1}{f} \right] df}$$

$$e_n = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[(e_{n \text{ BB}})^2 \right] df + \int_{f_L}^{f_H} \left[(e_{n \text{ norm}})^2 \cdot \frac{1}{f} \right] df} = \sqrt{e_{n \text{ BB}}^2 \cdot (f_H - f_L) + e_{n \text{ norm}}^2 \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right)}$$

$$e_n = \sqrt{e_{n \text{ BB}}^2 \cdot BW_n + e_{n \text{ norm}}^2 \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right)}$$

On peut trouver une simplification dans la dernière équation ci-dessus en faisant intervenir la fréquence de coude (*Corner Frequency*) de la densité spectrale de tension de bruit. Il s'agit de la fréquence où la densité spectrale de tension de bruit $1/f$ (*Flicker Noise*) atteint la même valeur que celle de la densité spectrale de tension de bruit à large bande (*Broadband Noise*).

$$f_{f_e} = \left(\frac{e_{n \text{ norm}}}{e_{n \text{ BB}}} \right)^2 \Leftrightarrow e_{n \text{ norm}}^2 = e_{n \text{ BB}}^2 \cdot f_{f_e}$$

f_{f_e} : Fréquence de coude (*Corner Frequency*) pour la densité spectrale de tension de bruit

L'équation des densités spectrales de tension de bruit combinées devient :

$$e_n = \sqrt{e_{n \text{ BB}}^2 \cdot BW_n + e_{n \text{ norm}}^2 \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)} = \sqrt{e_{n \text{ BB}}^2 \cdot BW_n + e_{n \text{ BB}}^2 \cdot f_{f_e} \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)}$$

$$e_n = \sqrt{e_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(BW_n + f_{f_e} \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) \right)}$$

On peut tenir le même raisonnement en ce qui concerne la densité spectrale de courant de bruit :

$i_{n \text{ BB}}$: Densité spectrale de courant de bruit à large bande (*Broadband Noise*)
= Constante

$i_{n \text{ flicker}}(f)$: Densité spectrale de courant de bruit $1/f$ (*Flicker Noise*)
en tenant compte de la normalisation à 1 Hz
= Variable en fonction de la fréquence f

$$i_{n \text{ flicker}}(f) = i_{n @ f_{0i}} \cdot \sqrt{f_{0i}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f}} = i_{n \text{ norm}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f}} ; \text{ Le facteur } i_{n \text{ norm}} \text{ est parfois appelé } K_i$$

$i_{n @ f_{0i}}$: Densité spectrale de courant de bruit $1/f$ (*Flicker Noise*) pour la fréquence donnée f_{0i}

f_{0i} : Fréquence la plus basse à laquelle est donnée la valeur $e_{n @ f_{0i}}$

En combinant les densités spectrales de courant de bruit, on obtient :

$$i_n = \sqrt{(i_{n \text{ BB}})^2 + (i_{n \text{ flicker}})^2}$$

$$i_n = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} i_n^2 df} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} (i_{n \text{ BB}})^2 + (i_{n \text{ flicker}}(f))^2 df}$$

$$i_n = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} (i_{n \text{ BB}})^2 + \left(i_{n \text{ norm}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f}} \right)^2 df} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} (i_{n \text{ BB}})^2 + (i_{n \text{ norm}})^2 \cdot \frac{1}{f} df}$$

$$i_n = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} (i_{n \text{ BB}})^2 df + \int_{f_L}^{f_H} (i_{n \text{ norm}})^2 \cdot \frac{1}{f} df} = \sqrt{i_{n \text{ BB}}^2 \cdot (f_H - f_L) + (i_{n \text{ norm}})^2 \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)}$$

$$i_n = \sqrt{i_{n \text{ BB}}^2 \cdot BW_n + i_{n \text{ norm}}^2 \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)}$$

En faisant intervenir la fréquence de coude (*Corner Frequency*) de la densité spectrale de courant de bruit, on a :

$$f_{f_i} = \left(\frac{i_{n \text{ norm}}}{i_{n \text{ BB}}} \right)^2 \Leftrightarrow i_{n \text{ norm}}^2 = i_{n \text{ BB}}^2 \cdot f_{f_i}$$

f_{f_i} : Fréquence de coude (Corner Frequency) pour la densité spectrale de courant de bruit

L'équation des densités spectrales de courant de bruit combinées devient :

$$i_n = \sqrt{i_{n \text{ BB}}^2 \cdot BW_n + i_{n \text{ norm}}^2 \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right)} = \sqrt{i_{n \text{ BB}}^2 \cdot BW_n + i_{n \text{ BB}}^2 \cdot f_{f_i} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right)}$$

$$i_n = \sqrt{i_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(BW_n + f_{f_i} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right)}$$

Source de bruit e_n due à la densité spectrale de tension de bruit de l'ampli OP :

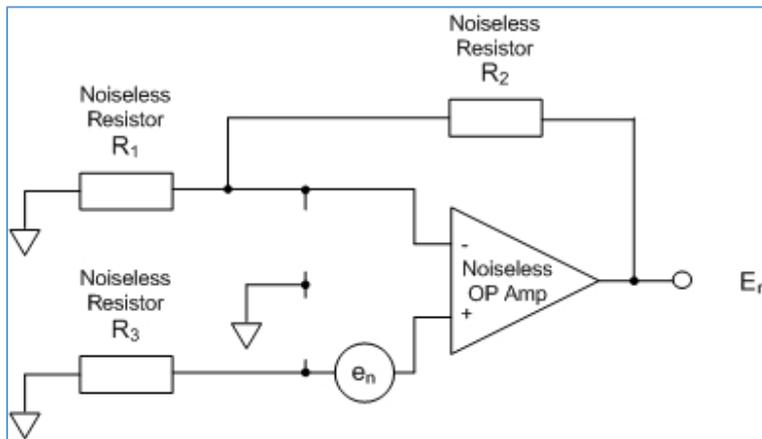


Fig. 49 : Modélisation avec la source de tension de bruit de l'ampli OP. Graphisme : ON4IJ.

$$\overline{E_n} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[e_n \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]^2 df} ; \text{ avec } e_n = \sqrt{e_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(BW_n + f_{f_e} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right)}$$

$$\overline{E_n} = \sqrt{e_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \cdot \left(BW_n + f_{f_e} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right)}$$

Source de bruit i_{n+} due à la densité spectrale de courant de bruit de l'ampli OP :

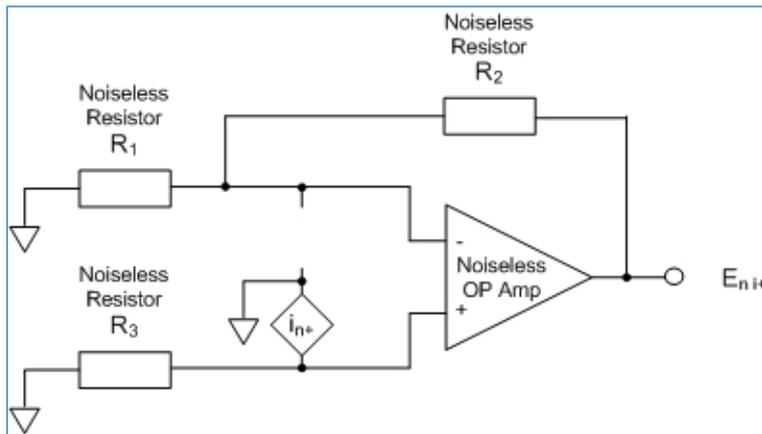


Fig. 50 : Modélisation avec la source de courant de bruit i_{n+} de l'ampli OP. Graphisme : ON4IJ.

$$\overline{E_{n_{i+}}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[i_{n+} \cdot R_3 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]^2 df} ; \text{ avec } i_{n+} = \sqrt{i_{n_{BB}}^2 \cdot \left(BW_n + f_{fi} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right)}$$

$$\overline{E_{n_{i+}}} = e_n = \sqrt{i_{n_{BB}}^2 \cdot R_3^2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \cdot \left(BW_n + f_{fi} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right)}$$

Source de bruit i_{n-} due à la densité spectrale de courant de bruit de l'ampli OP :

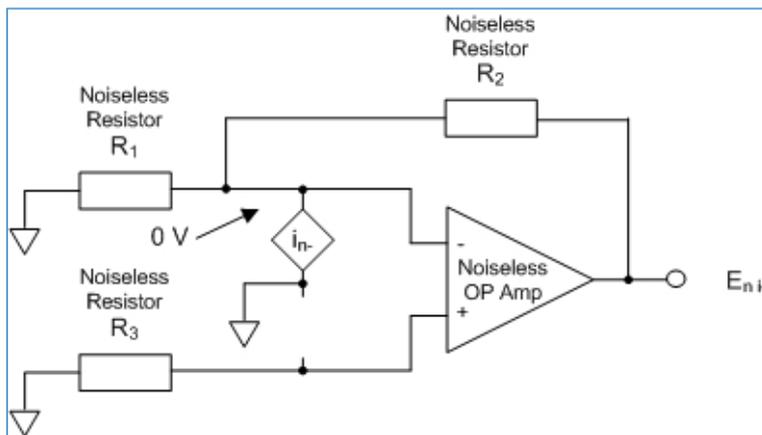


Fig. 51 : Modélisation avec la source de courant de bruit i_{n-} de l'ampli OP. Graphisme : ON4IJ.

$$\overline{E_{n_{i-}}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} (i_{n-} \cdot R_2)^2 df} ; \text{ avec } i_{n-} = \sqrt{i_{n_{BB}}^2 \cdot \left(BW_n + f_{fi} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right)}$$

$$\overline{E_{n_{i-}}} = e_n = \sqrt{i_{n_{BB}}^2 \cdot R_2^2 \cdot \left(BW_n + f_{fi} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right)}$$

Superposition des sources de tension et de courant de bruit de l'ampli OP :

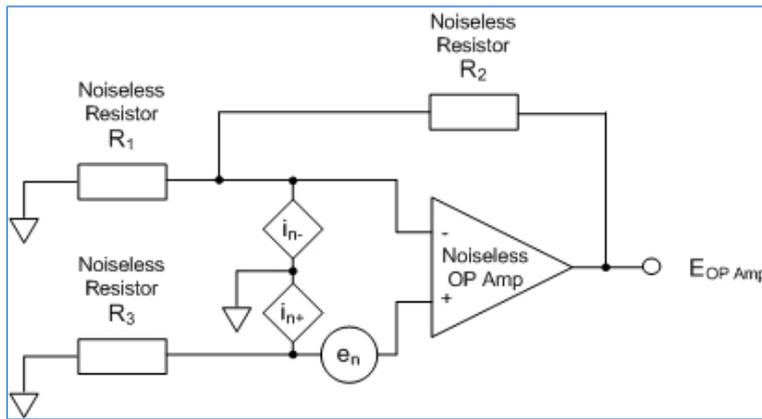


Fig. 52 : Modélisation avec la source de tension de bruit et les sources de courant de bruit de l'ampli OP.
Graphisme : ON4IJ.

$$E_{n \text{ Amp tot RTO}} = \sqrt{E_n^2 + E_{n i+}^2 + E_{n i-}^2}$$

$$E_{n \text{ Amp tot RTO}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[\left(e_n \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right)^2 + \left(i_{n+} \cdot R_3 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right)^2 + (i_{n-} \cdot R_2)^2 \right] df}$$

$$E_{n \text{ Amp tot RMS RTO}} = \sqrt{\begin{aligned} & e_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \cdot \left(BW_n + f_{f e} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right) \\ & + i_{n \text{ BB}}^2 \cdot R_3^2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \cdot \left(BW_n + f_{f i} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right) \\ & + i_{n \text{ BB}}^2 \cdot R_2^2 \cdot \left(BW_n + f_{f i} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right) \end{aligned}}$$

$$E_{n \text{ Amp tot RMS RTO}} = \sqrt{\begin{aligned} & e_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \cdot \left(BW_n + f_{f e} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right) \\ & + i_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(R_2^2 + R_3^2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \right) \cdot \left(BW_n + f_{f i} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right) \end{aligned}}$$

Or : $G_n = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$

$$E_{n \text{ Amp tot RMS RTO}} = \sqrt{\begin{aligned} & e_{n \text{ BB}}^2 \cdot G_n^2 \cdot \left(BW_n + f_{f e} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right) \\ & + i_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(R_2^2 + R_3^2 \cdot G_n^2 \right) \cdot \left(BW_n + f_{f i} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right) \end{aligned}}$$

En reportant le bruit total de l'ampli OP à l'entrée, on obtient :

$$E_{n \text{ Amp tot RTI}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[\frac{\left(e_n \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right)^2 + \left(i_{n+} \cdot R_3 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right)^2 + (i_{n-} \cdot R_2)^2}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2} \right] df}$$

$$E_{n \text{ Amp tot RTI}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[\frac{e_n^2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 + i_{n+}^2 \cdot R_3^2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 + i_{n-}^2 \cdot R_2^2}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2} \right] df}$$

$$E_{n \text{ Amp tot RTI}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[e_n^2 + i_{n+}^2 \cdot R_3^2 + i_{n-}^2 \cdot \left(\frac{R_2}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \right)^2 \right] df}$$

$$E_{n \text{ Amp tot RTI}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[e_n^2 + i_{n+}^2 \cdot R_3^2 + i_{n-}^2 \cdot \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 \right] df}$$

$$E_{n \text{ Amp tot RMS RTI}} = \sqrt{\begin{aligned} & e_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(BW_n + f_{f e} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right) \\ & + i_{n \text{ BB}}^2 \cdot R_3^2 \cdot \left(BW_n + f_{f i} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right) \\ & + i_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 \cdot \left(BW_n + f_{f i} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right) \end{aligned}}$$

$$E_{n \text{ Amp tot RMS RTI}} = \sqrt{\begin{aligned} & e_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(BW_n + f_{f e} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right) \\ & + i_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(\left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 + R_3^2 \right) \cdot \left(BW_n + f_{f i} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right) \end{aligned}}$$

Superposition de toutes les sources de bruit (résistances et ampli OP) :

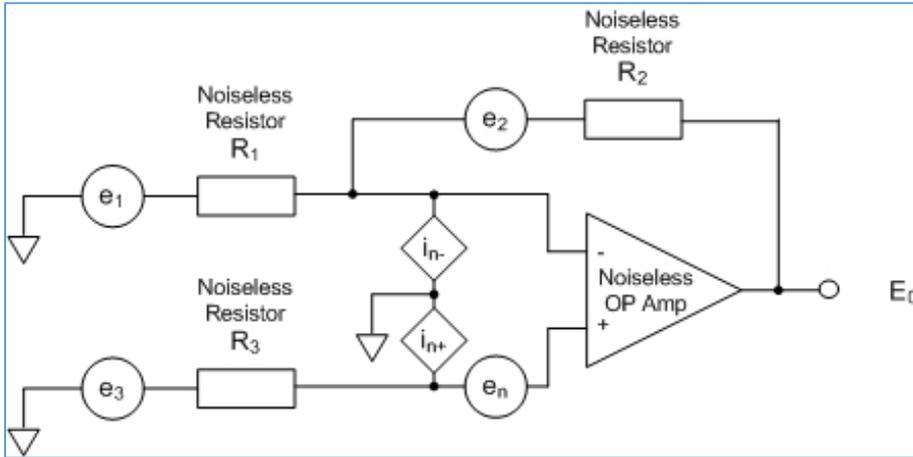


Fig. 53 : Modélisation avec toutes les sources de bruit (résistances et ampli OP). Graphisme : ON4IJ.

$$E_{n \text{ tot RTO}} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + E_n^2 + E_{n \text{ i}+}^2 + E_{n \text{ i}-}^2}$$

$$E_{n \text{ tot RTO}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} \left[4 \cdot k \cdot T \cdot R_2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + 4 \cdot k \cdot T \cdot R_3 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 + \left(e_n \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right)^2 + \left(i_{n+} \cdot R_3 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right)^2 + (i_{n-} \cdot R_2)^2 \right] df}$$

$$E_{n \text{ R tot RMS RTO}} = \sqrt{\left(4 \cdot k \cdot T \cdot R_2 \cdot G_n + 4 \cdot k \cdot T \cdot R_3 \cdot G_n^2\right) \cdot BW_n + e_{n \text{ BB}}^2 \cdot G_n^2 \cdot \left(BW_n + f_{f_e} \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)\right) + i_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(R_2^2 + R_3^2 \cdot G_n^2\right) \cdot \left(BW_n + f_{f_i} \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)\right)}$$

En reportant le bruit total de l'amplificateur complet à son entrée, on obtient :

$$E_{n \text{ Amplificateur tot RMS RTI}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_3 \right) \cdot BW_n + e_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(BW_n + f_{f e} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right) + i_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(\left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 + R_3^2 \right) \cdot \left(BW_n + f_{f i} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right)}$$

avec $R_{eq} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$; $R_{eq} = R_1 \parallel R_2$

$$E_{n \text{ Amplificateur tot RMS RTI}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot (R_{eq} + R_3) \cdot BW_n + e_{n \text{ BB}}^2 \cdot \left(BW_n + f_{f e} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right) + i_{n \text{ BB}}^2 \cdot (R_{eq}^2 + R_3^2) \cdot \left(BW_n + f_{f i} \cdot \ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right) \right)}$$

Les calculs de bruit dans la pratique :

Les calculs sont longs et complexes dans l'analyse du bruit intrinsèque d'un amplificateur. Il y a toutefois moyen de simplifier ces calculs en identifiant les contributeurs de bruit qui sont dominants et ceux qui sont négligeables. Tout est fonction du contexte dans lequel on se trouve : une application n'est pas l'autre et une électronique n'est pas une autre non plus. Il faut aussi ajouter qu'il existe des centaines d'ampli OP différents dont les performances sont variées au point de vue du bruit intrinsèque.

Certains dilemmes se présentent souvent à un radioamateur électronicien qui doit bien finir par choisir entre :

- Un ampli OP à très large bande pour une application dans une bande de fréquences de valeurs élevées ou bien un amplificateur de bande passante modeste mais de bonnes performances de bruit pour un amplificateur de signaux dont les amplitudes sont faibles et dont les fréquences sont de valeurs pas trop élevées, ce qui est le cas d'un préamplificateur en audio ;
- Un ampli OP à très faible valeur de la densité spectrale de tension de bruit ou bien à très faible valeur de la densité spectrale de courant de bruit ; etc.

En règle générale, on essaye de choisir des résistances de faibles valeurs ohmiques pour le circuit de contre-réaction afin de minimiser au maximum possible la tension de bruit thermique des résistances. Dans ce cas, les valeurs de la densité spectrale de courant de bruit deviennent négligeables. En revanche, lorsque l'on doit choisir des résistances du circuit de contre-réaction d'un filtre dont la fréquence de coupure est relativement basse, on est amené à choisir des résistances de valeurs plus élevées pour conserver des valeurs de capacités pas trop élevées.

En effet, ces valeurs de capacités doivent rester compatibles avec des condensateurs dont la qualité doit être adaptée à l'application. Par exemple, les condensateurs d'un filtre en audio sont en général du type film dont les valeurs en capacité sont limitées. Les résistances du circuit de contre-réaction devant être choisies dans cette application avec des valeurs relativement élevées, ceci oblige à choisir un ampli OP dont les caractéristiques de la densité spectrale de courant de bruit sont de l'ordre du pico Ampère et parfois de l'ordre de quelques femto Ampères.

Lorsque la résistance (impédance) de la source du signal est de valeur élevée (par exemple 10 k Ω , il y a lieu de se focaliser sur les performances de la densité spectrale de courant de bruit de l'ampli OP. Par exemple, pour une densité spectrale de courant de bruit de 2,5 [fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$], on obtient une densité spectrale de tension de bruit RMS due à la densité spectrale de courant de bruit de : $2,5 \text{ [fA}/\sqrt{\text{Hz}}] \cdot 10 \text{ [k}\Omega] = 0,025 \text{ [nV}/\sqrt{\text{Hz}}]$ qui devient négligeable vis-à-vis d'une densité spectrale de tension de bruit, par exemple de 4,5 [nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$] de ce même ampli OP. Il ne faut pas oublier de tenir le même raisonnement en ce qui concerne la résistance équivalente du circuit de contre-réaction de l'amplificateur. Les deux quantités de la densité spectrale de tension de bruit dues à la densité spectrale de courant de bruit doivent être combinées (*RSS Root Sum Square*).

Dans les applications spécifiques d'amplificateurs d'instrumentation qui sont couplés en courant continu (amplis DC), la bande passante de l'amplificateur est en général très réduite. Dans ce cas, il y a lieu d'être attentif au relèvement des courbes de la densité spectrale de tension et de courant de bruit dans la région $1/f$ *Flicker Noise*. En effet, un ampli OP peut avoir de bonnes performances de la densité spectrale de tension ou de courant à large bande, mais de moins bonnes dans la région $1/f$.

Il existe des amplis OP qui ont d'excellentes performances de la densité spectrale de tension et de courant de bruit $1/f$ *Flicker Noise*. En général, ces types d'ampli OP ont une caractéristique de la fréquence de coude f_c (*Corner Frequency*) qui est très faible : de l'ordre de quelques Hertz ou de l'ordre de la centaine de Hertz.

Voici un exemple d'un ampli OP aux excellentes performances de la densité spectrale de tension de bruit dans la région $1/f$ *Flicker Noise* aux très basses fréquences comprises entre 0,1 Hz et 10 Hz : ADA4523-1 (Analog Devices). Il s'agit d'un ampli OP *Chopper* (à hacheur) dont la technique particulière sera examinée en détail plus loin dans cet article lors de l'analyse du projet d'un testeur de bruit à ultra faible bruit et de la conception de celui-ci.

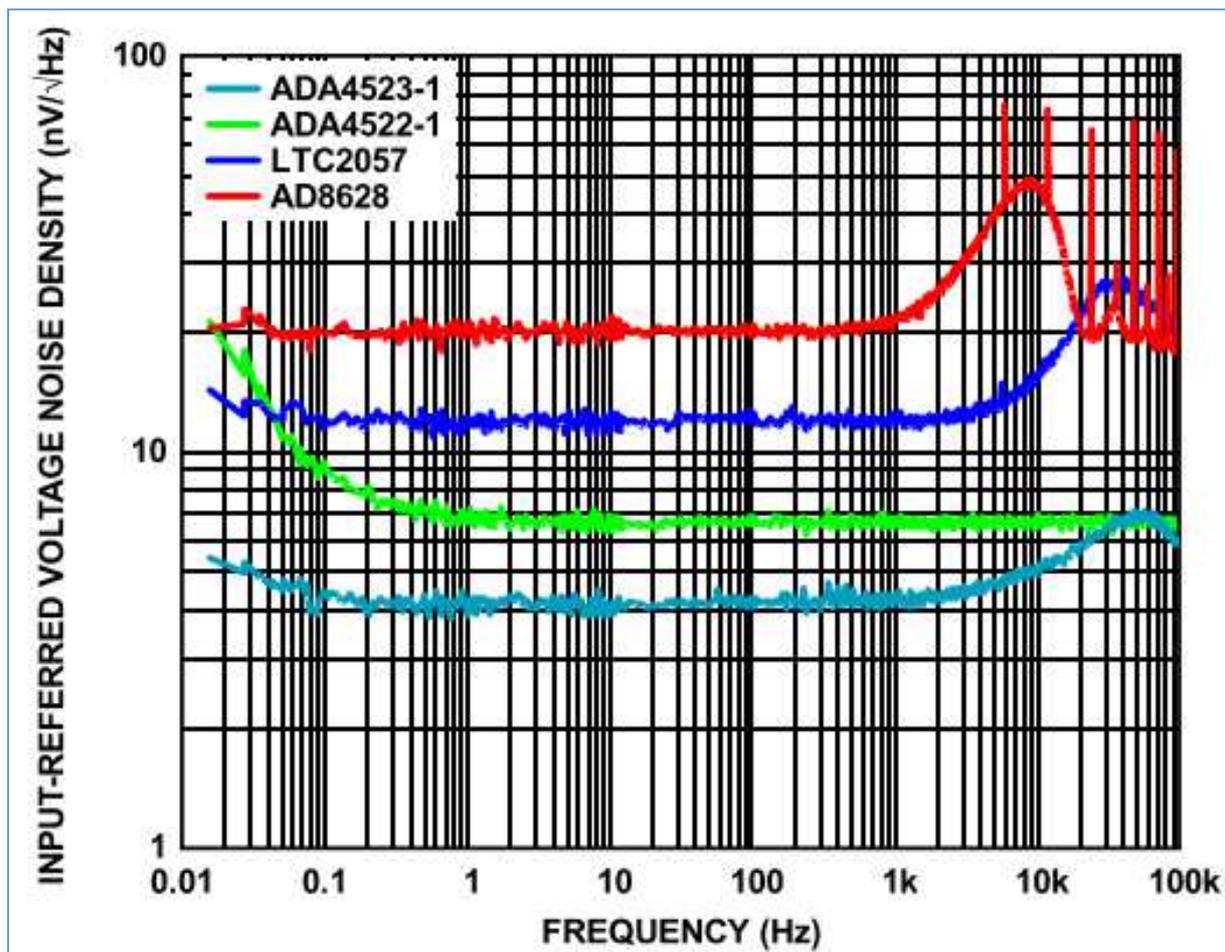


Fig. 54 : Caractéristiques de la densité spectrale de tension de bruit d'un ampli OP ADA4523-1 dont les performances sont excellentes, en particulier dans la région $1/f$ *Flicker Noise* et tout spécialement entre 0,1 Hz et 10 Hz. Source : Analog Devices.

Calcul du niveau de bruit d'un amplificateur à plusieurs étages :

Un amplificateur peut contenir plusieurs étages en cascade afin d'obtenir des performances optimales. En général, il est recommandé de choisir le gain le plus élevé dans le premier étage. En procédant de la sorte, les erreurs dues au bruit seront dominantes dans le premier étage et celles dans les étages suivants deviendront négligeables. En effet, la tension de bruit reportée à l'entrée du premier étage (RTI *Referred to Input*) est multipliée par le gain de celui-ci et on obtient une tension de bruit de sortie (RTO *Referred to Output*). La tension de bruit à la sortie du premier étage est ajoutée à la tension de bruit du deuxième étage reportée à l'entrée de celui-ci. Attention, il faut ajouter ce bruit selon la racine carrée d'une somme de carrés (RSS *Root Sum Square*). On s'aperçoit que le bruit intrinsèque du second étage devient négligeable sur le résultat final.

Prenons un exemple d'un amplificateur à deux étages dont les amplis OP sont du même modèle. On peut établir le raisonnement qui suit en se basant sur la densité spectrale de tension de bruit.

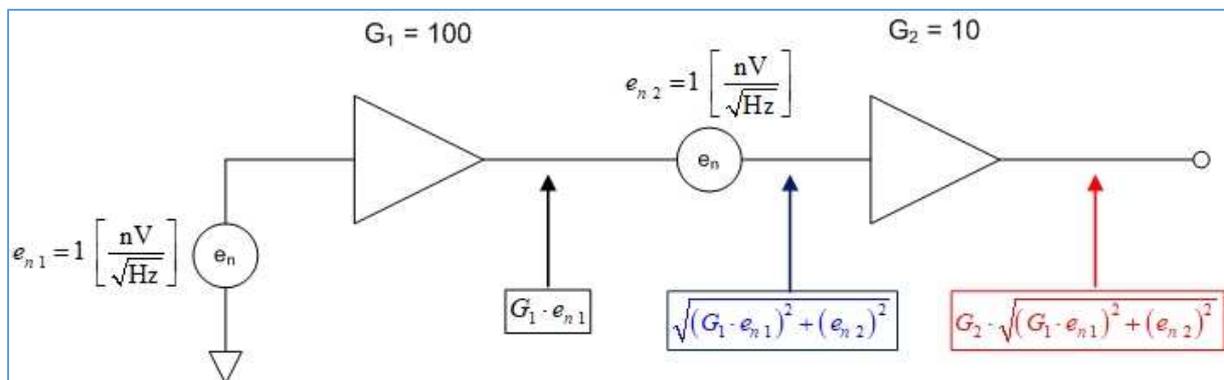


Fig. 55 : Amplificateur à deux étages. On invite le lecteur à bien faire attention et à bien comprendre le calcul de la densité spectrale de tension de bruit à la sortie des deux étages. Graphisme : ON4IJ.

$$\begin{aligned}
 G_2 \cdot \sqrt{(G_1 \cdot e_{n1})^2 + (e_{n2})^2} &= 10 \cdot \sqrt{\left(100 \cdot 1 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]\right)^2 + \left(1 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]\right)^2} \\
 &= 10 \cdot \sqrt{10\,000 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]^2 + 1 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]^2} \\
 &= 10 \cdot \sqrt{10\,001} \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] = 10 \cdot 100,005 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] = 1000,05 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]
 \end{aligned}$$

Il est à remarquer que l'on doit traiter la tension de bruit reportée à l'entrée et à la sortie avec le gain de chaque étage, étage par étage et non pas de manière globale. Cela est tout spécialement vrai si les étages ont des bandes passantes de bruit qui sont différentes étage par étage.

Simulation analogique d'un amplificateur à ampli OP :

Il existe différents logiciels de simulation de circuits électroniques analogiques qui trouvent leur origine à l'université de Berkley en Californie au début des années 1970 avec le logiciel libre SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*) développé par Ron Rohrer et Larry Nagel. Ce logiciel est devenu un véritable standard des simulateurs analogiques. Il existe actuellement des versions modernes qui ont été éditées par les grands constructeurs de composants électroniques : Analog Devices avec la version LTspice et Texas Instruments avec la version Pspice et avec une version simplifiée TINA-TI *Spice-based Analog Simulation Program*.

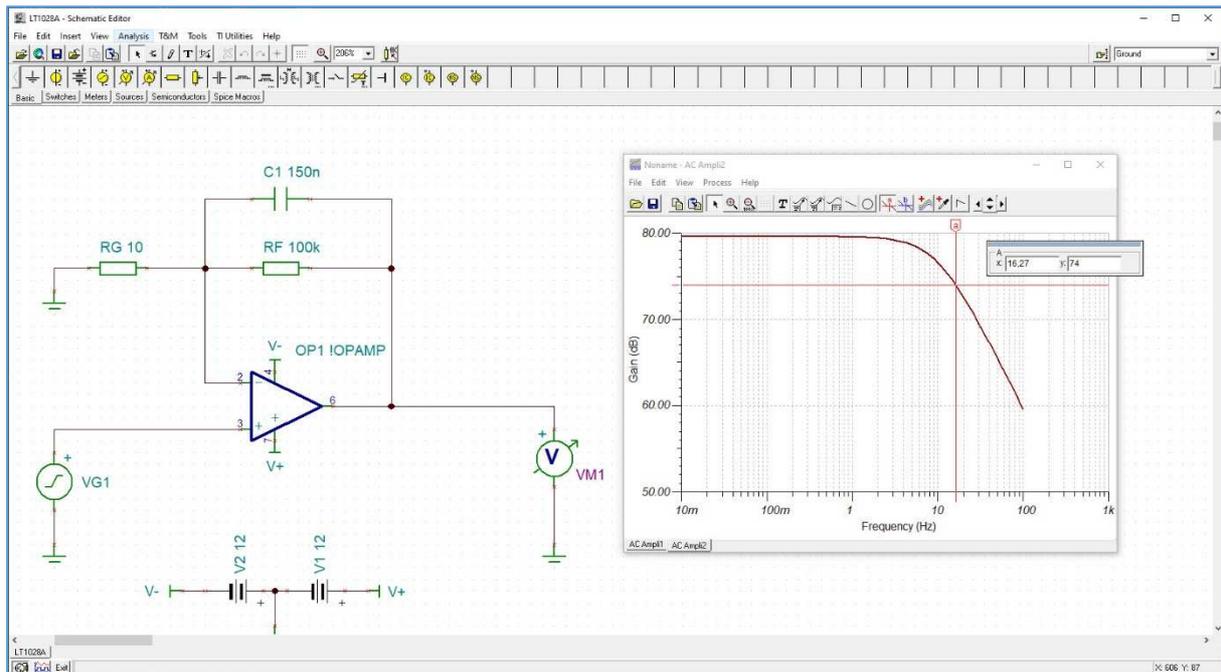


Fig. 56 : Interface graphique du logiciel de simulation TINA-TI de Texas Instruments. Graphisme : ON4IJ.

La figure ci-dessus illustre l'interface graphique du logiciel libre TINA-TI où nous avons tracé un amplificateur de gain 10.000 (80 dB) à ampli OP avec une contre-réaction sélective (condensateur en parallèle sur la résistance de contre-réaction). Sur la droite de la figure est représenté le diagramme d'amplitude où l'on reconnaît le comportement en filtre passe-bas du 1^{er} ordre avec une fréquence de coupure de $f_c = 16$ Hz.

Le logiciel TINA-TI permet aussi de réaliser une simulation d'analyse de bruit de l'amplificateur. Pour obtenir la simulation rigoureuse de l'analyse de bruit, il y a lieu de tracer le schéma de l'amplificateur selon la modélisation avec les sources de tension de bruit et les sources de courant de bruit.

Il est à remarquer que le logiciel est un simple outil. Il y a donc lieu de commencer par effectuer à la main les calculs complets du niveau de bruit de l'ampli OP.

Les caractéristiques de l'ampli OP peuvent être encodées par un macro-modèle pour un ampli OP spécifique. Il y a lieu de s'assurer que le macro-modèle Spice contient l'encodage des paramètres des densités spectrales de tension et de courant de bruit.

Exemple de macro-modèle d'ampli OP OP27 Analog Devices (3 pages) :

```
*$
*
* OP27 SPICE Macro-model
* 3/2011 Rev. C ADSJ-HH
*
* Revision History:
* REV. C
* Corrected CMRR, IVR, Bode plot, PSRR, added substrate PNPs, added
PSRR
* REV. B
* Re-ordered subcircuit call out nodes to put the
* output node last.
* Changed Ios from 7E-9 to 3.5E-9
* Added F1 and F2 to fix short circuit current limit.
*
* Copyright 1990, 2011 by Analog Devices, Inc.
*
* Refer to "README.DOC" file for License Statement. Use of this model
* indicates your acceptance with the terms and provisions in the License
Statement.
*
* Node assignments
*
*          non-inverting input
*          | inverting input
*          | | positive supply
*          | | | negative supply
*          | | | | output
*          | | | | |
.SUBCKT OP27      1 2 99 50 39
*
* INPUT STAGE & POLE AT 80 MHZ
*
R1  6  99  22.00E3
R2  5  99  22.00E3
CIN 1  2  4E-12
C2  5  6  3.1E-14
IOS 1  2  3.5E-9
EOS 9  1  POLY(3) (73,98) (22,98) (12,0) 20E-6 1 1 1
Q1  6  9  8  QX
Q2  5  2  7  QX
Q1S 50 6a 9  QS
Q2S 50 5a 2  QS
DSH1 6a 6 DSH
DSH2 5a 5 DSH
R5  7  4  2.029E-3
R6  8  4  2.029E-3
Q21 99 5 211 QEF
Q22 99 6 212 QEF
I21 211 50 60E-06
I22 212 50 60E-06
I1  4  50  240E-6
DQ  44 4  DY
Vlcm 44 50 3.2E0
D1  2  1  DX
D2  1  2  DX
```

```

*
* GAIN STAGE & DOMINANT POLE AT 4.0 HZ
*
G1  98 20      211 212  6.05E-04
R7  20 98      1.545E+07
C3  20 98      1.20E-09
V1  121 98     12.1; 25
D5  20 121     DX
V2  122 98     -12.4; 25
D6  122 20     DX
*
* POLE - ZERO AT 2.9MHZ / 6MHZ
*
G2  98 23      20 98  1
R8  23 98      1
R9  23 24      0.935
C4  24 98      2.4E-12; 09
*
* ZERO - POLE AT 6.8MHZ / 40MHZ
*
G3  98 25      24 98  1
R210 25 26     1
R211 26 98     4.88
L1  26 98      19.4E-12; 9
*
* POLE AT 60 MHZ
*
G4  98 27      25 98  1
R212 27 98     1
C5  27 98      4.3E-9
*
* VOLTAGE NOISE SOURCE WITH FLICKER NOISE
*
VN1  11  0  DC 0.8
DN1  11  12  DEN
DN2  12  13  DEN
VN2  0  13  DC 0.8
*
* CURRENT NOISE SOURCE WITH FLICKER NOISE
*
D60 60 0 DN1 1000
I60 0 60 1E-3
D61 61 0 DN4
I61 0 61 1E-6
G60 1 0 61 60 2.476E-05
G61 2 0 61 60 2.476E-05
D62 62 0 DN3
I62 0 62 1E-6
G62 1 2 62 60 3.413E-006
D63 63 0 DN2
I63 0 63 1E-6
*
* CMRR
*
ECM 72 98      POLY(2) (1,98) (2,98) 0 1.125E-02 1.125E-02
R10 72 73      3.183E+02
R20 73 98      7.958E-03

```

```

C10  72 73      1.0E-06
*
* PSRR
*
EPS  98 21 POLY(1) (99,50) -5.6786E+01  1.8929E-00
RPS1 21 22 3.183E+07
RPS2 22 98 1.061E+01
CPS3 21 22 1.000E-09
*
R17  33 99      1meg
R18  33 50      1meg
EREF  98 0      33 0 1
GSY  99 50      POLY(1) 99 50 1.669E-3 34.8E-6
*
* OUTPUT STAGE
*
G7   37 50      27 34  7.143E-3
G8   38 50      34 27  7.143E-3
*
G9   34 99      99 27  7.143E-3
R19  34 99      140
G10  50 34      27 50  7.143E-3
R220 34 50      140
*
V3   35 34      1.1
V4   34 36      1.5
D9   20 35      DX
D10  36 20      DX
D11  99 37      DX
D12  99 38      DX
D13  50 37      DY
D14  50 38      DY
L3   34 39      1E-7; 39 is output pin
*
* MODELS USED
*
.MODEL QX  NPN(IS=1E-16, BF=8.0E+3, BR=10)
.MODEL QEF NPN(BF=1.0E+2)
.MODEL QS  PNP(IS=1E-11, BF=2.0E+2, RC=1)
.MODEL DX  D(IS=1E-15)
.MODEL DY  D(IS=1E-15 BV=50)
.MODEL DSH D(IS=1E-9 BV=50); N=1.05 EG=0.59)
.MODEL DEN D(IS=1E-12, RS=0.59K, KF=2.85E-16, AF=1)
.MODEL DIN D(IS=2E-09, RS=1.8E-05, KF=2.4E-16, AF=1)
.MODEL DN1 D IS=1E-16
.MODEL DN2 D IS=1E-16 AF=1 KF=3.086E-017
.MODEL DN3 D IS=1E-16 AF=1 KF=3.086E-017
.MODEL DN4 D IS=1E-16 AF=1 KF=5.09E-017
.MODEL DNOISE D(IS=1E-16,RS=0,KF=3.85E-12)
*
.ENDS

```

Simulation d'analyse de bruit avec un ampli OP OP27 gain 10 000 (80 dB) :

La simulation est effectuée au moyen du logiciel TINA version 12 Classic Plus où le macro-modèle de l'ampli OP OP27 est pré-encodé dans la librairie avec les paramètres de bruit. Pour d'autres composants, il y a moyen de télécharger les modèles Spice sur les sites Internet des grands constructeurs de composants électroniques (Analog Devices, Linear Technology, Texas Instrument, THAT Corporation, etc.).

La bande passante de l'amplificateur est ici volontairement limitée à une très basse fréquence $f_c = 10$ Hz par une contre-réaction sélective. Le but de la simulation est d'observer le comportement de l'amplificateur dans la région où le bruit $1/f$ *Flicker Noise* est prédominant.

Dans la simulation, l'impédance de source du générateur est de 50Ω . Ceci est une information utile car la résistance de source du générateur constitue elle aussi une source de bruit thermique à l'entrée de l'amplificateur.

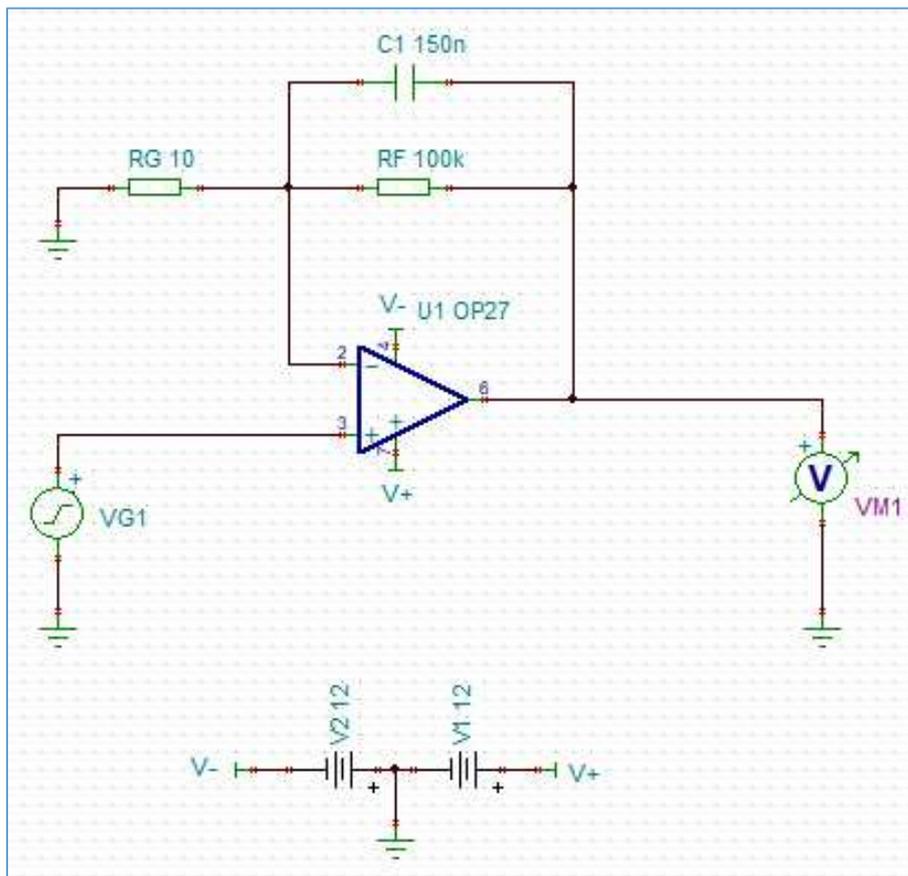


Fig. 57 : Amplificateur de gain 10 000 (80 dB) à ampli OP OP27 avec contre-réaction sélective ($C1 = 150$ nF) de façon à limiter la bande passante utile de l'amplificateur à 10 Hz. Graphisme : ON4IJ.

Voici en premier lieu la courbe de réponse de l'amplitude en fonction de la fréquence pour l'amplificateur à ampli OP dont le schéma se trouve à la figure précédente.

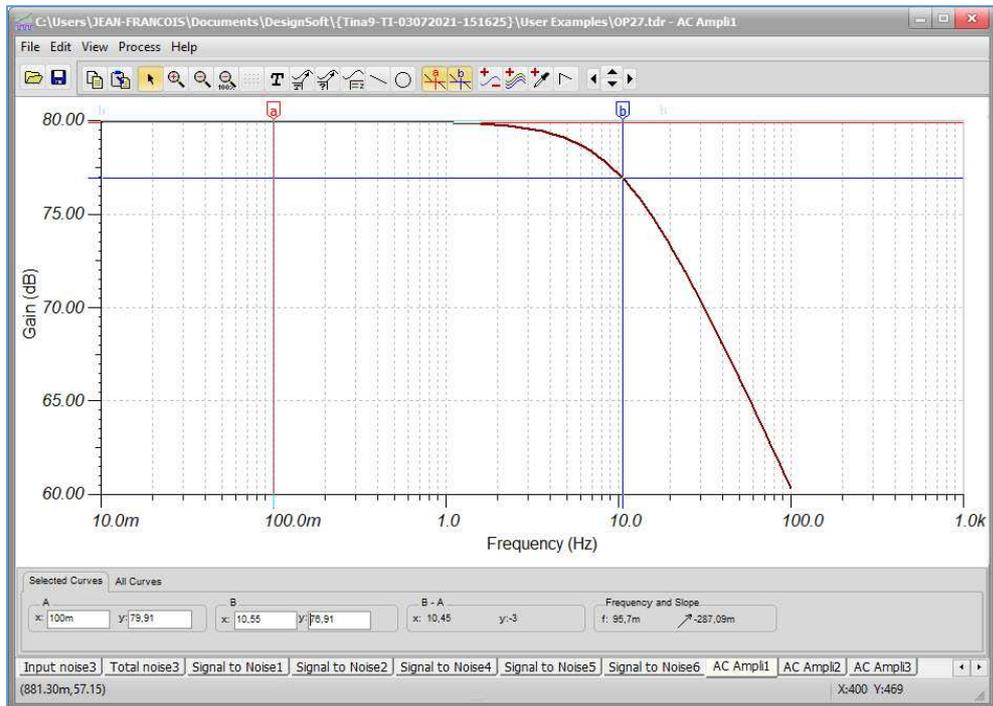


Fig. 58 : Courbe de réponse de l'amplitude en fonction de la fréquence de l'amplificateur de gain 10 000 (80 dB) à ampli OP OP27 avec contre-réaction sélective ($C1 = 150 \text{ nF}$). La fréquence de coupure à -3 dB est $f_c = 10,55 \text{ Hz}$. Graphisme : ON4IJ.

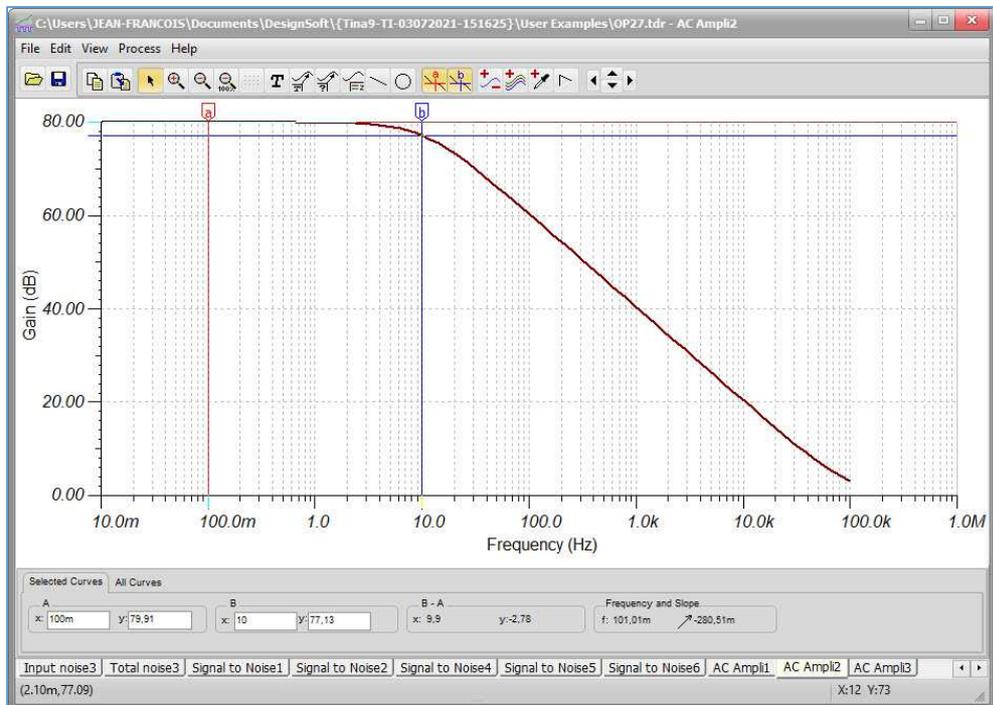


Fig. 59 : Idem figure précédente mais avec une étendue de mesure jusqu'à 100 kHz. Graphisme : ON4IJ.

Par comparaison, voici le comportement à large bande de l'amplificateur sans contre-réaction sélective (sans le condensateur $C1$ de 150 nF).

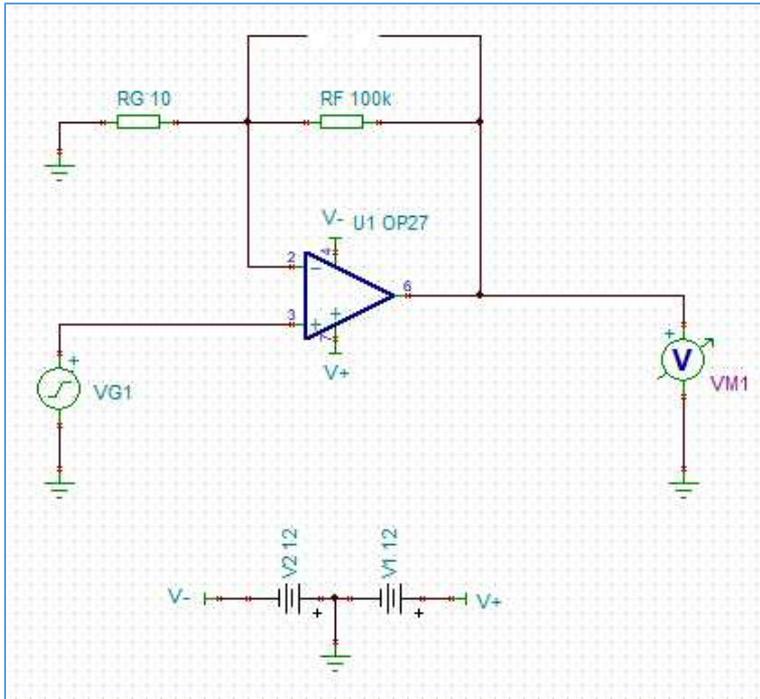


Fig. 60 : Amplificateur à large bande de gain 10 000 (80 dB) à ampli OP OP27 sans contre-réaction sélective. Graphisme : ON4IJ.

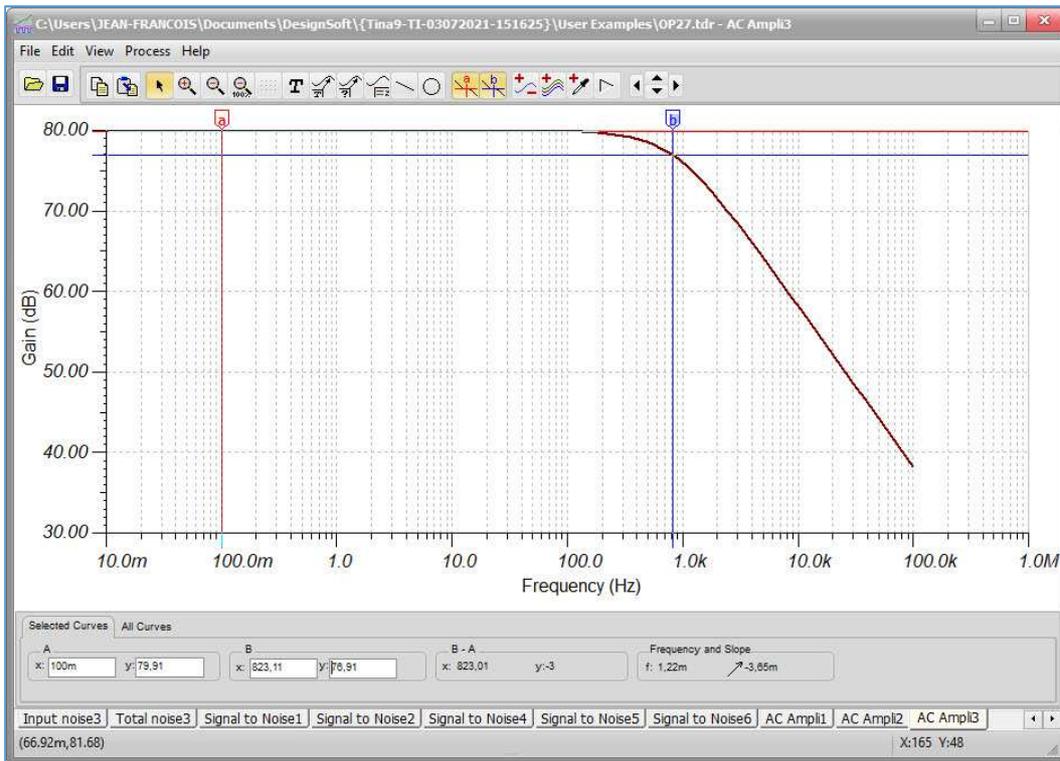


Fig. 61 : Courbe de réponse de l'amplitude en fonction de la fréquence de l'amplificateur à large bande de gain 10 000 (80 dB) à ampli OP OP27 sans contre-réaction sélective. La fréquence de coupure à -3 dB est $f_c = 823,11$ Hz. Graphisme : ON4IJ.

Sur la figure précédente, comme on pouvait s'y attendre, la fréquence de coupure à large bande est de l'ordre de 800 Hz pour un amplificateur de gain 10 000 avec un ampli OP OP27 dont le GBW (*Gain Bandwidth Product*) est de 8 MHz :

$$f_c = GBW / G = 8 \cdot 10^6 \text{ [Hz]} / 10\,000 = 800 \text{ [Hz]}.$$

On constate aussi que la pente d'atténuation de limitation de la bande passante de l'amplificateur à large bande est de 20 dB par décade, ce qui correspond bien à un filtre du 1^{er} ordre.

Reprenons l'amplificateur à bande limitée à 10 Hz avec la contre-réaction sélective ($C_1 = 150 \text{ nF}$). Comme nous avons une fréquence de coupure $f_c = 10 \text{ Hz}$ avec un filtre du 1^{er} ordre, la bande passante de bruit est :

$$BW_{\text{signal}} = 10 \text{ [Hz]} \Rightarrow f_c = 10 \text{ [Hz]} \text{ (OP27 avec gain de 10 000 et contre-réaction sélective)}$$

$$K_n = 1,57 \text{ (Filtre du 1^{er} ordre : pente de 20 dB par décade de l'ampli OP)}$$

$$BW_n = f_c \cdot K_n = 10 \text{ [Hz]} \cdot 1,57 = 15,7 \text{ [Hz]} \Rightarrow f_H = 15,7 \text{ [Hz]}$$

Procédons à un calcul de bruit de l'amplificateur se situant dans les conditions décrites ci-dessus avec une fréquence de coupure $f_c = 10 \text{ Hz}$.

$$R_G = 10 \text{ [\Omega]}$$

$$R_F = 100 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_{eq} = \frac{R_G \cdot R_F}{R_G + R_F} = \frac{10 \cdot 100 \cdot 10^3}{10 + 100 \cdot 10^3} = 9,999 \text{ [\Omega]}$$

$$T = 25 \text{ [}^\circ\text{C]} \triangleq 298 \text{ [K]}$$

$$R_{eq} = 9,999 \text{ [\Omega]}$$

$$BW_n = 15,7 \text{ [Hz]}$$

$$e_{nR} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_{eq}} = \sqrt{4 \cdot 1,381 \cdot 10^{-23} \left[\frac{\text{J}}{\text{K}} \right] \cdot 298 \text{ [K]} \cdot 9,999 \text{ [\Omega]}} = 0,406 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$E_{nR \text{ RMS}} = e_{nR} \cdot \sqrt{BW_n}$$

$$E_{nR \text{ RMS}} = 0,406 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{15,7 \text{ [Hz]}} = 1,61 \text{ [nV}_{\text{RMS}}\text{]}$$

$$e_{n \text{ BB}} = 3,0 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$E_{n \text{ BB RMS}} = e_{n \text{ BB}} \cdot \sqrt{BW_n} = 3,0 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{15,7 \text{ [Hz]}} = 11,89 \text{ [nV}_{\text{RMS}}\text{]}$$

$$e_n @ f_0=1 \text{ Hz} = 6 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$e_n \text{ norm RMS} = e_n @ f_0=1 \text{ Hz} \cdot \sqrt{f_0} = 6 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{1 [\text{Hz}]} = 6 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$f_L = 0,1 [\text{Hz}]$$

$$E_n \text{ flicker RMS} = e_n \text{ norm RMS} \cdot \sqrt{\ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right)} = 6 [\text{nV}_{\text{RMS}}] \cdot \sqrt{\ln \left(\frac{15,7 [\text{Hz}]}{0,1 [\text{Hz}]} \right)} = 6 [\text{nV}_{\text{RMS}}] \cdot 2,25$$

$$E_n \text{ flicker RMS} = 13,5 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_n \text{ tot RMS} = \sqrt{(E_n \text{ BB RMS})^2 + (E_n \text{ flicker RMS})^2} = \sqrt{(11,89 [\text{nV}_{\text{RMS}}])^2 + (13,5 [\text{nV}_{\text{RMS}}])^2}$$

$$E_n \text{ tot RMS} = 17,99 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$i_n \text{ BB} = 0,4 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$e_n i \text{ BB} = i_n \text{ BB} \cdot R_{eq} = 0,4 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot 9,999 [\Omega] = 0,004 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$E_n i \text{ BB} = e_n i \text{ BB} \cdot \sqrt{BW_n} = 0,004 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{15,7 [\text{Hz}]} = 0,016 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$i_n @ f_0=10 \text{ Hz} = 1,7 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$i_n i \text{ norm RMS} = i_n @ f_0=10 \text{ Hz} \cdot \sqrt{f_0} = 1,7 \left[\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{10 [\text{Hz}]} = 5,38 [\text{pA}_{\text{RMS}}]$$

$$I_n \text{ flicker RMS} = i_n i \text{ norm RMS} \cdot \sqrt{\ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right)} = 5,38 [\text{pA}_{\text{RMS}}] \cdot \sqrt{\ln \left(\frac{15,7 [\text{Hz}]}{0,1 [\text{Hz}]} \right)} = 5,38 [\text{pA}_{\text{RMS}}] \cdot 2,25$$

$$I_n \text{ flicker RMS} = 12,1 [\text{pA}_{\text{RMS}}]$$

$$E_n i \text{ flicker RMS} = I_n \text{ flicker RMS} \cdot R_{eq} = 12,1 [\text{pA}_{\text{RMS}}] \cdot 9,999 [\Omega] = 0,121 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_n i \text{ tot RMS} = \sqrt{(E_n i \text{ BB RMS})^2 + (E_n i \text{ flicker RMS})^2} = \sqrt{(0,016 [\text{nV}_{\text{RMS}}])^2 + (0,121 [\text{nV}_{\text{RMS}}])^2}$$

$$E_n i \text{ tot RMS} = 0,122 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_n \text{ tot RMS RTI} = \sqrt{(E_n \text{ tot RMS})^2 + (E_n i \text{ tot RMS})^2 + (E_n R \text{ RMS})^2}$$

$$E_n \text{ tot RMS RTI} = \sqrt{(17,99 [\text{nV}_{\text{RMS}}])^2 + (0,122 [\text{nV}_{\text{RMS}}])^2 + (1,61 \text{ nV}_{\text{RMS}})^2}$$

$$E_n \text{ tot RMS RTI} = 18,1 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_n \text{ tot PP RTI} = E_n \text{ tot RMS RTI} \cdot 6,6 = 119,46 [\text{nV}_{\text{pp}}] \simeq 120 [\text{nV}_{\text{pp}}]$$

Après tous ces calculs, portons un regard critique sur les valeurs obtenues pour examiner ce qui est prédominant et ce qui est négligeable.

$$R_{eq} = 9,999 \text{ } [\Omega]$$

$$BW_n = 15,7 \text{ } [\text{Hz}]$$

$$E_{n \text{ BB RMS}} = 11,89 \text{ } [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_{n \text{ flicker RMS}} = 13,5 \text{ } [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_{n \text{ tot RMS}} = 17,99 \text{ } [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_{n \text{ i BB}} = 0,016 \text{ } [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_{n \text{ i flicker RMS}} = 0,121 \text{ } [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_{n \text{ i tot RMS}} = 0,122 \text{ } [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_{n \text{ R RMS}} = 1,61 \text{ } [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_{n \text{ tot RMS RTI}} = 18,1 \text{ } [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

On constate que les tensions de bruit dues à la densité spectrale de tension de bruit agissent à part pratiquement égale entre la région à large bande (*Broadband Noise*) et la région 1/f (*Flicker Noise*) avec une légère prédominance de la région 1/f. La région 1/f *Flicker Noise* ne peut donc pas être négligée. Il y a une autre manière de voir les choses : la fréquence de coupure f_c de l'amplificateur est tellement proche de la fréquence de coude f_r (*Corner Frequency*) que c'est l'influence du bruit à large bande qui est légèrement moins prédominante, ce qui n'est pas du tout le cas avec les amplificateurs à large bande.

La même remarque s'applique aux tensions de bruit dues à la densité spectrale de courant de bruit. Toutefois, la résistance équivalente étant tellement faible, la tension de bruit due à la densité spectrale de courant de bruit devient totalement négligeable et la tension de bruit thermique est relativement faible au point que celle-ci peut aussi être négligée sans affecter le résultat final.

Voici la preuve que seule la tension de bruit due à la densité spectrale de tension de bruit est prédominante et que toutes les autres valeurs peuvent être négligées :

$$E_{n \text{ tot RMS}} = 17,99 \text{ } [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_{n \text{ tot RMS RTI}} = 18,1 \text{ } [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

$$\Rightarrow E_{n \text{ tot RMS}} \simeq E_{n \text{ tot RMS RTI}}$$

La tension RMS totale de bruit reportée à la sortie est :

$$E_{n \text{ tot RMS RTO}} = E_{n \text{ tot RMS RTI}} \cdot G_n = 18,1 \text{ } [\text{nV}_{\text{RMS}}] \cdot 10\,001 = 181 \text{ } [\mu\text{V}_{\text{RMS}}]$$

La tension *Peak-to-Peak* totale de bruit reportée à la sortie est :

$$E_{n \text{ tot PP RTO}} = E_{n \text{ tot RMS RTO}} \cdot 6,6 = 1,19 \text{ } [\text{mV}_{\text{pp}}] \simeq 1,2 \text{ } [\text{mV}_{\text{pp}}]$$

En plaçant une charge de $50 \text{ } \Omega$ à l'entrée de l'amplificateur et en raccordant la sortie de celui-ci à un oscilloscope, on peut mesurer la tension de bruit de $1,2 \text{ mV}_{\text{pp}}$.

En prenant un rapport signal sur bruit de 3 dB, cet amplificateur a une sensibilité de :

$$E_{Signal} = E_{n \text{ tot PP RTI}} \cdot 10^{\left(\frac{SNR}{20}\right)} = 120 \text{ [nV}_{pp}] \cdot 10^{\left(\frac{3}{20}\right)} = 169,5 \text{ [nV}_{pp}] \simeq 170 \text{ [nV}_{pp}] : \text{Excellent !}$$

Cette performance est directement liée à celle de l'ampli OP, mais aussi à la faible valeur de la largeur de la bande passante de bruit de l'amplificateur grâce à la contre-réaction sélective. Le choix d'une résistance équivalente de faible valeur contribue aussi à la bonne performance de bruit de l'amplificateur.

En outre, si l'on avait choisi un ampli OP dont le GBW (*Gain Bandwidth Product*) était plus élevé que celui de l'ampli OP OP27, les performances de bruit de l'amplificateur n'auraient pas été changées grâce à la limitation de la bande passante de celui-ci par la contre-réaction sélective. Il faut évidemment établir la comparaison avec un ampli OP dont la densité spectrale de tension et de courant de bruit est similaire à celle de l'ampli OP OP27.

Sans limitation de la bande passante de l'amplificateur à ampli OP OP27, celle-ci atteint la valeur de fréquence de coupure $f_c = 800 \text{ Hz}$ sans contre-réaction sélective. Voyons ce que donne l'analyse de bruit pour un tel amplificateur. Dans ce cas, la bande passante de bruit est :

$$BW_n = f_c \cdot K_n = 800 \text{ [Hz]} \cdot 1,57 = 1256 \text{ [Hz]} \Rightarrow f_H = 1256 \text{ [Hz]}$$

On peut déjà simplifier l'analyse en négligeant la tension de bruit due à la densité spectrale de courant de bruit et en négligeant pour l'instant la tension de bruit thermique des résistances.

$$e_{n \text{ BB}} = 3,0 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$E_{n \text{ BB RMS}} = e_{n \text{ BB}} \cdot \sqrt{BW_n} = 3,0 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{1256 \text{ [Hz]}} = 106 \text{ [nV}_{\text{RMS}}]$$

Dans ce cas-ci, peut-on négliger le bruit 1/f *Flicker Noise* de la densité spectrale de tension de bruit ?

$$e_{n @ f_0=1 \text{ Hz}} = 6 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$e_{n \text{ norm RMS}} = e_{n @ f_0=1 \text{ Hz}} \cdot \sqrt{f_0} = 6 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{1 \text{ [Hz]}} = 6 \text{ [nV}_{\text{RMS}}]$$

$$f_L = 0,1 \text{ [Hz]}$$

$$E_{n \text{ flicker RMS}} = e_{n \text{ norm RMS}} \cdot \sqrt{\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)} = 6 \text{ [nV}_{\text{RMS}}] \cdot \sqrt{\ln\left(\frac{1256 \text{ [Hz]}}{0,1 \text{ [Hz]}}\right)} = 6 \text{ [nV}_{\text{RMS}}] \cdot 3,07$$

$$E_{n \text{ flicker RMS}} = 18,4 \text{ [nV}_{\text{RMS}}]$$

$$E_{n \text{ tot RMS}} = \sqrt{(E_{n \text{ BB RMS}})^2 + (E_{n \text{ flicker RMS}})^2} = \sqrt{(106 \text{ [nV}_{\text{RMS}}])^2 + (18,4 \text{ [nV}_{\text{RMS}}])^2}$$

$$E_{n \text{ tot RMS}} = 107,6 \text{ [nV}_{\text{RMS}}]$$

Dans ce cas, peut-on vraiment négliger le bruit thermique de résistance ?

$$T = 25 [^{\circ}\text{C}] \hat{=} 298 [\text{K}]$$

$$R_{eq} = 9,999 [\Omega]$$

$$BW_n = 15,7 [\text{Hz}]$$

$$e_{nR} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_{eq}} = \sqrt{4 \cdot 1,381 \cdot 10^{-23} \left[\frac{\text{J}}{\text{K}} \right] \cdot 298 [\text{K}] \cdot 9,999 [\Omega]} = 0,406 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

$$E_{nR \text{ RMS}} = e_{nR} \cdot \sqrt{BW_n}$$

$$E_{nR \text{ RMS}} = 0,406 \left[\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{1256 [\text{Hz}]} = 14,4 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

Comparons en tenant compte du bruit 1/f *Flicker Noise* et du bruit thermique :

$$E_{n \text{ tot RMS RTI}} = \sqrt{(E_{n \text{ tot RMS}})^2 + (E_{nR \text{ RMS}})^2}$$

$$E_{n \text{ tot RMS RTI}} = \sqrt{(107,6 [\text{nV}_{\text{RMS}}])^2 + (14,4 \text{ nV}_{\text{RMS}})^2} = 108,6 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

L'erreur n'est donc pas significative en calculant uniquement la tension de bruit à large bande : $E_{n \text{ BB RMS}} = 106 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$.

Tension Peak-to-Peak reportée à l'entrée :

$$E_{n \text{ tot PP RTI}} = E_{n \text{ tot RMS RTI}} \cdot 6,6 = 716,8 [\text{nV}_{\text{pp}}]$$

Dans ce cas, la sensibilité de l'amplificateur pour un rapport signal sur bruit de 3 dB est de :

$$E_{\text{Signal}} = E_{n \text{ tot PP RTI}} \cdot 10^{\left(\frac{\text{SNR}}{20}\right)} = 716,8 [\text{nV}_{\text{pp}}] \cdot 10^{\left(\frac{3}{20}\right)} = 1012,5 [\text{nV}_{\text{pp}}] \simeq 1,0 [\mu\text{V}_{\text{pp}}]$$

Ce résultat de 1 μV_{pp} est de loin moins bon que celui qui avait été obtenu en limitant la bande passante de l'amplificateur à une fréquence de coupure de $f_c = 10 \text{ Hz}$ où la sensibilité est de 170 nV_{pp} .

Courbes de simulation de la densité spectrale de bruit RTO et RTI :

Pourquoi avoir effectué tant de calculs alors qu'en quelques clics, on obtient tous les résultats sur quatre courbes ! Si vous êtes arrivés à cette page-ci dans votre lecture, vous serez à même de mieux comprendre les courbes de simulation et même mieux : vous saurez ce qu'il y a lieu de faire pour améliorer les performances d'un amplificateur à amplis OP. Le logiciel TINA-TI version 9 ou TINA version 12 permet d'obtenir quatre courbes de simulation d'analyse de bruit :

- *Input Noise* : densité spectrale de tension totale de bruit reportée à l'entrée (RTI) en fonction de la fréquence ;
- *Output Noise* : densité spectrale de tension totale de bruit reportée à la sortie (RTO) en fonction de la fréquence ;
- *Total Noise* : Tension de bruit RMS à la sortie en fonction de la bande passante, c'est-à-dire depuis f_L fixée en début du graphique jusqu'à la fréquence f_H indiquée dans le domaine de la fréquence ;
- *Signal to Noise* : rapport du signal sur bruit.

Input Noise : courbe de la densité spectrale de tension totale de bruit reportée à l'entrée (RTI) :

La densité spectrale de tension totale de bruit RTI est exprimée en nV/\sqrt{Hz} en fonction de la fréquence.

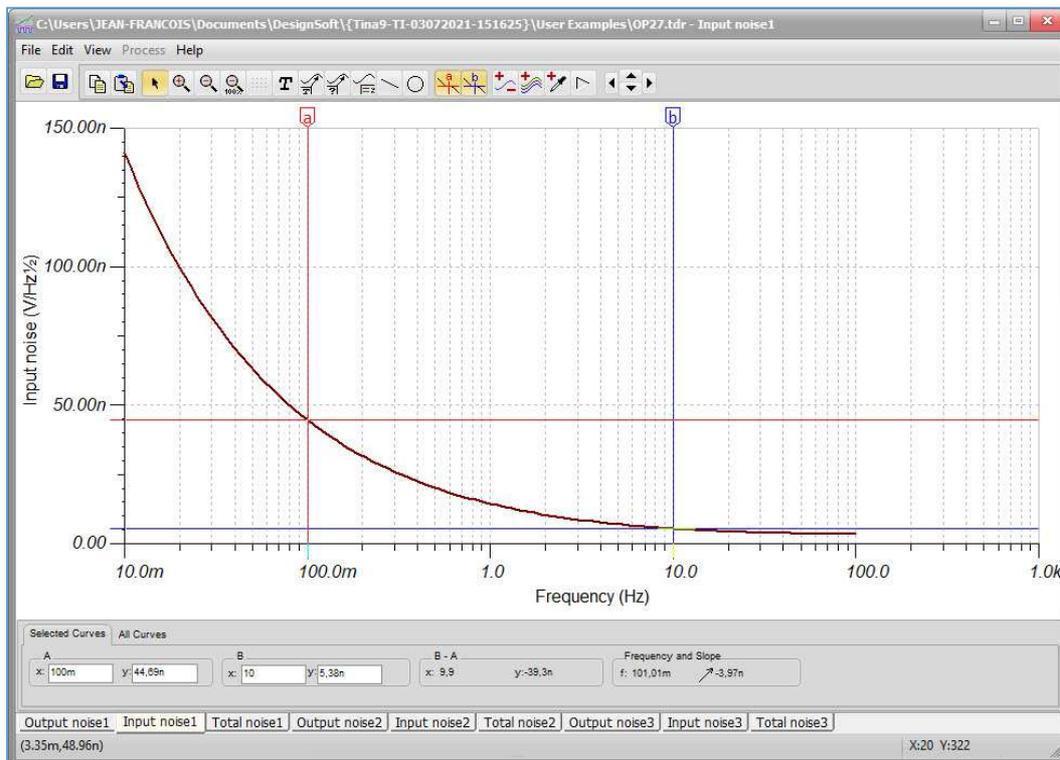


Fig. 62 : Courbe de la densité spectrale de tension totale de bruit reportée à l'entrée d'un amplificateur de gain 10 000 (80dB) à ampli OP OP27 avec contre-réaction sélective de limitation de la bande passante avec une fréquence de coupure $f_c = 10$ Hz. Graphisme : ON4IJ.

On peut donc déduire toutes les valeurs de la densité spectrale de tension totale de bruit RTI à partir des résultats que nous avons trouvé par calcul. Les formules ci-dessous donnent la valeur de la courbe dans le domaine de la fréquence. Ici, on raisonne uniquement en termes de densité spectrale de tension et de courant de bruit.

e_{nR} : Densité spectrale de bruit thermique de résistance (R_{eq} du circuit de contre-réaction)

$$e_{nR} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_{eq}} = \text{Constante (voir } R_{eq} \text{)}$$

e_{nBB} = Constante (voir Datasheet) : Densité spectrale de tension de bruit (Broadband Noise)

i_{nBB} = Constante (voir Datasheet) : Densité spectrale de courant de bruit (Broadband Noise)

$e_{niBBReq}$: Densité spectrale de tension de bruit due à la densité spectrale de courant de bruit (Broadband Noise) pour R_{eq}

$$e_{niBBReq} = i_{nBB} \cdot R_{eq} = \text{Constante (voir Datasheet et } R_{eq} \text{)}$$

$e_{n@f_{0e}}$: Densité spectrale de tension de bruit 1/f (Flicker Noise) pour la fréquence donnée f_{0e} (voir Datasheet)

f_{0e} : Fréquence la plus basse à laquelle est donnée la valeur $e_{n@f_{0e}}$ (voir Datasheet)
en général 1 Hz, mais peut être donnée à 0,1 Hz, 10 Hz, 100 Hz ...

$e_{nflicker}(f)$: Densité spectrale de tension de bruit 1/f (Flicker Noise)

en tenant compte de la normalisation à 1 Hz

$$e_{nflicker}(f) = e_{n@f_{0e}} \cdot \sqrt{f_{0e}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f}} = \text{Variable en fonction de la fréquence } f$$

(domaine de la fréquence)

$i_{n@f_{0i}}$: Densité spectrale de courant de bruit 1/f (Flicker Noise) pour la fréquence donnée f_{0i} (voir Datasheet)

f_{0i} : Fréquence la plus basse à laquelle est donnée la valeur $i_{n@f_{0i}}$ (voir Datasheet)
en général 1 Hz, mais peut être donnée à 0,1 Hz, 10 Hz, 100 Hz ...

$i_{nflicker}(f)$: Densité spectrale de courant de bruit 1/f (Flicker Noise)

en tenant compte de la normalisation à 1 Hz

$$i_{nflicker}(f) = i_{n@f_{0i}} \cdot \sqrt{f_{0i}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f}} = \text{Variable en fonction de la fréquence } f$$

(domaine de la fréquence)

$e_{ni flicker Req}(f)$: Densité spectrale de tension de bruit 1/f (Flicker Noise) pour R_{eq}
due à la densité spectrale de courant de bruit 1/f (Flicker Noise)
en tenant compte de la normalisation à 1 Hz

$$e_{ni flicker Req}(f) = i_{nflicker}(f) \cdot R_{eq} = \text{Variable en fonction de la fréquence } f$$

(domaine de la fréquence)

En tenant compte de la résistance interne du générateur :

$e_{n \text{ R gen}}$: Densité spectrale de bruit thermique de résistance (R_{gen} interne du générateur)

$$e_{n \text{ R gen}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_{gen}} = \text{Constante (voir } R_{gen} \text{)}$$

En tenant compte de la densité spectrale de courant de bruit *Broadband Noise* et de la résistance interne du générateur :

$e_{n \text{ i BB Rgen}}$: Densité spectrale de tension de bruit due à la densité spectrale de courant de bruit (Broadband Noise) pour R_{gen}

$$e_{n \text{ i BB Rgen}} = i_{n \text{ BB}} \cdot R_{gen} = \text{Constante (voir Datasheet et } R_{gen} \text{)}$$

En tenant compte de la densité spectrale de courant de bruit 1/f *Flicker Noise* et de la résistance interne du générateur :

$e_{n \text{ i flicker Rgen}}(f)$: Densité spectrale de tension de bruit 1/f (Flicker Noise) pour R_{gen}
due à la densité spectrale de courant de bruit 1/f (Flicker Noise)
en tenant compte de la normalisation à 1 Hz

$$e_{n \text{ i flicker Rgen}}(f) = i_{n \text{ flicker}}(f) \cdot R_{gen} = \text{Variable en fonction de la fréquence } f$$

(domaine de la fréquence)

Toutes les densités spectrales de tension et de courant de bruit se combinent en effectuant la racine carrée de la somme des carrés (RSS *Root Sum Square*) :

Input Noise(f) = $e_{n \text{ tot}}$: Densité spectrale de tension totale de bruit reportée à l'entrée (RTI)

$$e_{n \text{ tot}} = \sqrt{\left(e_{n \text{ Req}} \right)^2 + \left(e_{n \text{ R gen}} \right)^2 + \left(e_{n \text{ BB}} \right)^2 + \left(e_{n \text{ i BB Req}} \right)^2 + \left(e_{n \text{ i BB Rgen}} \right)^2 + \left[e_{n \text{ i flicker}}(f) \right]^2 + \left[e_{n \text{ i flicker Req}}(f) \right]^2 + \left[e_{n \text{ i flicker Rgen}}(f) \right]^2}$$

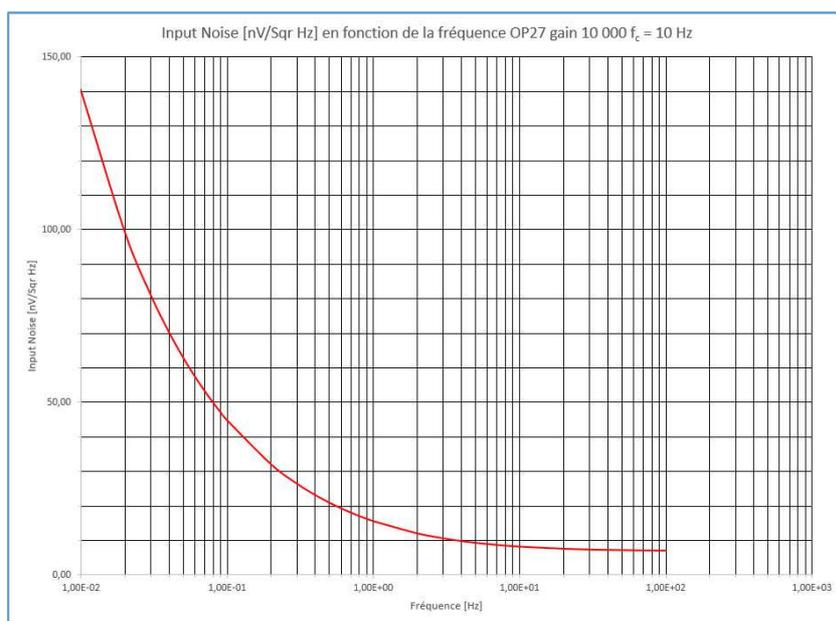


Fig. 63 : Même courbe que la figure précédente mais simulée par le tableur Excel. Graphisme : ON4IJ.

Output Noise : courbe de la densité spectrale de tension totale de bruit reportée à la sortie (RTO) :

La densité spectrale de tension totale de bruit RTO est exprimée en nV/\sqrt{Hz} en fonction de la fréquence. Ici intervient le gain de l'amplificateur et en particulier la courbe de réponse du gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence.

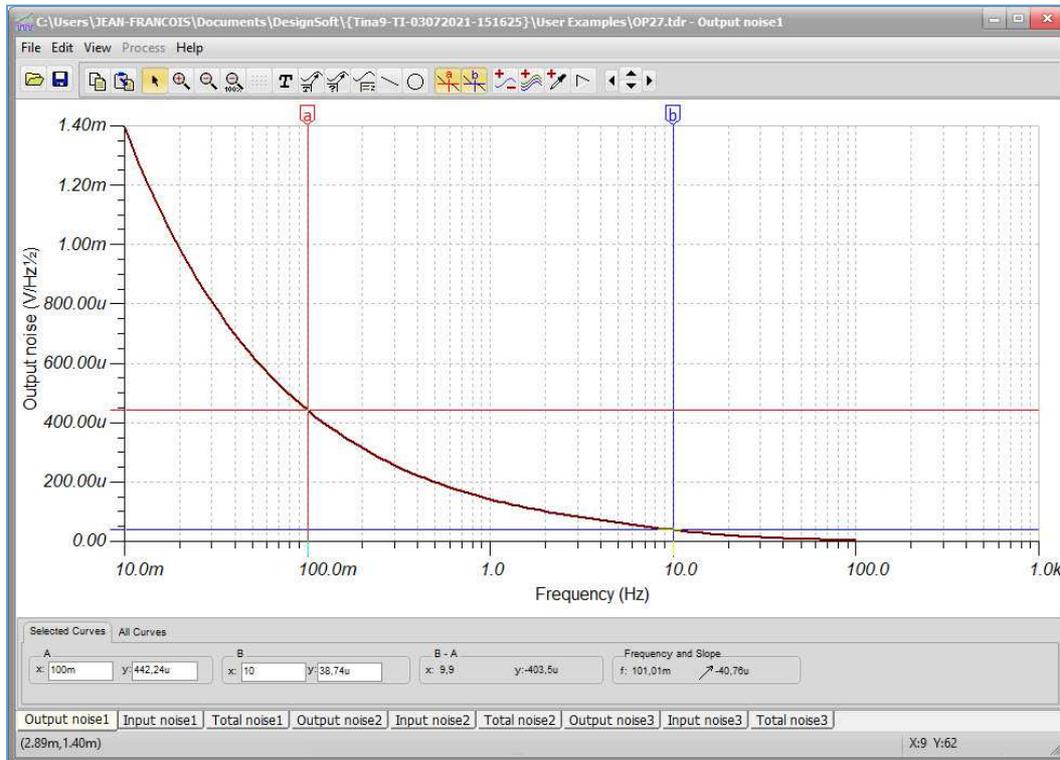


Fig. 64 : Courbe de la densité spectrale de tension totale de bruit reportée à la sortie d'un amplificateur de gain 10 000 (80dB) à ampli OP OP27 avec contre-réaction sélective de limitation de la bande passante avec une fréquence de coupure $f_c = 10$ Hz. Graphisme : ON4IJ.

Total Noise : courbe de la tension totale de bruit RMS reportée à la sortie (RTO) :

La tension totale de bruit reportée à la sortie de l'amplificateur s'exprime en V_{RMS} . En général les sous-multiples utilisés sont soit μV_{RMS} soit mV_{RMS} . Il s'agit du résultat de la racine carrée de l'intégrale du carré de la densité spectrale de tension totale de bruit entre la fréquence la plus basse et la fréquence la plus haute de la bande passante.

$$\text{Total Noise} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} (e_{n \text{ tot}})^2}$$

Le graphique ci-dessous donne le résultat de l'intégrale de la densité spectrale de tension totale de bruit en fonction de la fréquence depuis la fréquence la plus basse jusqu'à une fréquence lue sur l'axe des abscisses. La courbe démarre en ordonnée à une tension RMS nulle car à la fréquence de départ f_L , les bornes d'intégrations sont identiques (fréquences confondues où $f_H = f_L$) et ont pour valeur la fréquence la plus basse. Au fur et à mesure que l'on se déplace dans le graphique pour des abscisses croissantes, l'écart entre les bornes d'intégration augmente (pour des f_H croissants), ce qui a pour conséquence que la valeur de la tension de bruit RMS augmente d'une manière proportionnelle à la fréquence.

La tension RMS converge vers une valeur finale aux fréquences élevées car c'est la bande passante de l'ampli OP ou bien la bande passante de l'amplificateur à contre-réaction sélective qui limite cette tension RMS. Il s'agit donc de la tension de bruit sur toute la bande passante de bruit de l'amplificateur. C'est cette valeur qui est le résultat de tous les calculs qui ont été effectués ci-dessus.

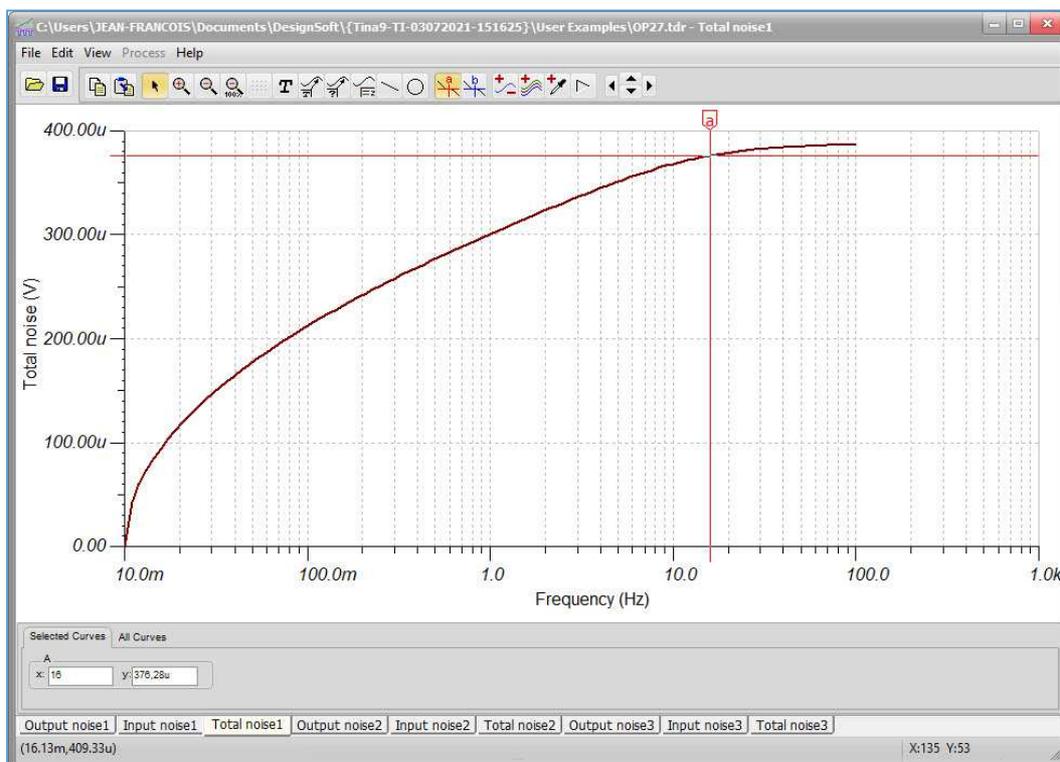


Fig. 65 : Courbe de la tension totale de bruit reportée à la sortie d'un amplificateur de gain 10 000 (80dB) à ampli OP OP27 avec contre-réaction sélective de limitation de la bande passante avec une fréquence de coupure $f_c = 10$ Hz. Graphisme : ON4IJ.

Signal to Noise Ratio : courbe du rapport signal sur bruit en fonction de la fréquence et pour une amplitude de signal donné :

Le rapport signal sur bruit est exprimé en dB. Comme il s'agit d'un rapport, il y a lieu de spécifier par rapport à quoi. Ici le rapport est établi par rapport à l'amplitude du signal à la sortie de l'amplificateur.

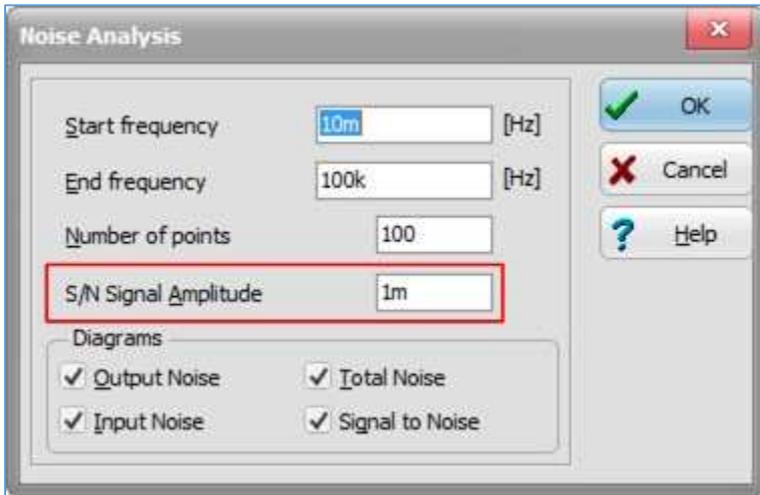


Fig. 66 : Encodage du paramètre d'amplitude du signal à la sortie de l'amplificateur pour l'analyse de bruit au point de vue du rapport signal sur bruit. Graphisme : ON4IJ.

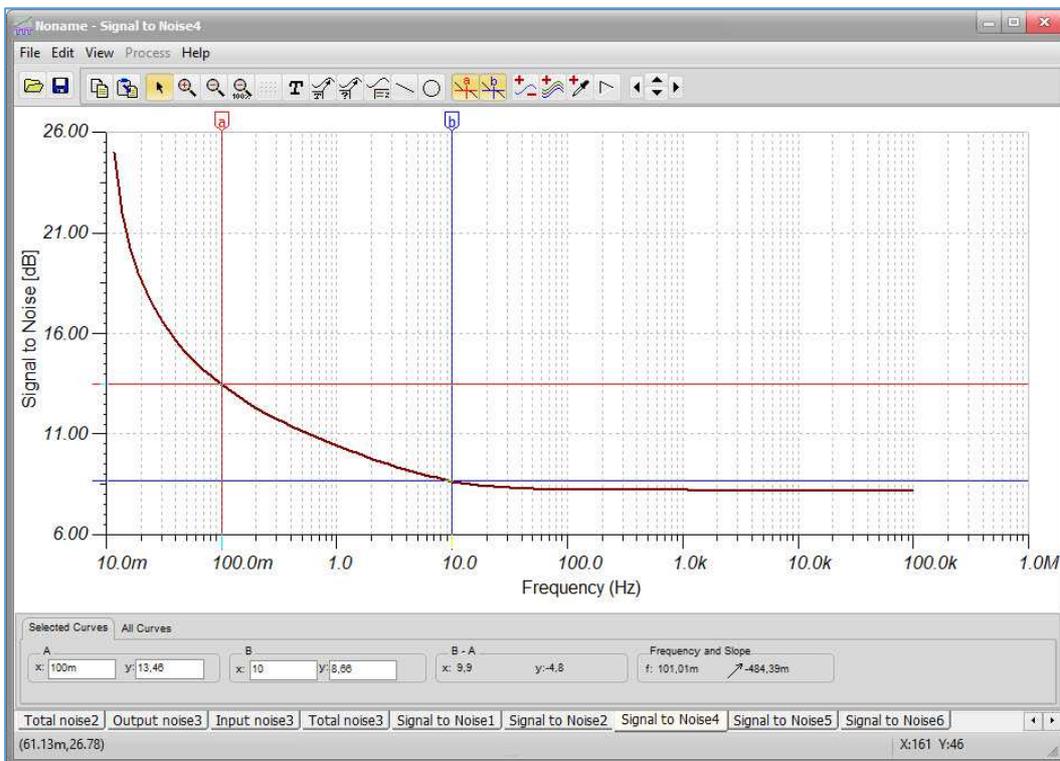


Fig. 67 : Courbe du rapport signal sur bruit en fonction de la fréquence pour un amplificateur de gain 10 000 (80dB) à ampli OP OP27 avec contre-réaction sélective de limitation de la bande passante avec une fréquence de coupure $f_c = 10$ Hz. Graphisme : ON4IJ.

Le rapport signal sur bruit est calculé selon la formule suivante :

$$SNR = 20 \cdot \log \left(\frac{\text{"S/N" Signal Amplitude}}{\text{Total Noise (RTO)}} \right)$$

Sur les graphiques qui précèdent, on peut relever une valeur *Total Noise* de $380 \mu V_{RMS}$ et une valeur encodée d'amplitude de signal de $1 mV_{RMS}$ ($1000 \mu V_{RMS}$) cela nous donne :

$$SNR = 20 \cdot \log \left(\frac{1000 [\mu V_{RMS}]}{380 [\mu V_{RMS}]} \right) = 8,4 \text{ dB}$$

On peut lire la valeur de 8,4 dB sur le graphique de la figure ci-dessus à la fréquence de coupure de l'amplificateur (à 10 Hz).

Comparaison de toutes les courbes avec et sans limitation de la bande passante de l'amplificateur par une contre-réaction sélective :

Une manière simple pour comparer un même amplificateur dans deux configurations différentes est de dupliquer son schéma et d'y apporter la modification de configuration. Les entrées des deux amplificateurs sont raccordées sur le même générateur de signal et les sorties sont respectivement raccordées sur un dispositif de mesure (ici représenté par un voltmètre).

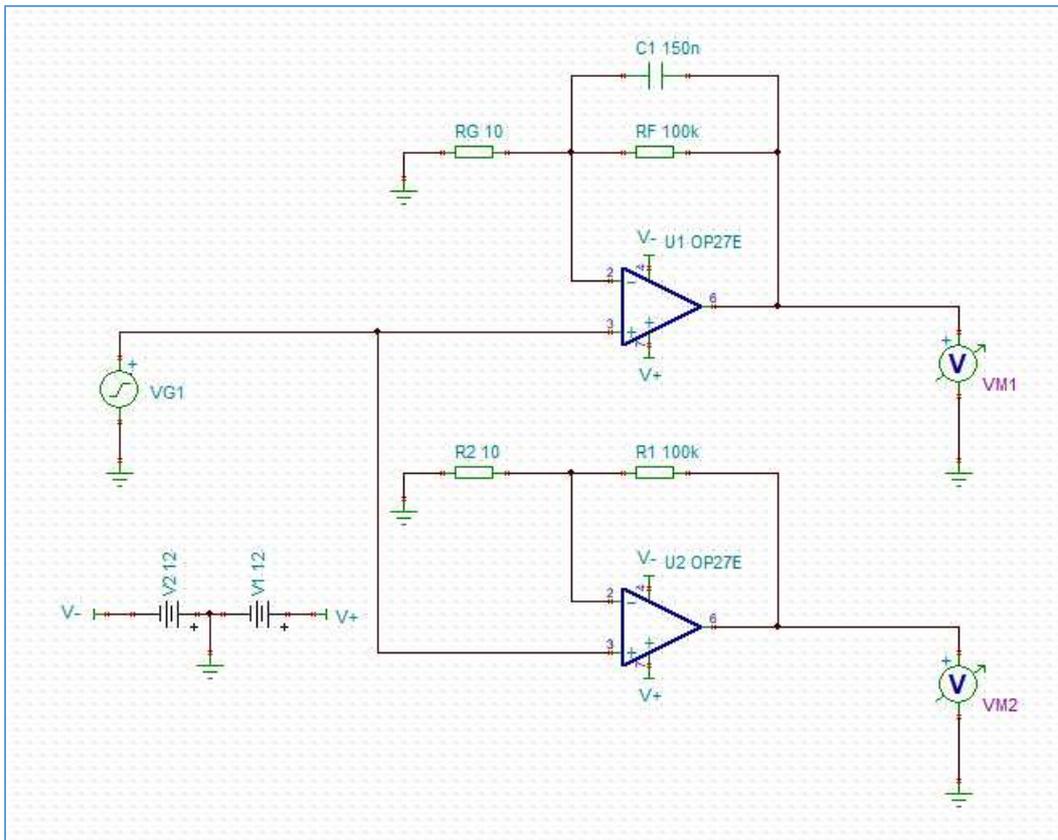


Fig. 68 : Amplificateur de gain 10 000 (80dB) à ampli OP OP27 avec et sans contre-réaction sélective de limitation de la bande passante avec une fréquence de coupure $f_c = 10 \text{ Hz}$. Graphisme : ON4IJ.

Les figures suivantes illustrent la courbe de la bande passante des deux amplificateurs et les courbes de l'analyse de bruit dans les deux configurations : avec et sans contre-réaction sélective de limitation de la bande passante.

- Courbes en vert : avec contre-réaction sélective ;
- Courbes en rouge : sans contre-réaction sélective.

Gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence :

Ici on observe très bien l'effet de la limitation de la bande passante due au circuit de contre-réaction sélective (condensateur en parallèle sur la résistance de contre-réaction).

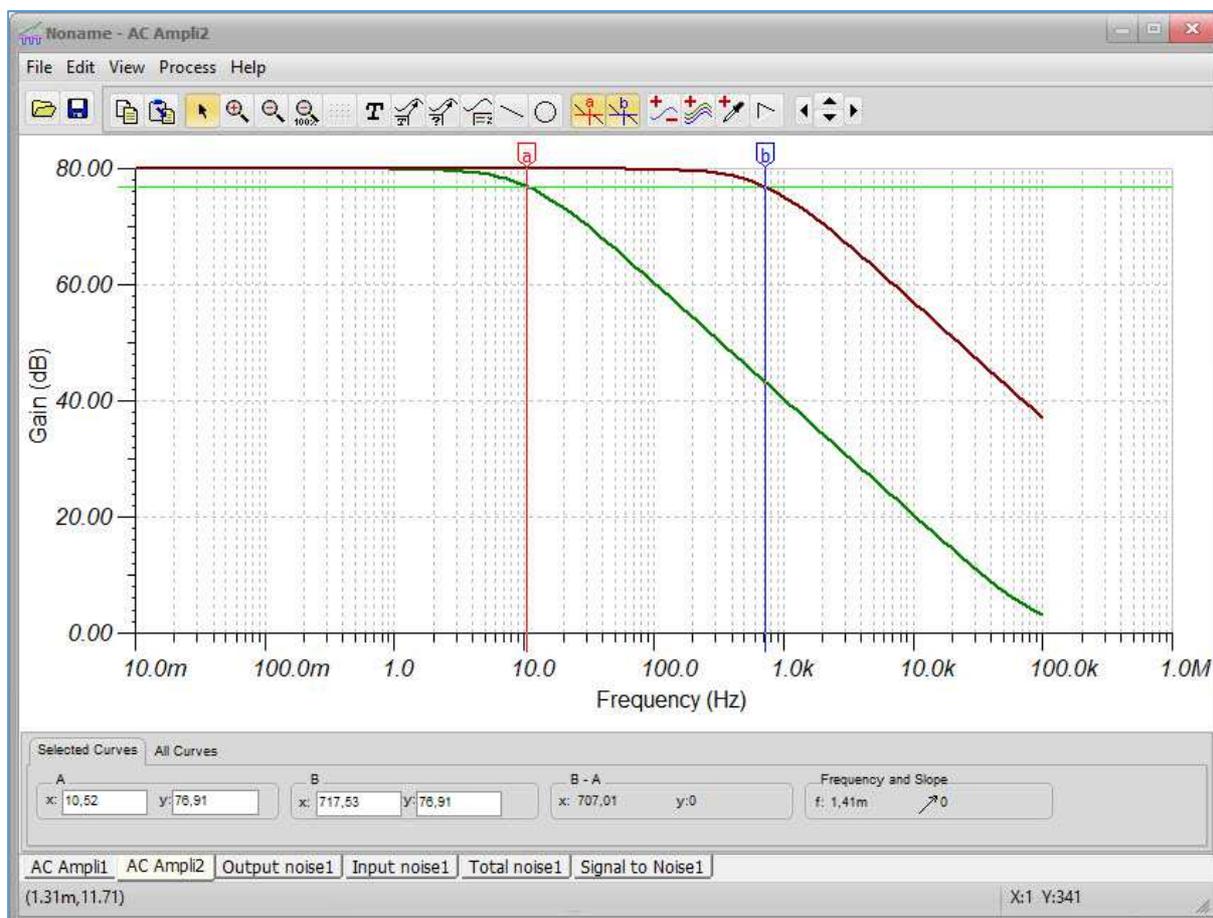


Fig. 69 : Courbe de réponse de l'amplitude en fonction de la fréquence d'un amplificateur de gain 10 000 (80 dB) à ampli OP OP27 avec et sans contre-réaction sélective. La fréquence de coupure à -3 dB est respectivement de $f_c = 10,52$ Hz $f_c = 717,53$ Hz. Graphisme : ON4IJ.

Input Noise : ici les deux courbes se confondent.

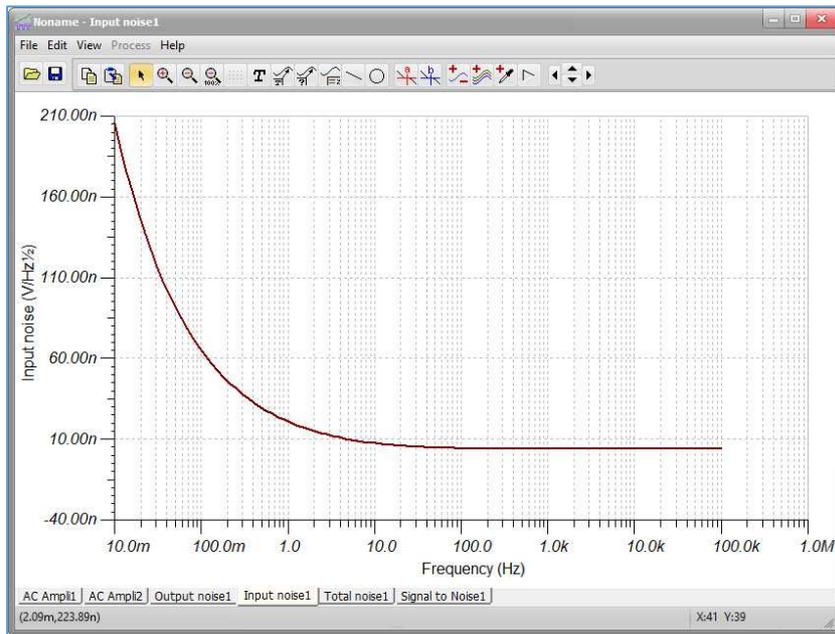


Fig. 70 : Courbe de la densité spectrale de tension totale de bruit reportée à l'entrée d'un amplificateur de gain 10 000 (80dB) à ampli OP OP27 avec et sans contre-réaction sélective de limitation de la bande passante avec une fréquence de coupure $f_c = 10$ Hz. Graphisme : ON4IJ.

Output Noise : ici on observe un léger décalage entre les courbes de 5 Hz à 5 kHz.

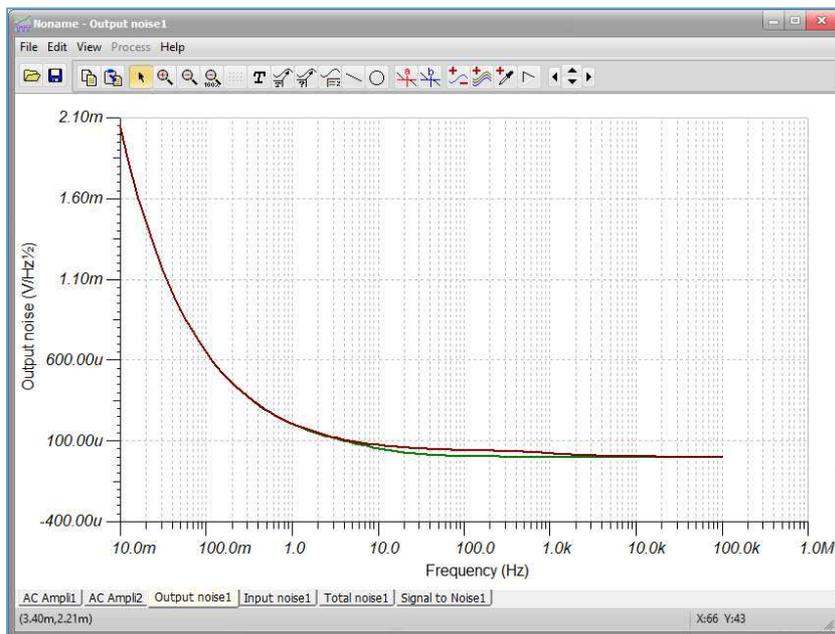


Fig. 71 : Courbe de la densité spectrale de tension totale de bruit reportée à la sortie d'un amplificateur de gain 10 000 (80dB) à ampli OP OP27 avec et sans contre-réaction sélective de limitation de la bande passante avec une fréquence de coupure $f_c = 10$ Hz. Graphisme : ON4IJ.

Total Noise : ici on observe très bien le bénéfice de la contre-réaction sélective (filtrage) où la tension totale de bruit RMS est nettement inférieure avec filtrage par rapport à la tension totale de bruit RMS sans filtrage. Le point de divergence entre les deux courbes se manifeste à partir de la fréquence de coupure de filtrage de 10 Hz.

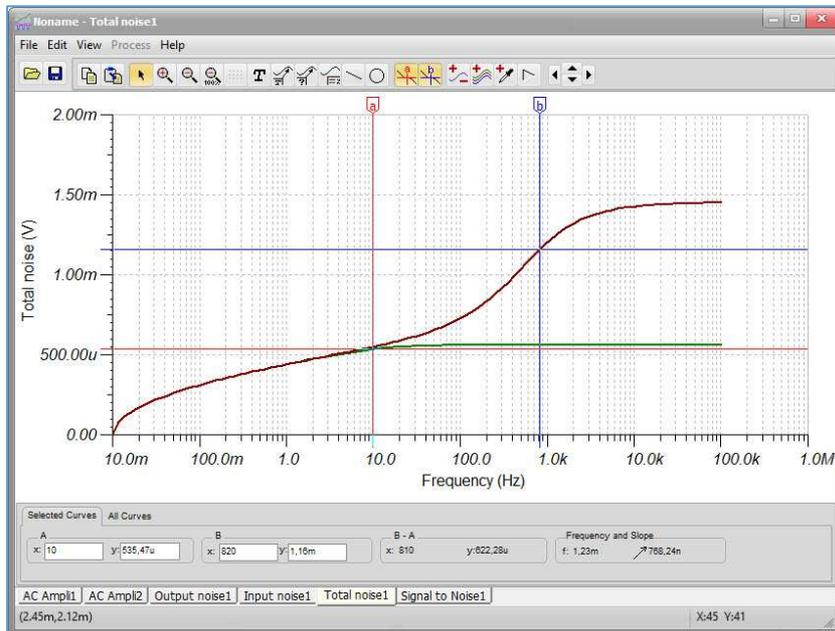


Fig. 72 : Courbe de la tension totale de bruit reportée à l'entrée d'un amplificateur de gain 10 000 (80dB) à ampli OP OP27 avec et sans contre-réaction sélective de limitation de la bande passante avec une fréquence de coupure $f_c = 10$ Hz. Graphisme : ON4IJ.

Signal to Noise : ici le bénéfice de la contre-réaction sélective se manifeste aussi sur la courbe du rapport signal sur bruit à partir de la fréquence de coupure du filtre qui est de 10 Hz.

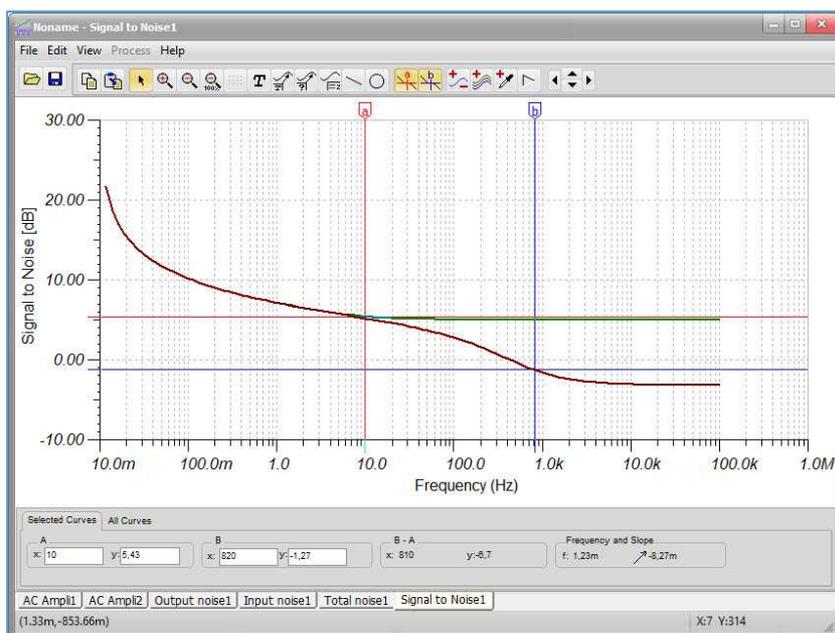


Fig. 73 : Courbe du rapport signal sur bruit d'un amplificateur de gain 10 000 (80dB) à ampli OP OP27 avec et sans contre-réaction sélective de limitation de la bande passante avec une fréquence de coupure $f_c = 10$ Hz. Graphisme : ON4IJ.

Rapport de réjection de l'alimentation d'un ampli OP (PSSR *Power Supply Rejection Ratio*) :

Un ampli OP doit être alimenté sous une tension à courant continu. Que cette alimentation soit simple (asymétrique), par exemple 0 V et +12 V, ou bien qu'elle soit symétrique, par exemple +12 V et -12 V, cette alimentation doit être la moins bruitée dans la mesure du possible pour une application d'une électronique à faible bruit. En effet, un ampli OP n'est pas infiniment insensible au bruit ou à l'ondulation résiduelle (*Ripple*) qui existe sur les branches d'alimentation. Certes un ampli OP a une certaine immunité au bruit, à l'ondulation résiduelle et aux parasites véhiculés par les branches de l'alimentation, mais cette immunité n'est pas infinie : elle se calcule, se mesure et est toujours donnée dans le *Datasheet* d'un ampli OP. Cette caractéristique est exprimée soit en $\mu\text{V/V}$, soit en dB.

POWER SUPPLY REJECTION RATIO	PSRR	$V_s = \pm 4\text{V to } \pm 18\text{V}$	1	10	2	20	$\mu\text{V/V}$
------------------------------	------	--	---	----	---	----	-----------------

Fig. 74 : Caractéristique du rapport de réjection de l'alimentation (PSSR) de l'ampli OP OP27. Source : Analog Devices.

En outre le rapport de réjection de l'alimentation (PSSR) d'un ampli OP est fonction de la fréquence du signal perturbateur véhiculé par les branches de l'alimentation.

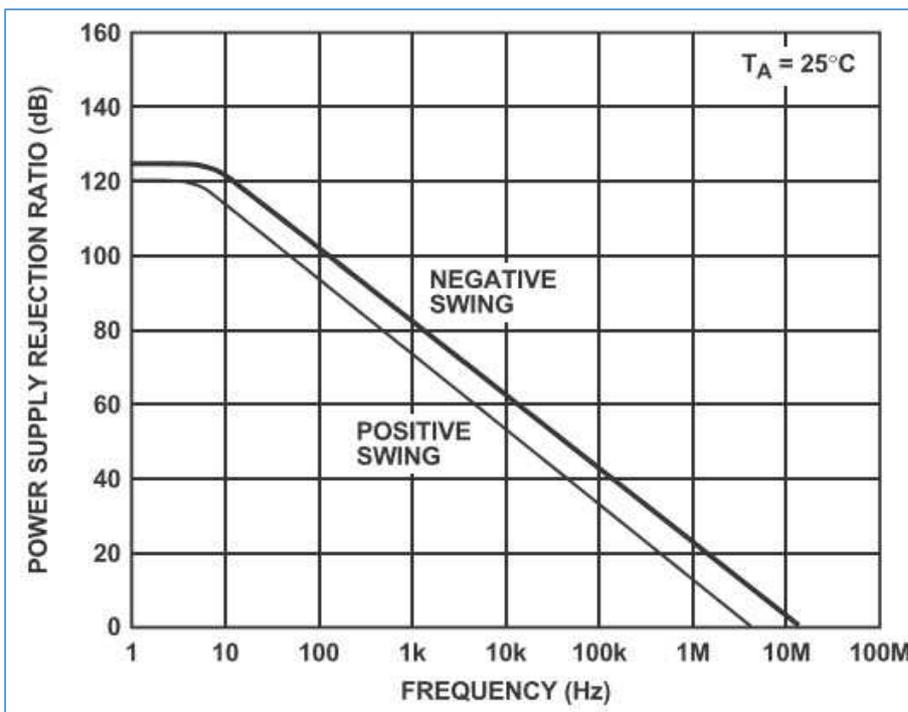


Fig. 75 : Rapport de réjection de l'alimentation (PSSR) en fonction de la fréquence du signal perturbateur véhiculé par les branches de l'alimentation de l'ampli OP OP27. Source : Analog Devices.

On constate sur la figure ci-dessus que le rapport de réjection de l'alimentation de l'ampli OP diminue très fort aux fréquences de valeurs élevées. Les alimentations régulées d'une architecture linéaire à transformateur abaisseur de tension 50 Hz, redressement et filtrage sont donc à préférer aux alimentations à découpage dont la fréquence de l'ondulation résiduelle est de fréquence relativement élevée et parfois de l'ordre de plusieurs dizaines de kilo Hertz.

Prenons deux alimentations, la première à redressement double alternance classique et dont l'amplitude de l'ondulation résiduelle après filtrage et régulation soit de 20 mV_{RMS} à une fréquence de 100 Hz, la deuxième alimentation à découpage dont l'amplitude de l'ondulation résiduelle est de la même valeur de 20 mV_{RMS} à une fréquence de 60 kHz. Le rapport de réjection de l'alimentation (PSSR) de l'ampli OP OP27 est de 94 dB à 100Hz et n'est plus que de 40 dB à 60 kHz. Examinons la conséquence du signal perturbateur de l'alimentation sur le signal de l'ampli OP reporté à son entrée (RTI) :

$$\text{PSSR @100 Hz : } 94 \text{ [dB]} \triangleq 10^{\left(\frac{94}{20}\right)} = 50\,119 \simeq 50\,000$$

$$\text{Perturbation sur le signal RTI @100 Hz : } \frac{20 \text{ [mV]}}{50\,000} = 400 \text{ [nV]}$$

$$\text{PSSR @60 kHz : } 40 \text{ [dB]} \triangleq 10^{\left(\frac{40}{20}\right)} = 100$$

$$\text{Perturbation sur le signal RTI @60 kHz : } \frac{20 \text{ [mV]}}{100} = 200 \text{ [}\mu\text{V]}$$

Il y a un moyen de s'affranchir des ondulations résiduelles et autres parasites véhiculés par les lignes d'alimentation en intercalant localement un post régulateur aux abords immédiats de chaque entrée d'alimentation de l'ampli OP. Il existe des régulateurs à faible chute de tension (*LDO Low Drop Out Linear Regulator*) qui sont particulièrement dédiés pour des électroniques sensibles grâce à leurs performances de réduction ou réjection des ondulations résiduelles d'alimentation. Voici quelques exemples dont on appréciera les performances de très faible bruit :

	V _{OUT}	Line Regulation : $\Delta V_{OUT}/\Delta V_{IN}$	Output Noise	PSSR ; Ripple Rejection
ADP7118	+5 V	±0,015 %/V	11 μV _{RMS}	88 dB @10 kHz
ADP7182	-5 V	±0,01 %/V	18 μV _{RMS}	66 dB @10 kHz
LT3045-1	+ADJ	0,5 μV/V	1,8 μV _{RMS}	90 dB @10 kHz
LT3094	-ADJ	0,1 μV/V	0,8 μV _{RMS}	90 dB @10 kHz
LM317TG	+ADJ	0,01 %/V	0,003 % V _{OUT}	90 dB @100 Hz
LM337TG	-ADJ	0,02 %/V	0,003 % V _{OUT}	90 dB @100 Hz

La caractéristique de régulation en fonction des variations de la tension d'entrée (*Line Regulation*) se révèle intéressante en plus de la performance au point de vue du rapport de réjection de l'alimentation.

Les régulateurs linéaires LDO sont plus performants que les régulateurs classiques LM317 et LM337 au point de vue de la tension de bruit de sortie car, pour une tension de sortie de 5 V, la caractéristique de 0,003 % V_{OUT} correspond à une tension de bruit de 150 μV_{RMS}.

Projet d'un testeur de bruit à ultra faible bruit :

L'idée d'un testeur de bruit à ultra faible bruit nous est venue pour tester des références de tension à ultra faible bruit destinées à des convertisseurs analogiques-numériques de précision et à haute résolution pour de l'instrumentation.

Ce testeur de bruit peut aussi servir à mesurer la tension de bruit des régulateurs LDO (*Low DropOut Linear Regulator*) à faible bruit. Ces régulateurs sont conçus de manière à avoir une très faible chute de tension entre l'entrée d'alimentation et la sortie de tension régulée. Parmi les LDO, il y a des modèles qui ont des caractéristiques de très bonnes performances au point de vue de la tension de bruit et sont donc dédiés tout spécialement à être intégrés dans des électroniques appropriées au traitement de signaux de très faible amplitude, c'est-à-dire des électroniques particulièrement sensibles.

Le testeur de bruit est essentiellement un amplificateur à très grand gain avec un filtre passe-haut passif à l'entrée qui permet d'éliminer la composante de tension à courant continu de la référence de tension sous test. La bande passante de l'amplificateur est celle qui est normalisée entre 0,1 Hz et 10 Hz, là où l'on mesure la tension de bruit crête à crête dans la région où prédomine le bruit $1/f$ *Flicker Noise*. Un filtre passe-bas actif est placé à la sortie de l'amplificateur. La fréquence de coupure du filtre passe-haut passif est donc de 0,1 Hz et celle du filtre passe-bas actif est donc de 10 Hz. Enfin, un dernier étage filtre passe-haut passif permet d'éliminer toute composante à courant continu résiduelle due à la tension de décalage (*Offset*) des amplificateurs à ampli OP.

Nous avons consulté plusieurs sources d'informations à ce sujet. Celles-ci sont décrites en annexe à la fin de cet article. Dans nos recherches, nous avons découvert qu'il y a plusieurs astuces technologiques qui permettent d'obtenir des bonnes performances pour un testeur de bruit.

Schéma-bloc du projet d'un testeur de bruit :

Le schéma-bloc de notre projet a évolué au fur et à mesure de nos recherches et de nombreuses simulations en matière d'analyse de bruit ont été effectuées. Avant de décrire le schéma-bloc définitif, voici l'idée de départ illustrée à la figure suivante :

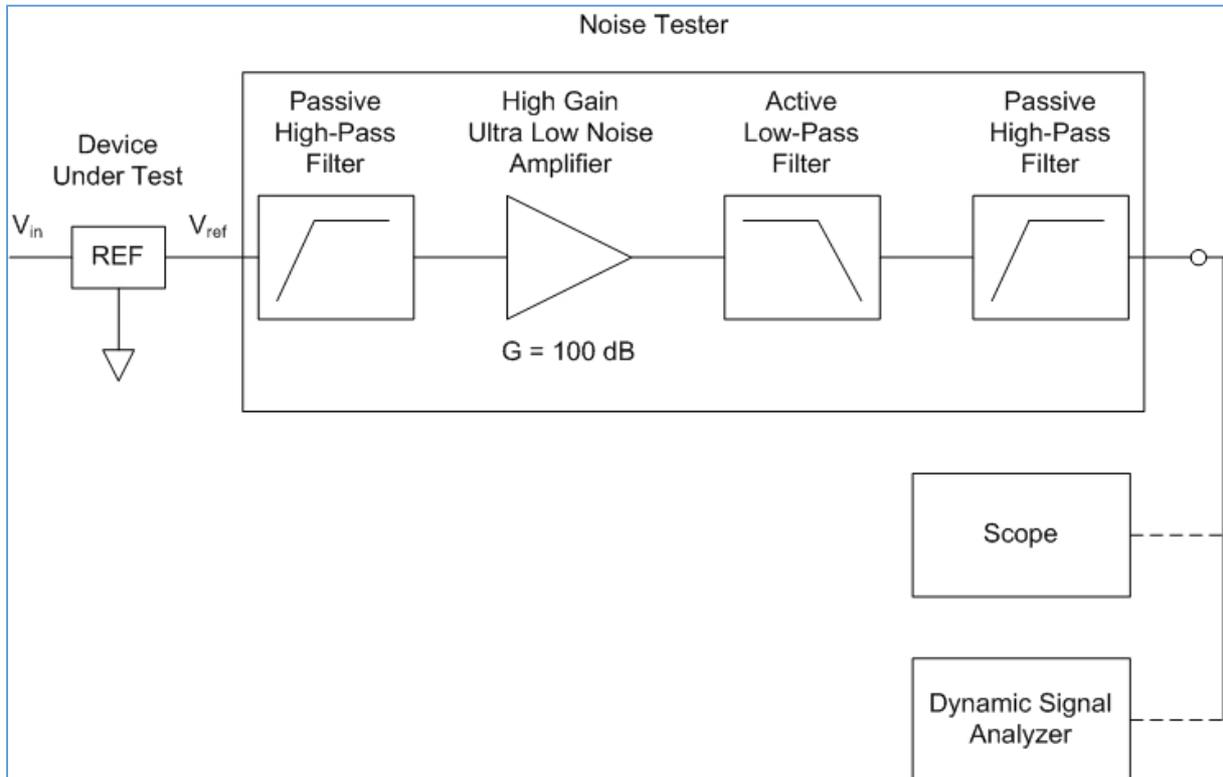


Fig. 76 : Schéma-bloc représentant l'idée générale de l'architecture d'un testeur de bruit. Graphisme : ON4IJ.

Filtre passe-haut passif à fréquence de coupure de 0,1 Hz, un défi technologique pour des signaux de très faibles amplitudes :

Le filtre passe-haut est du premier ordre et est constitué d'une simple cellule RC avec un condensateur en série (condensateur de liaison ; *DC Link*) et d'une résistance de charge. La valeur de la résistance de charge (idéalement la plus faible possible) doit être choisie de manière à obtenir une valeur compatible pour le condensateur. En effet, la valeur de la fréquence de coupure de ce filtre est très faible (ou exprimée en d'autres mots d'une constante de temps élevée). Pour un choix d'une résistance de faible valeur, cela mène à devoir choisir un condensateur de capacité élevée. Toutefois, la valeur de la capacité du condensateur doit rester compatible pour un condensateur de liaison qui doit avoir des caractéristiques tout à fait particulières en ce qui concerne le courant de fuite (*Leakage Current*). Pour un courant de fuite donné dans les caractéristiques du condensateur, la valeur de la résistance du filtre ne peut pas être trop élevée car la tension aux bornes de la résistance est directement proportionnelle à la valeur de celle-ci et directement proportionnelle au courant de fuite du condensateur. La tension continue résiduelle à la sortie du filtre doit être la plus faible possible pour éviter la saturation de l'amplificateur à gain élevé du testeur de bruit.

Courant de fuite d'un condensateur de liaison ou d'un filtre passe-haut :

Le courant de fuite d'un condensateur peut être exprimé sous diverses unités dans les feuilles des caractéristiques publiées par les constructeurs. En s'appuyant sur le schéma équivalent d'un condensateur, le courant de fuite est dû à la résistance équivalente de fuite placée en parallèle sur le condensateur. Cette résistance est de l'ordre de plusieurs dizaines ou centaines de MΩ et peut même approcher le TΩ (Téra Ohm) pour des condensateurs à très faible valeur de courant de fuite. Le courant de fuite devient dans ce cas une fonction de la tension aux bornes du condensateur

Le courant de fuite d'un condensateur peut être exprimé en ΩF ou en MΩμF. En effet, la résistance de fuite d'un condensateur est inversement proportionnelle à la capacité nominale du condensateur.

On obtient la résistance équivalente de fuite et le courant de fuite comme suit :

Résistance équivalente de fuite donnée par le constructeur : 50 [ΩF]

Capacité nominale du condensateur : 10 [μF]

$$\text{Résistance de fuite du condensateur : } R_{DCL} = \frac{50 \text{ [}\Omega\text{F]}}{10 \cdot 10^{-6} \text{ [F]}} = 5 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

$$\text{Courant de fuite sous une tension de } 5 \text{ [V] : } I_{DCL} = \frac{5 \text{ [V]}}{5 \cdot 10^6 \text{ [}\Omega\text{]}} = 1 \text{ [}\mu\text{A]}$$

Cette unité ΩF ou MΩμF peut encore être exprimée en seconde, en effet : RC représente une constante de temps.

Constante de temps exprimée en [s] par le constructeur : 30 000 [s]

Capacité nominale du condensateur : 100 [μF]

$$\text{Résistance de fuite du condensateur : } R_{DCL} = \frac{30\,000 \text{ [s]}}{100 \cdot 10^{-6} \text{ [}\mu\text{F]}} = 300 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

$$\text{Courant de fuite sous une tension de } 600 \text{ [V] : } I_{DCL} = \frac{600 \text{ [V]}}{300 \cdot 10^6 \text{ [}\Omega\text{]}} = 2 \text{ [}\mu\text{A]}$$

Le courant de fuite peut encore être exprimé sous la forme d'un facteur affectant la quantité CV ($Q = CV$: charge d'un condensateur). Le constructeur spécifie qu'après un temps défini (en général 1 min ou 2 min), temps de charge du condensateur, la tension aux bornes du condensateur atteint sa valeur nominale. En général, le condensateur est placé en série avec une résistance de valeur normalisée de 1 k Ω pour spécifier la charge du condensateur. Le temps défini par le constructeur correspond à plusieurs fois la constante de temps du circuit RC composé par le condensateur et la résistance de 1 k Ω . Le courant de fuite s'obtient alors comme suit :

Courant de fuite sous forme de facteur de charge donné par le constructeur : $0,002 \cdot CV$

Capacité nominale du condensateur : 1500 [μF]

Tension (maximale) de service du condensateur donné par le constructeur : 25 [V]

Courant de fuite : $I_{DCL} = 0,002 \cdot 1500 [\mu\text{F}] \cdot 25 [\text{V}] = 75 [\mu\text{A}]$

On peut en déduire le courant de fuite pour une tension de travail (*Working Voltage*), c'est-à-dire sous la tension existante aux bornes du condensateur dans l'application :

Courant de fuite à la tension de service : $I_{DCL} = 0,002 \cdot 1500 [\mu\text{F}] \cdot 25 [\text{V}] = 75 [\mu\text{A}]$

Courant de fuite à une tension de travail de 5 [V] : $I_{DCL} = 0,002 \cdot 1500 [\mu\text{F}] \cdot 5 [\text{V}] = 15 [\mu\text{A}]$

Dans le monde réel, les choses ne sont pas si simples car il y a un phénomène dont il faut tenir compte : il s'agit de la formation de la couche d'oxyde par exemple pour des condensateurs électrolytiques ou au tantale liquide.

Lorsque ces condensateurs (électrolytiques ou au tantale liquide) ont subi un stockage prolongé, c'est-à-dire sous une tension de 0 V, la couche d'oxyde inter-électrodes du condensateur se dégrade à long terme. Lors de la première remise sous tension, le condensateur doit reformer la couche d'oxyde. Le courant de fuite qui participe à la reformation de la couche d'oxyde est alors de valeur élevée et dépasse même celle qui est spécifiée par le constructeur. Il faut alors laisser le condensateur sous tension pendant une période de 24 heures pour que la couche d'oxyde soit reformée. Après cette période de « recyclage » du condensateur, le courant de fuite retrouve les valeurs annoncées par le constructeur.

En revenant au filtre passe-haut que nous devons placer devant l'étage d'entrée du testeur de bruit, nous avons choisi une valeur de résistance appropriée de 1,2 k Ω pour obtenir une fréquence de coupure de 0,1 Hz. Nous devons donc choisir un condensateur d'une capacité de :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \Leftrightarrow C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 0,1 [\text{Hz}] \cdot 1,2 \cdot 10^3 [\Omega]} = 1,326 \cdot 10^{-3} [\text{F}] \simeq 1400 [\mu\text{F}]$$

À la recherche d'un condensateur dont le courant de fuite est inférieur à 5 nA :

Comme l'amplificateur du testeur de bruit a un gain de 100 dB, cela signifie qu'il amplifie le signal d'un facteur 100 000. Pour que l'amplificateur ne soit pas saturé, il faut que la tension DC résiduelle à la sortie du filtre passe-haut, une fois amplifiée, reste inférieure à la tension d'alimentation de l'ampli OP. La tension d'alimentation du premier étage amplificateur a été choisie à une valeur de +5 V et -5 V. On peut admettre que la tension DC à la sortie de cet étage amplificateur soit inférieure à 1 V. La tension résiduelle à la sortie du filtre passe-haut ne doit donc pas dépasser 10 µV.

Or le circuit RC du filtre passe-haut est constitué d'une résistance de 1,2 kΩ. Ainsi, le courant de fuite maximum admissible pour le condensateur est de :

$$I = \frac{U}{R} = \frac{10 \cdot 10^{-6} \text{ [V]}}{1200 \text{ [}\Omega\text{]}} = 8,34 \cdot 10^{-9} \text{ [A]} \approx 8 \text{ [nA]}$$

Il se peut qu'il soit difficile de trouver ou bien de s'approvisionner d'un condensateur d'une telle performance et d'une capacité aussi élevée que 1400 µF. Ainsi, on pourrait associer deux condensateurs de 700 µF en parallèle pour atteindre la capacité voulue. Dans ce cas, les courants de fuite des deux condensateurs s'additionnent. L'objectif est donc de sélectionner des condensateurs dont le courant de fuite est inférieur à 5 nA sous une tension de travail de l'ordre de 2,5 V à 5 V qui correspond à la gamme de tension des références de tension à très faible bruit.

Candidats possibles de condensateurs de large capacité et à très faible courant de fuite :

La diversité des types de condensateurs est énorme et il y a pratiquement un type de condensateur par application électronique spécifique. Le choix du bon condensateur à la bonne place dans une électronique devient parfois une tâche ardue et laborieuse. Ce composant électronique passif et si simple est bien plus complexe à comprendre dans le domaine de la technologie comparé à d'autres composants passifs.

Commençons par écarter les types de condensateurs qui ne conviennent pas à notre application. Les condensateurs céramiques sont à éviter car ils sont sujet à un effet piézo-électrique. Cet effet se manifeste avec une intensité inacceptable pour une application à des faibles signaux et où le courant de fuite est critique. Seuls les condensateurs du type COG/NP0 sont plus stables et moins sujets à l'effet piézo-électrique mais ne sont pas disponibles dans des valeurs élevées de capacité.

La majorité des condensateurs électrolytiques ne sont pas suffisamment performant au point de vue du courant de fuite. Il existe toutefois des condensateurs à faible courant de fuite (*Low Leakage Aluminium Electrolytic Capacitors*) mais ceux-ci ne prouvent pas toujours les performances qui sont requises pour notre application. Il y a toutefois moyen de procéder à une sélection pour un composant du même modèle. On procède ensuite à un triage en effectuant des mesures systématiques du courant de fuite sur un large échantillon de pièces. Il y a lieu de se rappeler le phénomène de reformage de la couche d'oxyde que l'on doit effectuer sur plusieurs cycles de charges et décharges par périodes de 24 heures.

Les condensateurs du type film peuvent éventuellement convenir, en particulier les condensateurs au polypropylène, pour des applications pas trop exigeantes au point de vue du courant de fuite. On peut retenir ce type de composant pour le filtre passe-haut situé en fin de chaîne d'amplification du testeur de bruit et pour le filtre actif passe-bas faisant partie du schéma-bloc de ce projet.

Le type de condensateur qui est recommandé pour notre application est le modèle tantale liquide d'une fabrication toute particulière : *Wet Slug Tantalum* (littéralement « limace de tantale mouillée »), en plus complet, *Wet Electrolyte Sintered Pellet Anode Tantalum Capacitor* (condensateur au tantale à anode en granules frittés et à électrolyte liquide). L'électrolyte liquide (solution d'acide sulfurique H_2SO_4) en contact avec un fourreau en argent (ou en tantale) forme la cathode (plaque négative). L'anode (plaque positive) est constituée de deux parties : (1) un fil de tantale qui est serti dans (2) un agglomérat de granulat de tantale fritté. Le frittage est un procédé de fabrication de pièces consistant à chauffer une poudre de métal compacté sans atteindre le point de fusion. Sous l'effet de la chaleur, les grains de la poudre du métal se « soudent » entre eux, ce qui forme la cohésion de la pièce. Le diélectrique du condensateur est réalisé par le dépôt d'un film de pentoxyde de tantale (Ta_2O_5) sur l'anode par un procédé d'électrolyse. Le pentoxyde de tantale est caractérisé par une rigidité diélectrique de valeur élevée et par une constante diélectrique très élevée qui a une valeur de $K = 26$, ce qui est trois fois supérieur à la constante diélectrique de l'oxyde d'aluminium. Du fait que l'anode soit constituée d'un agglomérat de grains très fins de tantale, l'agglomérat est relativement poreux et offre donc une surface très élevée pour un petit volume. Enfin, ce type de condensateur *Wet Slug Tantalum* est recommandé dans les applications où un courant de fuite le plus faible est exigé.

Il y a deux constructeurs qui fabriquent ce type de condensateur à très haute performances : Vishay (modèle XTV) et Mallory (modèle CLR17 ou XTVS).



XTH, XTK, XTL, XTM, XTV
 Vishay

Wet Tantalum Capacitors
Cylindrical Body, Hermetically Sealed



FEATURES

- High temperature
- High voltage
- High capacitance
- Withstands high frequency vibration to 2000 Hz
- Hermetically sealed
- Long shelf life
- DLA drawings 04022 and 04033
- Terminations: standard 100 % nickel (RoHS compliant)
- Mounting: arrays and assemblies
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912


RoHS
 COMPLIANT

PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Operating Temperature: -55 °C to +175 °C with proper derating

Voltage Range: 8 V_{DC} to 630 V_{DC} at 85 °C

Reverse Voltage: none

Capacitance Range: 2 µF to 2200 µF

Tolerance Range:

- 15 % to +50 % (standard for XTK, XTM, XTV)
- 15 % to +75 % (standard for XTH, XTL)
- ± 20 % (special order)

Fig. 77 : Extrait du *Datasheet* des condensateurs *Wet Slug Tantalum* Vishay XTV. Source : Vishay.

CLR17 (MIL-C-39006/20) Wet Tantalum Capacitors



Wet Tantalum Capacitors



- High Temperature
- High Voltage
- High Capacitance
- Withstands High Frequency Vibration to 2000 Hz
- Hermetically Sealed
- Long Shelf Life
- Failure Rate Levels L, M and P

GENERAL SPECIFICATIONS

Operating Temperature: -55°C to +125°C with voltage derating

Voltage Range: 30 to 630 VDC @ 85°C

Reverse Voltage: None

Capacitance Range: 12 μF to 1300 μF

Tolerance Ranges: ±20%
-15 +50%

$$ESR = \frac{10,000 \times DF}{6.28 \times f \times \mu F}$$

DF = Dissipation Factor %
f = Frequency in Hz

Case Sizes:
Diam Lgth
1.125 .600 to 2.812

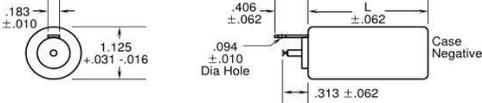


Fig. 78 : Extrait du *Datasheet* des condensateurs *Wet Slug Tantalum* Mallory CLR17. Source : Mallory.

Si vous voulez vous approvisionner de ce type de condensateur auprès de votre fournisseur habituel de composants électroniques, il faudra y réfléchir à deux fois : QJS+++ !

XTV138T030R4L




Enlarge

Images are for reference only See Product Specifications

Compare Product

Mouser No: 74-XTV138T030R4L

Mfr. No: XTV138T030R4L

Mfr.: Vishay

Customer No:

Description: Tantalum Capacitors - Wet 1300uF 30volts -15% to +50%

Datasheet: [XTV138T030R4L Datasheet \(PDF\)](#)

ECAD Model: [Build or Request PCB Footprint or Symbol](#)

Download the free Library Loader to convert this file for your ECAD Tool. Learn more about the ECAD Model.

Add To Project | Add Notes

Availability

Stock: 0

Factory Lead Time: 10 Weeks

Enter Quantity: Minimum: 2 Multiples: 1

This Product Ships FREE

Pricing (EUR)

Qty.	Unit Price	Ext. Price
2	630,26 €	1.260,52 €
5	560,22 €	2.801,10 €
10	504,21 €	5.042,10 €
25	420,17 €	10.504,25 €

Fig. 79 : Condensateur de 1300μF / 30 V Vishay XTV *Wet Slug Tantalum*. Source : Mouser.

Si vous avez un peu de chance, vous pouvez trouver ce type de condensateur sur le marché de seconde main en composant neuf dans la boîte (NIB *New In Box*).

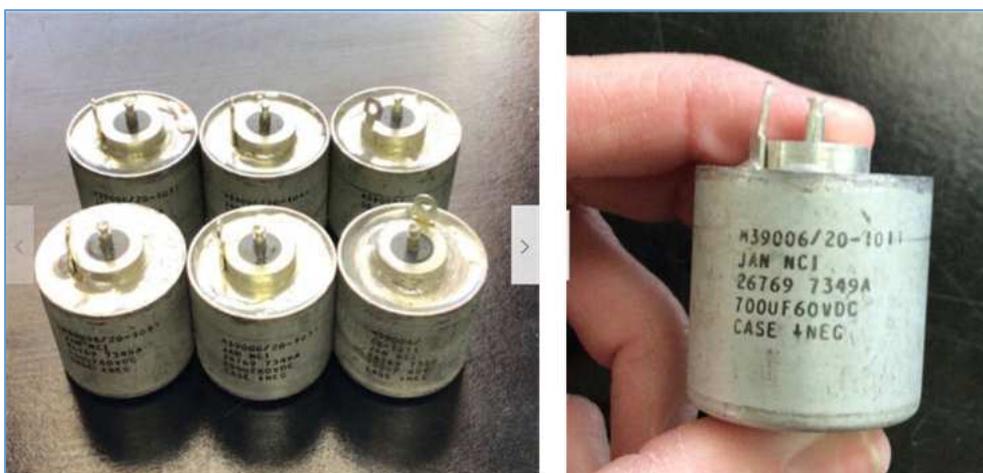


Fig. 80 : Condensateur de 700μF / 60 V Mallory CLR17 *Wet Slug Tantalum*. Source : Ebay.

Tests et reformage de la couche d'oxyde de condensateurs *Wet Slug Tantalum* Mallory de 700 μ F / 60 V :



Fig. 81 : Tests et reformage de la couche d'oxyde de condensateurs de 700 μ F / 60 V Mallory CLR17 *Wet Slug Tantalum*. Cliché : ON4IJ.

Les condensateurs sont alimentés sous différentes tensions entre 3 V et 48 V avec chacun une résistance de 1 k Ω en série sur plusieurs cycles de charge et de décharge sur des périodes de 24 heures. Un microvoltmètre Rohde & Schwarz du type UIG est raccordé en parallèle sur la résistance pour mesurer le courant de fuite de chaque condensateur. Après plusieurs jours de cycles de charge décharge et recharge sur les condensateurs, l'alimentation régulée est réglée sur une tension de 5 V et la tension mesurée aux bornes des résistances de 1 k Ω descend jusqu'à 5 μ V, ce qui correspond à un courant de fuite de 5 nA.

Simulation du filtre passe-haut $f_c = 0,1$ Hz à l'entrée d'un amplificateur de gain de 80 dB avec un ampli OP OP27 :

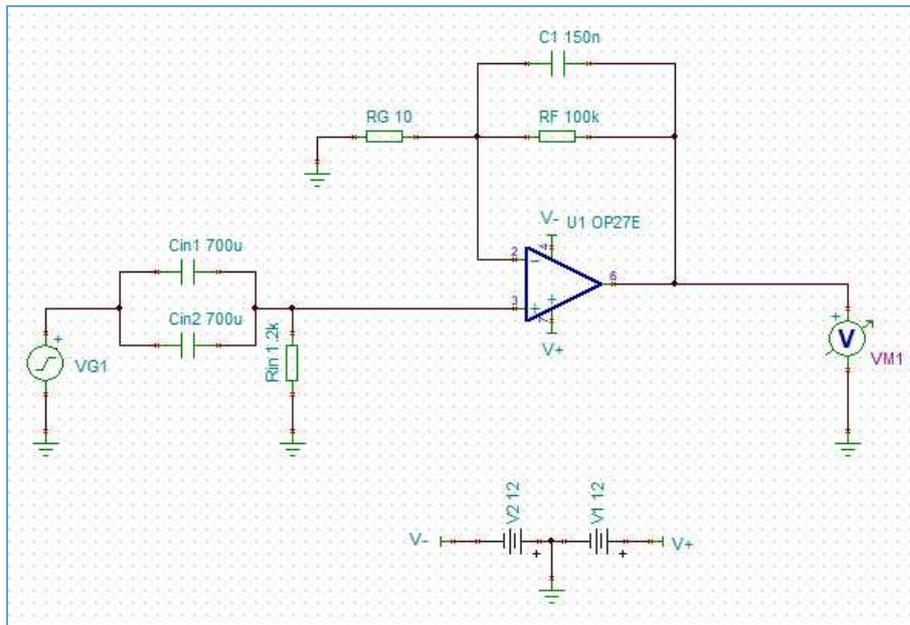


Fig. 82 : Schéma d'un amplificateur de gain 80 dB avec filtre passe-haut de fréquence de coupure $f_c = 0,1$ Hz placé à l'entrée. Graphisme : ON4IJ.

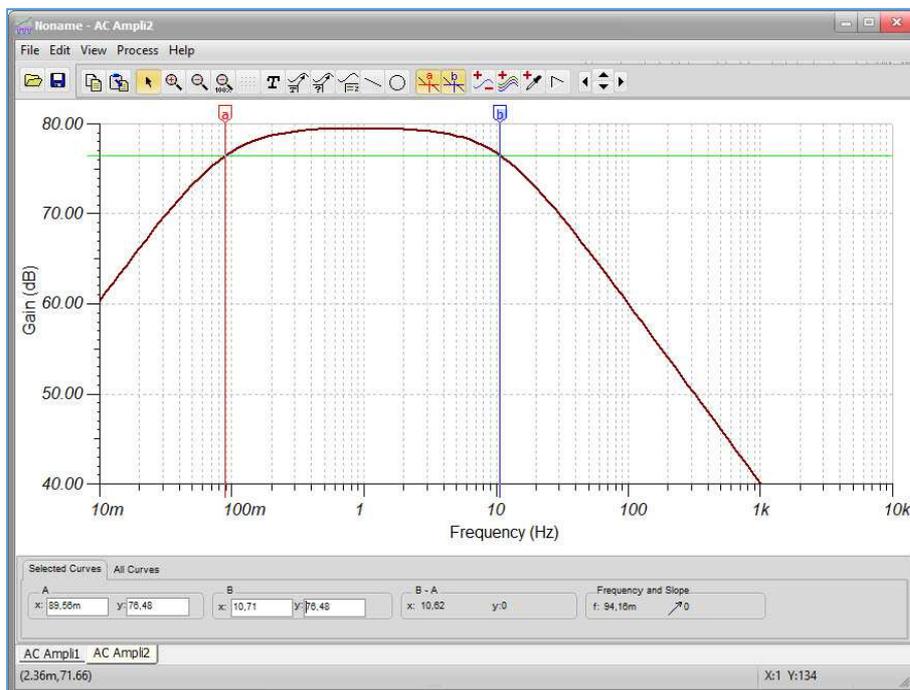


Fig. 83 : Courbe de réponse en amplitude de l'amplificateur avec un filtre passe-haut de fréquence de coupure $f_c = 0,1$ Hz placé à l'entrée et une contre-réaction sélective formant un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure $f_c = 10$ Hz. Graphisme : ON4IJ.

Nous avons un bon début pour le testeur de bruit car la bande passante de l'amplificateur est comprise entre 0,089 Hz et 10,71 Hz, ce qui est très proche de la bande passante de mesure normalisée entre 0,1 Hz et 10 Hz.

À la recherche d'un ampli OP à ultra faible bruit spécialement dans la région 1/f *Flicker Noise* (bande passante utile comprise entre 0,1 Hz et 10 Hz) :

Après plusieurs recherches, calculs et simulations, nous avons retenu quelques amplis OP pour le testeur de bruit :

- LT1028A : Linear Technology Ultralow Noise Precision High Speed OP Amp ;
- LT1792A : Linear Technology Low Noise Precision JFET Input OP Amp ;
- ADA4523-1 : Analog Devices Low Noise Zero Drift OP Amp ;
- ADA4625-1 : Analog Devices Low Noise Fast Settling JFET OP Amp.

Les deux premiers modèles d'ampli OP LT1028A et LT1792A de la société Linear Technology existent depuis de nombreuses années, ce sont d'anciens amplis OP mais qui ont toujours cours sur le marché actuel des composants électroniques. Le LT1028A est choisi pour ses performances de la densité spectrale de tension de bruit et est particulièrement adapté pour des résistances de source de faibles valeurs. La valeur optimale de résistance de source est de l'ordre de 100 Ω .

Le LT 1792A est choisi pour ses performances de la densité spectrale de courant de bruit et est plus adapté pour des résistances de source de valeurs élevées. La valeur optimale de la résistance de source est de l'ordre de 10 k Ω à 100 k Ω . Cette caractéristique sera nécessaire pour la mise au point du filtre actif passe-bas de fréquence de coupure relativement basse : $f_c = 10$ Hz. Ainsi, les valeurs des capacités de ce filtre pourront rester dans des valeurs compatibles pour un filtre actif : de 47 nF à 330 nF pour des résistances de 100 k Ω à 220 k Ω . D'autres simulations doivent être effectuées avec des résistances de l'ordre de 47 k Ω à 100 k Ω ou bien de 10 k Ω à 22 k Ω .

Les deux modèles suivants sont des amplis OP de dernière génération de la société Analog Devices et sont particulièrement performant dans la région 1/f *Flicker Noise*. L'ampli OP ADA4523-1 est conçu sur une technique tout à fait particulière pour de l'électronique analogique : il s'agit d'un *Chopper Amplifier* (littéralement amplificateur à « hacheur »). L'ampli OP ADA4625-1 est classique avec des JFET à l'entrée pour obtenir une faible valeur de la densité spectrale de courant de bruit.

	e_n BB nV/Rt Hz	e_n flicker nV/Rt Hz	i_n BB xA/Rt Hz	i_n flicker xA/Rt Hz	GBW MHz
LT1028A	0,85 (1 kHz)	1 (10 Hz)	1 p (1 kHz)	4,7 p (10 Hz)	50
LT1792A	4,2 (1 kHz)	8,3 (10 Hz)	10 f (1 kHz)	-	5,6
ADA4523-1	4,2 (1 kHz)	4,2 (1 Hz)	1 p (1 kHz)	1,1 p (1 Hz)	5
ADA4625-1	3,3 (1 kHz)	5,5 (10 Hz)	4,5 f (1 kHz)	-	18

Amplificateur *Chopper* à modulateur et démodulateur par signal carré :

Les amplificateurs *Chopper* ont la particularité de réduire la tension de décalage (*Offset*) aussi bien à l'entrée qu'à la sortie d'un ampli OP. Ces amplificateurs ont aussi l'avantage de réduire le bruit $1/f$ *Flicker Noise*. Dans notre application, le choix d'un ampli OP à *Chopper* se justifie amplement.

Un amplificateur *Chopper* classique prélève la tension de décalage (*Offset*) d'un ampli OP principal et redirige cette tension vers un ampli OP auxiliaire qui va la stocker dans des condensateurs. La tension stockée va ensuite être redirigée vers l'entrée de correction de la tension de décalage de l'amplificateur principal (*Offset Trim* ou *Offset Nulling*). Cette succession de redirections de la tension de décalage s'effectue à une cadence élevée, c'est-à-dire à une fréquence de hachage située au-delà de la bande passante utile de l'amplificateur.

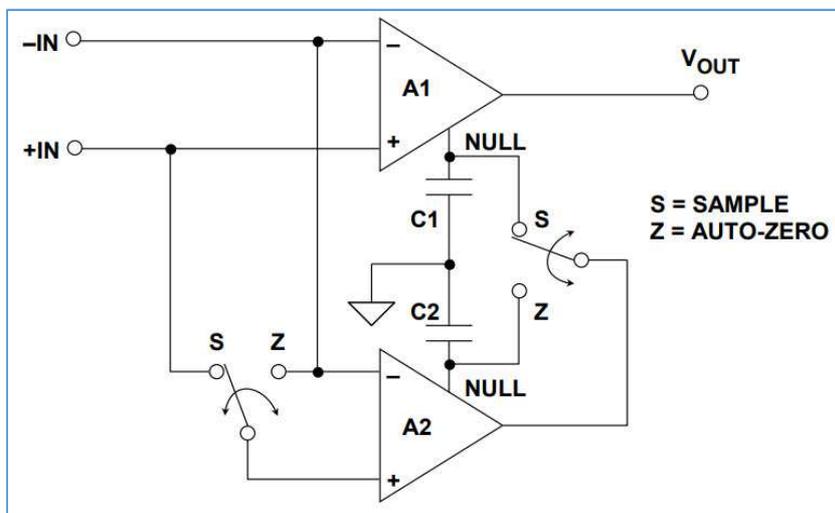


Fig. 84 : Amplificateur *Chopper* pour la réduction de la tension de décalage d'un ampli OP. Source : MT-055 Chopper-Stabilized (Auto-Zero) Precision OP Amps, Analog Devices, Octobre 2008.

Une autre méthode pour réaliser un amplificateur *Chopper* consiste à moduler et à démoduler le signal utile par un signal carré. Le modulateur et le démodulateur sont constitués d'un réseau de simples interrupteurs inverseurs bipolaires (appelés « permutateurs » dans les installations électriques de bâtiments).

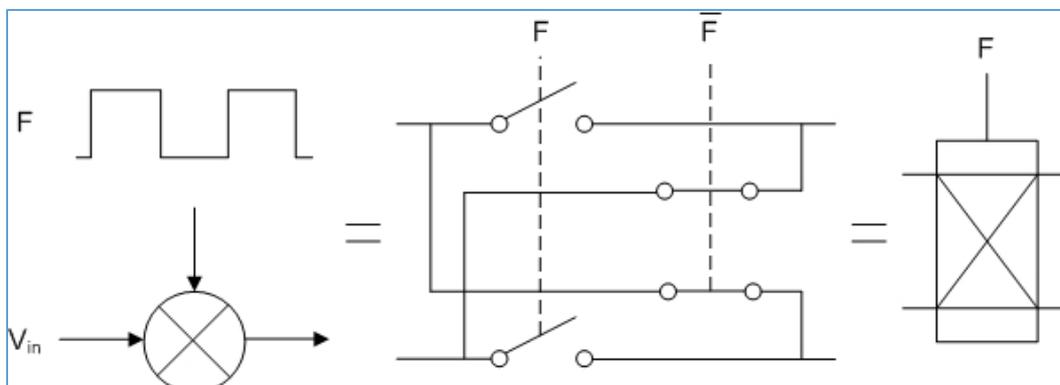


Fig. 85 : Principe du *Chopper* qui devient ici un modulateur piloté par un signal carré. Graphisme : ON4IJ.

Comportement d'un amplificateur *Chopper* dans le domaine du temps :

Le signal présenté à l'entrée de l'amplificateur est modulé deux fois (modulé et démodulé) par le signal carré V_{ch} à la fréquence f_{ch} par l'intermédiaire de deux *Choppers*. Le signal utile se retrouve amplifié à la sortie de l'ampli OP sans subir de déformation. La tension de décalage (*Offset*) V_{OS} de l'ampli OP devient à la sortie un signal carré de fréquence f_{ch} et dont la valeur moyenne est nulle. Ce signal carré résiduel est éliminé par un filtre passe-bas (*Low-Pass Filter*).

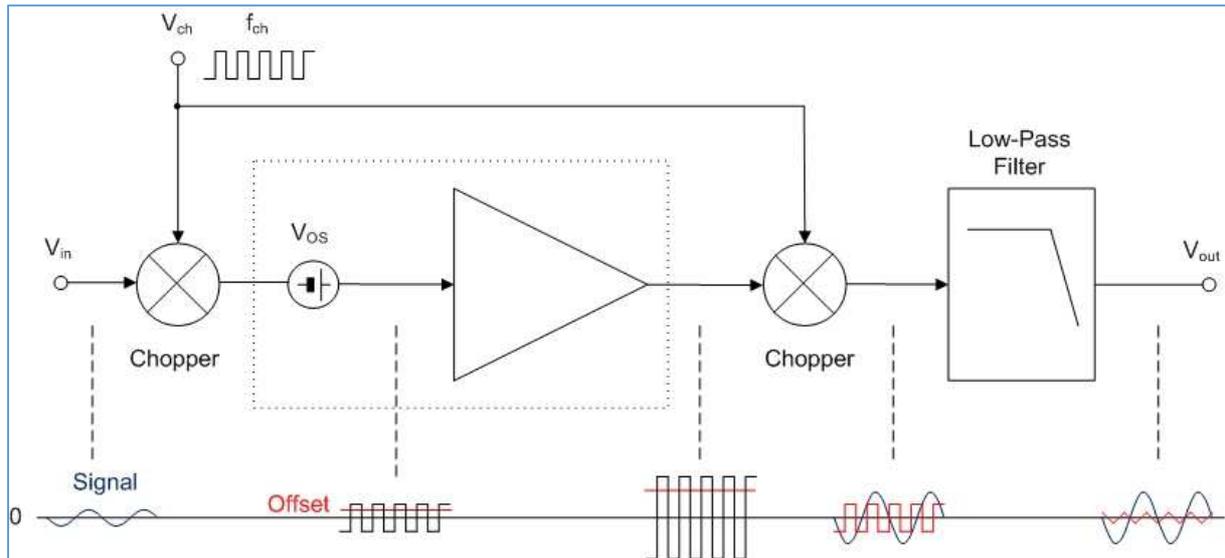


Fig. 86 : Schéma-bloc d'un amplificateur *Chopper*. Graphisme ON4IJ.

Il est à remarquer que le signal carré doit avoir un rapport cyclique (*Duty Cycle*) critique et précis de 50 % ; tout écart par rapport à cette valeur aurait pour conséquence de développer une tension DC résiduelle de décalage à la sortie de l'amplificateur. On obtient un rapport cyclique précis de 50 % au moyen de bascules Flip-Flop. Par exemple pour une tension $V_{OS} = 1 \text{ mV}$ et une fréquence $f_{ch} = 50 \text{ kHz}$ avec une erreur de 1 ns entre les deux demies-périodes du signal carré, on obtient une tension DC résiduelle de 100 nV.

La présence nécessaire d'un filtre passe-bas a pour conséquence de limiter la bande passante du système ; ainsi, les amplificateurs *Chopper* sont plus dédiés au traitement de signaux de mesure DC (grandeurs de mesure en courant continu) et aux signaux à basses fréquences ou à très basses fréquences. Le filtre passe-bas doit être de qualité suffisante pour réduire le signal carré à un niveau minimum acceptable.

Il faut aussi garder à l'esprit que les « interrupteurs » des modulateurs (en général en technologie CMOS *Complementary Metal Oxide Semi-conductor*) ont une résistance de conduction (R_{ON}) ; parfois cette résistance peut se comporter comme source de bruit thermique supplémentaire dans un amplificateur *Chopper*.

Enfin, un amplificateur *Chopper* traite le signal par l'intermédiaire de la fréquence du *Chopper*. Ainsi, le gain effectif de l'amplificateur n'est plus celui qu'il peut offrir pour un signal DC ou à basse fréquence ; le gain effectif de l'amplificateur est celui qui existe à la valeur de la fréquence f_{ch} du signal carré.

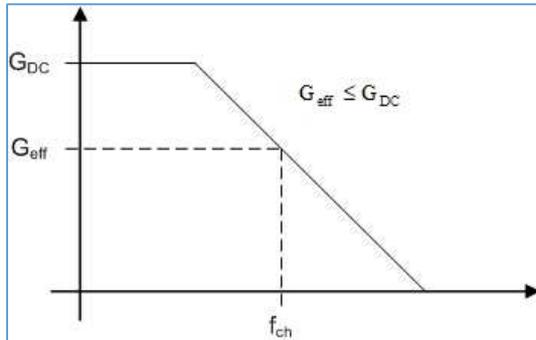


Fig. 87 : Le gain effectif d'un amplificateur *Chopper* est inférieur à celui qui puisse exister pour un signal DC ou à basse fréquence. Graphisme ON4IJ.

Comportement d'un amplificateur *Chopper* dans le domaine de la fréquence :

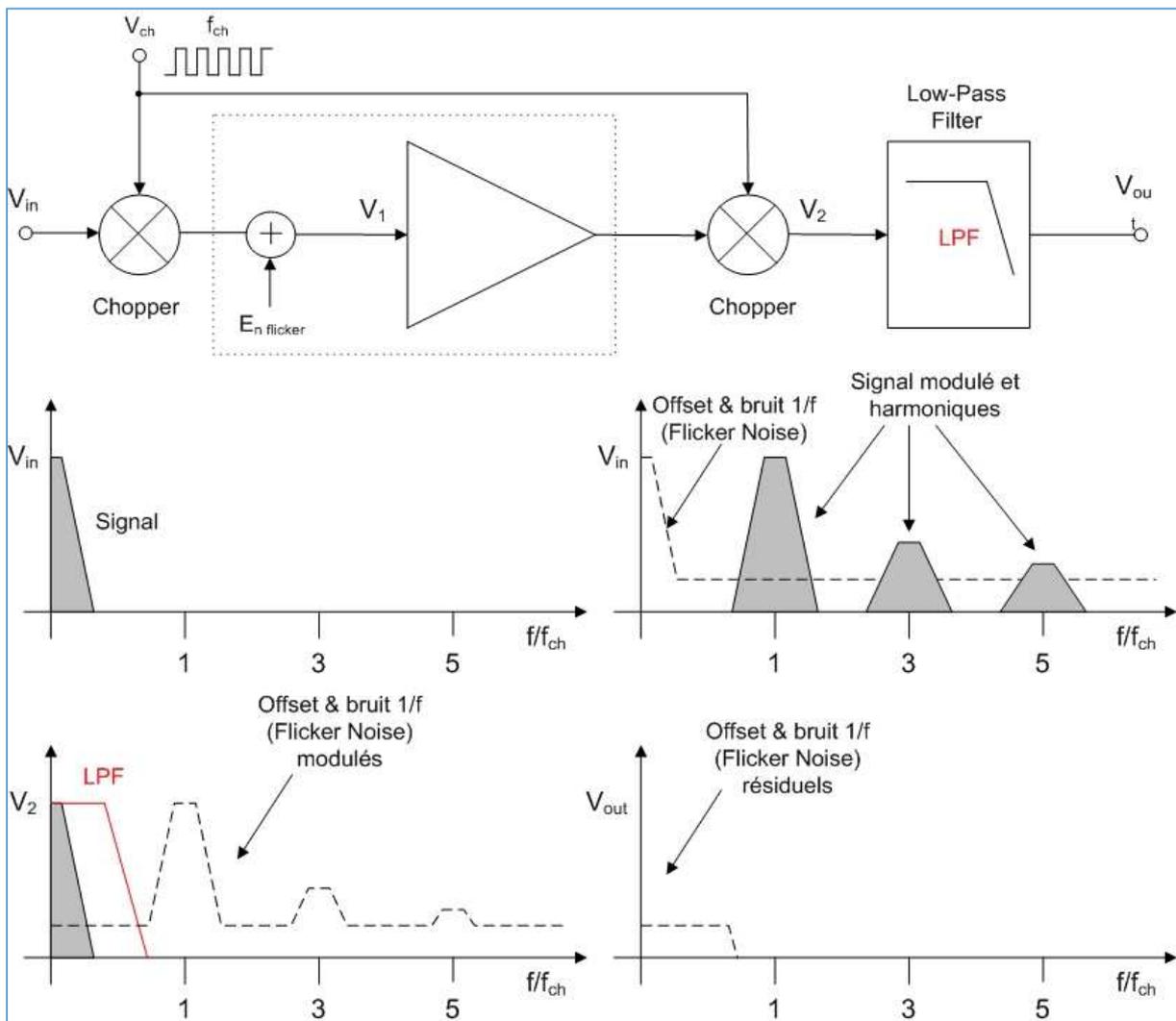


Fig. 88 : Comportement d'un amplificateur *Chopper* dans le domaine de la fréquence. Graphisme : ON4IJ.

Le signal à basse fréquence (V_{in} en bande de base) est modulé par le 1^{er} *Chopper*. Comme la modulation est effectuée par un signal carré, on retrouve les composantes de ce signal (V_1) sur le fondamental et les harmoniques impaires de la fréquence f_{ch} dans le domaine de la fréquence. Le signal (le fondamental et ses harmoniques) est amplifié par l'ampli OP et est ensuite démodulé par le 2^{ème} *Chopper* (V_2). Lorsque le fondamental et les harmoniques du signal sont démodulés, on retrouve toute l'énergie du signal converti à nouveau sur la bande de base du signal (V_2).

La tension de décalage est les composantes du bruit $1/f$ (*Flicker Noise*) sont modulées par le 1^{er} *Chopper* et on retrouve ces composantes après démodulation par le 2^{ème} *Chopper*, cela, juste avant le filtre passe-bas sous la forme de composantes du fondamental et des harmoniques d'un signal carré dont la fréquence équivaut celle du signal carré ayant servi à la modulation et à la démodulation. Le fondamental et les harmoniques de ce signal carré d'*Offset* et de bruit $1/f$ (*Flicker Noise*) modulé et démodulé ont une valeur moyenne nulle.

C'est ici qu'opère le côté magique d'un amplificateur *Chopper* : si l'on a conçu le filtre passe-bas d'une manière stratégique, c'est-à-dire si la fréquence de coupure de celui-ci est supérieure à la bande passante du signal utile et qu'elle est inférieure au fondamental de la fréquence f_{ch} des *Choppers*, alors toute l'énergie des composantes du signal carré d'*Offset* et de bruit $1/f$ (*Flicker Noise*) va être filtrée et donc être supprimée. En revanche, le signal utile ayant été amplifié va demeurer intact.

La stratégie de conception d'un amplificateur *Chopper* réside aussi à choisir une fréquence du signal carré f_{ch} des *Choppers* qui soit supérieur à la fréquence de coude (*Corner Frequency*) des courbes de la densité spectrale de tension et de courant de bruit de l'ampli OP : $f_{ch} > \max(f_{fe}; f_{fi})$.

Les amplificateurs *Chopper* ne sont pas parfaits. En effet, le signal carré génère des pointes de signaux (*Spikes*) à chaque flanc montant et descendant du signal carré. Ces pointes sont dues aux capacités parasites entre d'une part le modulateur et le démodulateur et d'autre part les entrées et la sortie de l'ampli OP. En outre, il y a aussi une influence capacitive entre le signal carré de pilotage des *Choppers* et les lignes sur lesquelles véhicule le signal utile. Les pointes parasites qui se superposent au signal, une fois qu'elles ont été modulées et démodulées n'ont pas une valeur moyenne nulle, ce qui est la cause d'une tension d'*Offset* résiduel.

On peut constater que les pointes parasites ont une amplitude qui est proportionnelle à la fréquence de pilotage des *Choppers*. On doit alors choisir une fréquence f_{ch} la plus basse possible pour le signal carré toutefois en étant supérieure à la fréquence de coude (*Corner Frequency*) des courbes de la densité spectrale de tension et de courant de bruit de l'ampli OP.

Un ampli OP Chopper aux performances exceptionnelles pour un testeur de bruit dont le signal à amplifier est situé dans une bande passante utile de 0,1 Hz à 10 Hz :

La société Analog Devices vient de mettre tout récemment sur le marché un nouveau composant électronique ampli OP Chopper : **ADA4523-1**. Cet ampli OP est une version similaire mais plus performante que celle de l'ampli OP ADA4528-1.

Part Number	# of Amps	GBP typ Hz	Slew Rate typ V/us	VNoise Density typ V/√Hz	0.1 to 10 Hz VNoise typ V p-p	Current Noise Density typ A/√Hz	Iq/Amp typ A	Vs span min V	Vs span max V
ADA4523-1 NEW	1	5M	1.85	4.2n	88n	1p	4.5m	4.5	36
ADA4625-1	1	18M	48	3.3n	150n	4.5f	4m	5	36

Fig. 89 : Page de la table de choix paramétrique des amplis OP à faible bruit des composants électroniques de la société Analog Device où l'ampli OP ADA4523-1 est répertorié comme nouveauté. Source : Analog Devices - Innovating for Humanity www.analog.com/ .

Les nouveaux amplis OP Chopper de la société Analog Device ont une architecture tout à fait particulière et qui est brevetée. Les amplis OP ADA4523-1 et ADA4528-1 font partie des amplificateurs Chopper qui ont les caractéristiques de bruit le plus faible parmi les composants électroniques disponibles en industrie. L'architecture du composant met en œuvre une nouvelle technique de boucle de rétroaction à autocorrection (ACFB : *AutoCorrection FeedBack loop*) avec une boucle d'anticipation (*Feedforward*) gérant les fréquences hautes à l'approche et au-delà de la fréquence de pilotage des Choppers.

La boucle d'anticipation permet de contourner (*Bypass*) la boucle de rétroaction qui introduit une certaine rotation de phase. Cela permet d'obtenir une pente de gain en boucle ouverte qui est régulière et qui a la valeur standard de -20 dB par décade. Cela permet aussi d'obtenir une bande passante pour un gain unitaire de 4 MHz. Cette large bande passante permet d'intégrer ces amplis OP dans des amplificateurs à gain élevé en boucle fermée avec une bande passante suffisamment élevée afin d'éviter des erreurs sur la valeur du gain en fonction de la fréquence.

La fréquence de pilotage des Choppers qui est de 200 kHz permet de dépasser les frontières de la bande passante des amplis OP Chopper traditionnels. Les performances de ces amplis OP Chopper sont assez exceptionnelles avec des caractéristiques de tension de décalage (*Offset*) de $V_{OS} = 0,3 \mu V$, de dérive de tension d'*Offset* en fonction de la température de $TCV_{OS} = 0,002 \mu V/^{\circ}C$, de rapport de réjection de mode commun (CMRR *Common Mode Rejection Ratio*) $CMRR = 158 \text{ dB}$ et de rapport de réjection d'alimentation (PSSR *Power Supply Rejection Ratio*) de $PSSR = 150 \text{ dB}$.

La figure ci-dessus illustre l'architecture des amplis OP *Chopper* de la dernière génération et fabriqués par la société Analog Devices. Cela consiste en une voie principale à haut gain DC (courant continu) avec une boucle de rétroaction à autocorrection (ACFB *Autocorrection Feedback*) formant ainsi un système régulé en boucle fermée. Ce système est mis en parallèle avec une voie à fréquences hautes constituant une boucle d'anticipation (*Feedforward*).

La voie principale à haut gain DC est constituée d'un réseau d'interrupteurs de hachage (*Chopping Switch Network*) CHOP1 formant le modulateur d'entrée qui est suivi d'un premier amplificateur de transconductance (OTA *Operational Transconductance Amplifier*) Gm1, suivi d'un deuxième réseau d'interrupteurs de hachage CHOP2 formant le démodulateur de sortie et qui est suivi d'un deuxième et d'un troisième amplificateur de transconductance Gm2 et Gm3.

La boucle de rétroaction à autocorrection (ACFB) contient un quatrième amplificateur de transconductance Gm4 suivi d'un troisième réseau d'interrupteurs de hachage CHOP3 et qui est suivi d'un filtre éliminateur de bande à capacités commutées NF (*Notch Filter*).

Enfin, la voie à hautes fréquences de la boucle d'anticipation est constituée d'un cinquième amplificateur de transconductance Gm5. La fréquence de hachage a une valeur de $f_{ch} = 200$ kHz et un signal carré à cette fréquence pilote d'une manière commune tous les réseaux d'interrupteurs de hachage de manière synchronisée.

Un amplificateur de transconductance (OTA) est un amplificateur dont la tension différentielle d'entrée produit un courant de sortie. Il s'agit donc d'une source de courant pilotée en tension (*VCCS Voltage Controlled Current Source*), ou en d'autres mots, il s'agit d'un convertisseur tension - courant. La transconductance représente donc une pente qui s'exprime en mA/V (ou en millimoh dans les anciennes unités). Un OTA dispose en général d'une entrée de pilotage pour le contrôle de la raideur de pente de l'amplificateur.

Dans l'architecture de l'ampli OP *Chopper*, le signal d'entrée en bande de base est modulé par le réseau CHOP1. Ensuite, le réseau CHOP2 démodule le signal d'entrée et module à la fréquence de hachage la tension initiale d'*Offset* et de bruit $1/f$ *Flicker Noise* en provenance de l'amplificateur Gm1. L'amplificateur Gm4 dans la boucle de rétroaction à autocorrection (ACFB) prélève les ondulations de la tension d'*Offset* et de bruit modulés à la sortie du réseau CHOP2. Les ondulations de cette tension d'*Offset* et de bruit modulés sont à présent démodulées par le réseau CHOP3 afin d'être intégralement reconverties dans le domaine DC. Ce signal DC passe par un filtre éliminateur de bande NF et alimente les entrées différentielles de correction de la tension de décalage (NULL+ et NULL-) de l'amplificateur Gm1 (*Offset Nulling*). L'amplificateur Gm1 procède ainsi à l'annulation de la tension de décalage (*Offset*) et aussi à l'annulation du bruit $1/f$ *Flicker Noise* qui autrement aurait pollué la sortie principale par des ondulations résiduelles. De cette façon, la boucle de rétroaction à autocorrection (ACFB) porte bien son nom puisqu'elle supprime en temps réel les ondulations résiduelles grâce à un système régulé en boucle fermée.

En outre, le réseau CHOP3 module à la fréquence de hachage le signal utile reconverti en bande de base et qui est présent à la sortie du réseau CHOP2. Le filtre éliminateur de bande NF est synchronisé sur la fréquence du signal de pilotage des réseaux d'interrupteurs constituant les modulateurs (CHOP1, CHOP3) et le démodulateur (CHOP2). Le filtre éliminateur de bande NF filtre et donc élimine les composantes des signaux modulés à la fréquence de hachage. C'est la raison pour laquelle la boucle de rétroaction à autocorrection (ACFB) supprime d'une façon sélective les signaux non désirés (*Offset* et bruit $1/f$ *Flicker Noise*) sans perturber le signal d'entrée en bande de base, c'est-à-dire le signal utile qui est désiré.

La voie parallèle au système bouclé constitue une boucle d'anticipation (*Feedforward*). Sa fonction est d'amplifier tout signal à haute fréquence se présentant à l'entrée de l'amplificateur *Chopper* et dont les valeurs des fréquences approchent ou outrepassent celle de la fréquence de hachage. Cette voie parallèle permet ainsi de contourner l'effet de rotation de phase introduit par la boucle de rétroaction à autocorrection (ACFB). On obtient ainsi un gain élevé en boucle ouverte de l'ampli OP *Chopper* avec une pente standard de -20 dB par décade et une très large bande passante pour un gain unitaire.

Les amplis OP *Chopper* aussi appelés *Zero-Drift* (aucune dérive de tension d'*Offset*) ne sont pas entachés de bruit $1/f$ *Flicker Noise*. Ils ont la particularité d'aplanir la courbe de la densité spectrale de tension de bruit en éliminant la région $1/f$ *Flicker Noise*. Comme le bruit $1/f$ *Flicker Noise* s'apparente à des variations lentes de tension de décalage (*Offset*), il peut être effectivement éliminé par les techniques de hachage. La correction devient d'autant plus efficace au fur et à mesure que l'on se rapproche des très basses fréquences aux abords du courant continu là où la courbe de la densité spectrale de tension de bruit des amplis OP classiques a tendance à grimper de façon exponentielle en inverse de la fréquence.

Les figures ci-dessous illustrent les courbes de la densité spectrale de tension et de courant de bruit de l'ampli OP *Chopper* ADA4528-1 et ADA4523-1 de la société Analog Devices où il n'y a aucun bruit $1/f$ *Flicker Noise*. Il en résulte pour le ADA4528-1 une tension de bruit crête à crête (RTI) de 97 nV_{pp} dans la bande de fréquence normalisée 0,1 Hz à 10 Hz. Les performances de l'ampli OP *Chopper* ADA4523-1 arrivent à une valeur de 88 nV_{pp}. C'est de loin bien inférieur à la valeur du niveau de bruit du meilleur ampli OP classique à très faible bruit.

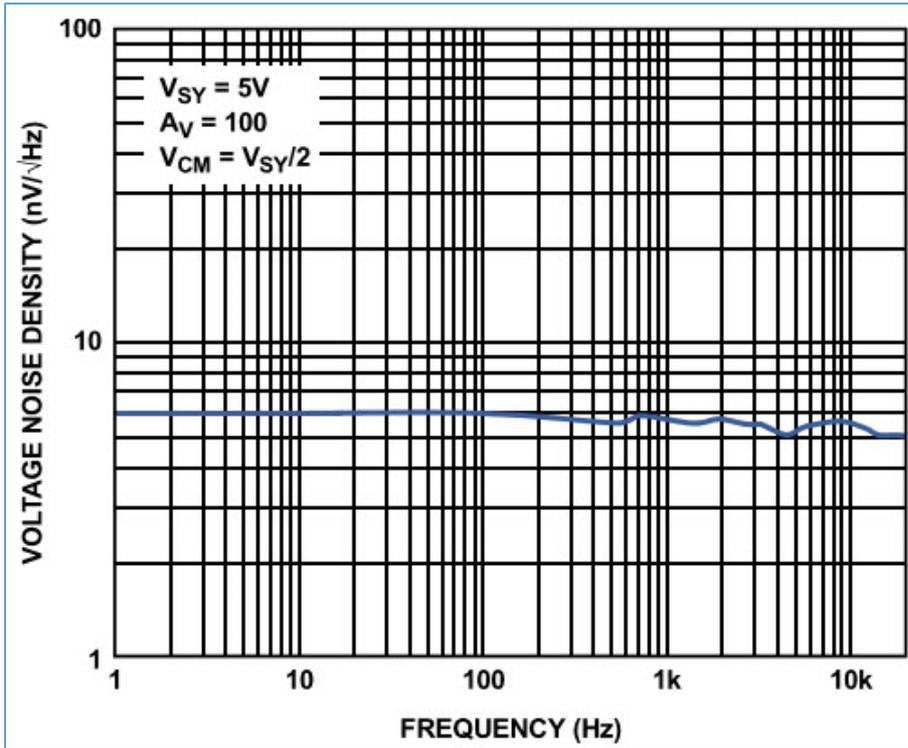


Fig. 91 : Caractéristiques de la densité spectrale de tension de bruit d'un ampli OP *Chopper* ADA4528-1 Analog Devices. On remarquera l'absence de bruit $1/f$ *Flicker Noise*. Source : Analog Devices *Datasheet* ADA4528-1.

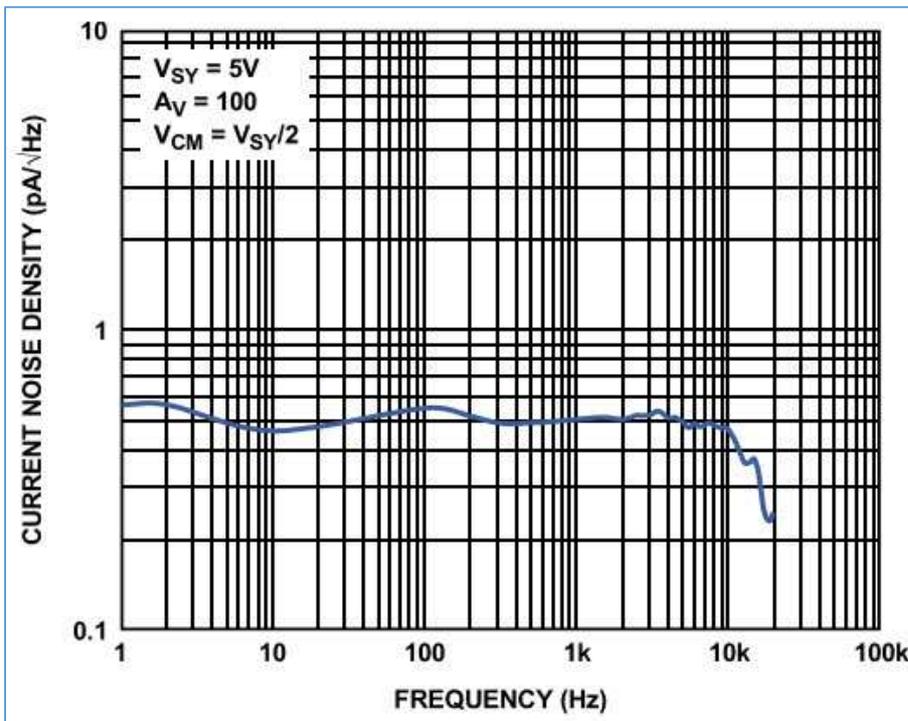


Fig. 92 : Caractéristiques de la densité spectrale de courant de bruit d'un ampli OP *Chopper* ADA4528-1 Analog Devices. On remarquera l'absence de bruit $1/f$ *Flicker Noise*. Source : Analog Devices *Datasheet* ADA4528-1.

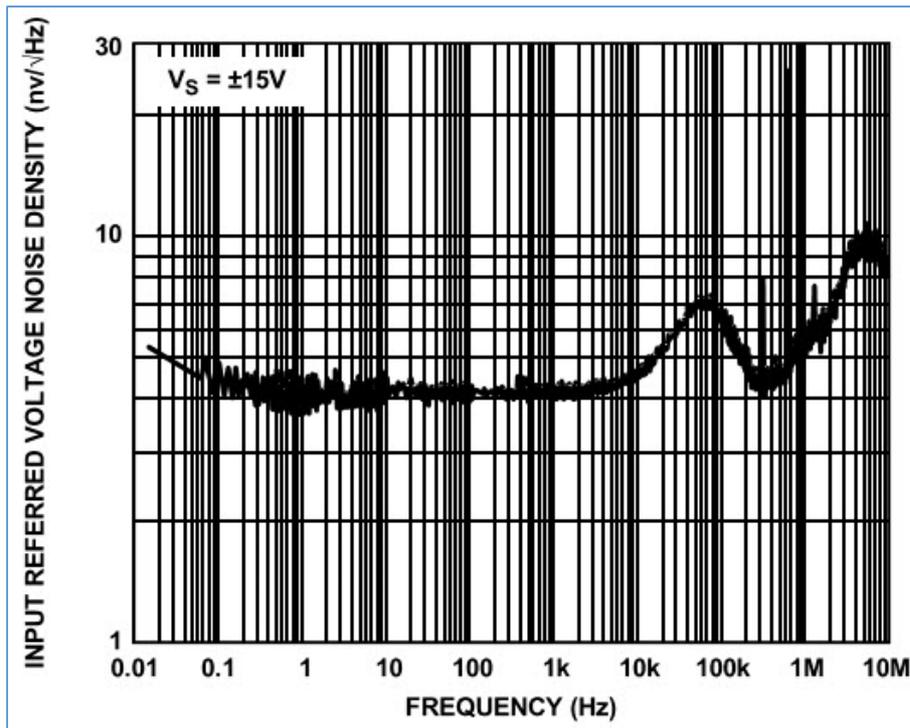


Fig. 93 : Caractéristiques de la densité spectrale de tension de bruit d'un ampli OP *Chopper* ADA4523-1 Analog Devices. On remarquera l'absence de bruit $1/f$ *Flicker Noise*. Source : Analog Devices *Datasheet* ADA4523-1.

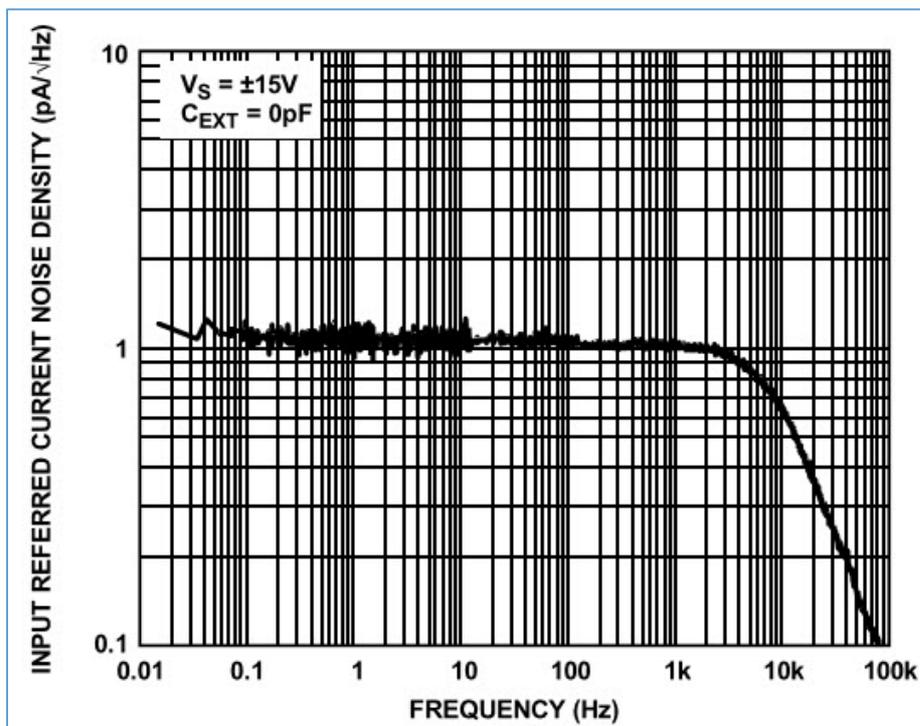


Fig. 94 : Caractéristiques de la densité spectrale de courant de bruit d'un ampli OP *Chopper* ADA4523-1 Analog Devices. On remarquera l'absence de bruit $1/f$ *Flicker Noise*. Source : Analog Devices *Datasheet* ADA4523-1.

Comparaison des performances d'un ampli OP classique OP27 et d'un ampli OP Chopper ADA4528-1 par simulation dans un amplificateur à gain de 80 dB et de bande passante de 0,1 Hz à 10 Hz :

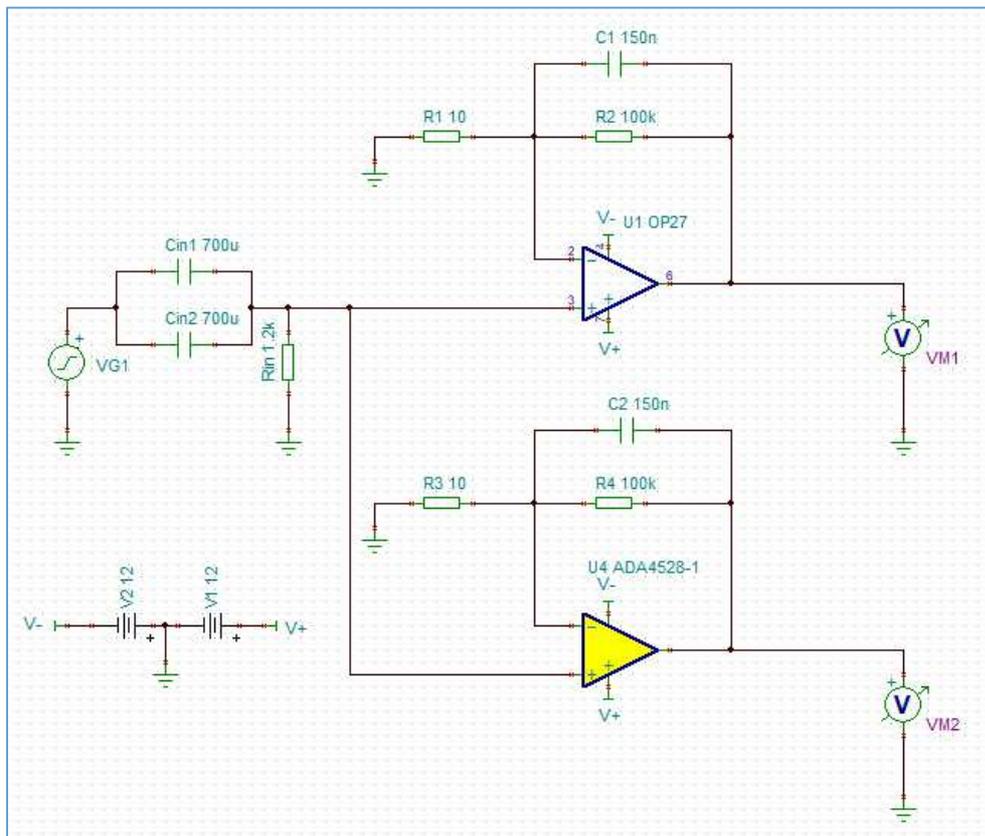


Fig. 95 : Schéma de principe de l'amplificateur avec deux canaux distincts afin de comparer les différences de performances d'un ampli OP classique OP27 et d'un ampli OP Chopper ADA4528-1. Graphisme : ON4IJ.

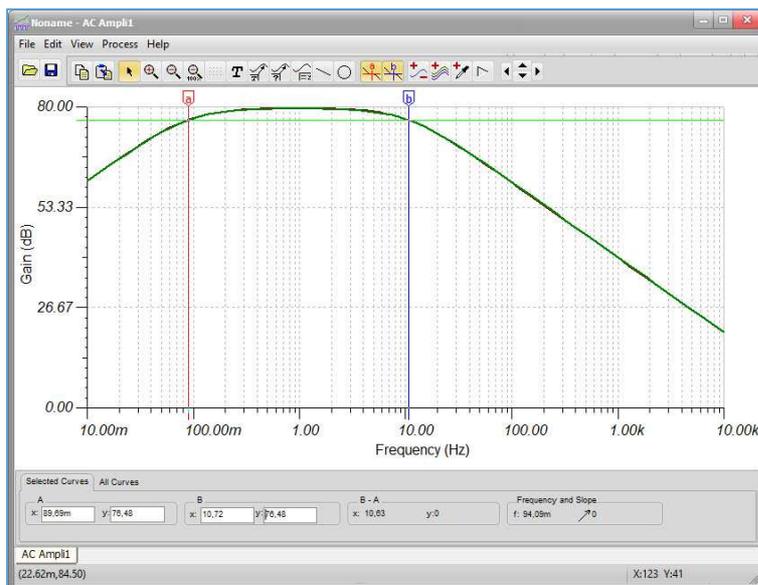


Fig. 96 : Diagramme d'amplitude des deux canaux d'amplificateur dont le schéma est représenté à la figure précédente. Les deux amplis OP se comportent de manière identique et les deux courbes se confondent l'une sur l'autre. Graphisme : ON4IJ.

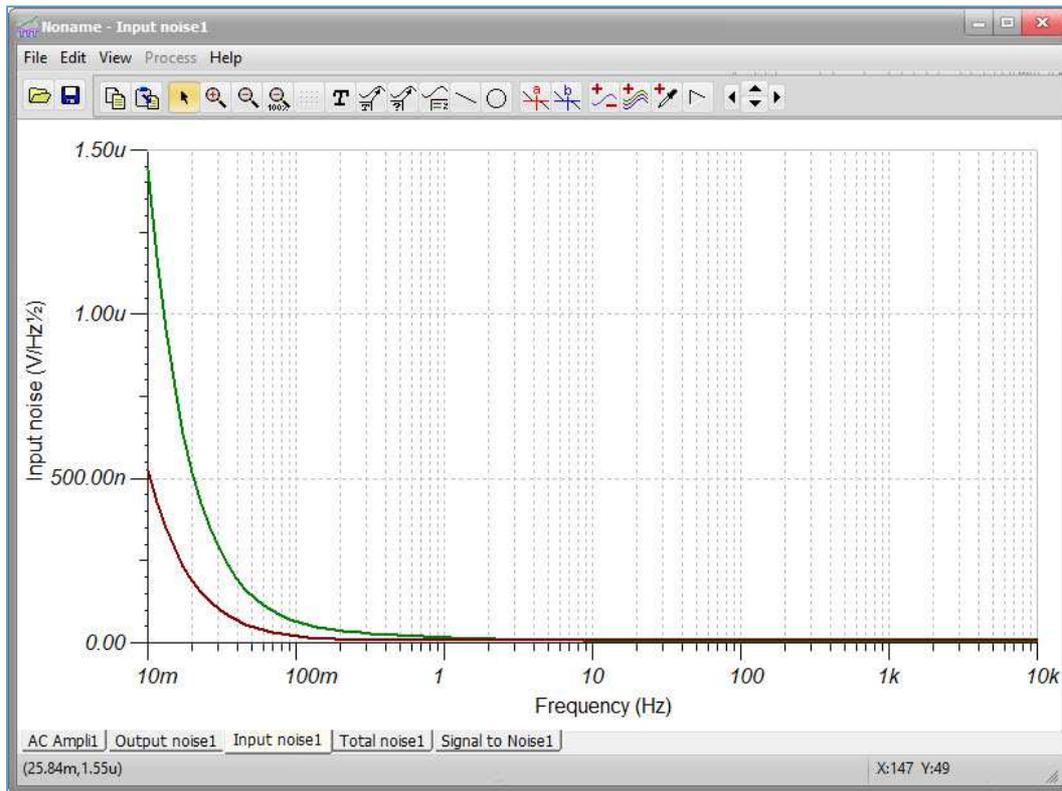


Fig. 97 : *Input Noise* ; à la fréquence de 0,1 Hz, OP27 = 60 nV/Rt Hz ; ADA4528-1 = 20 nV/Rt Hz.
Graphisme : ON4IJ.

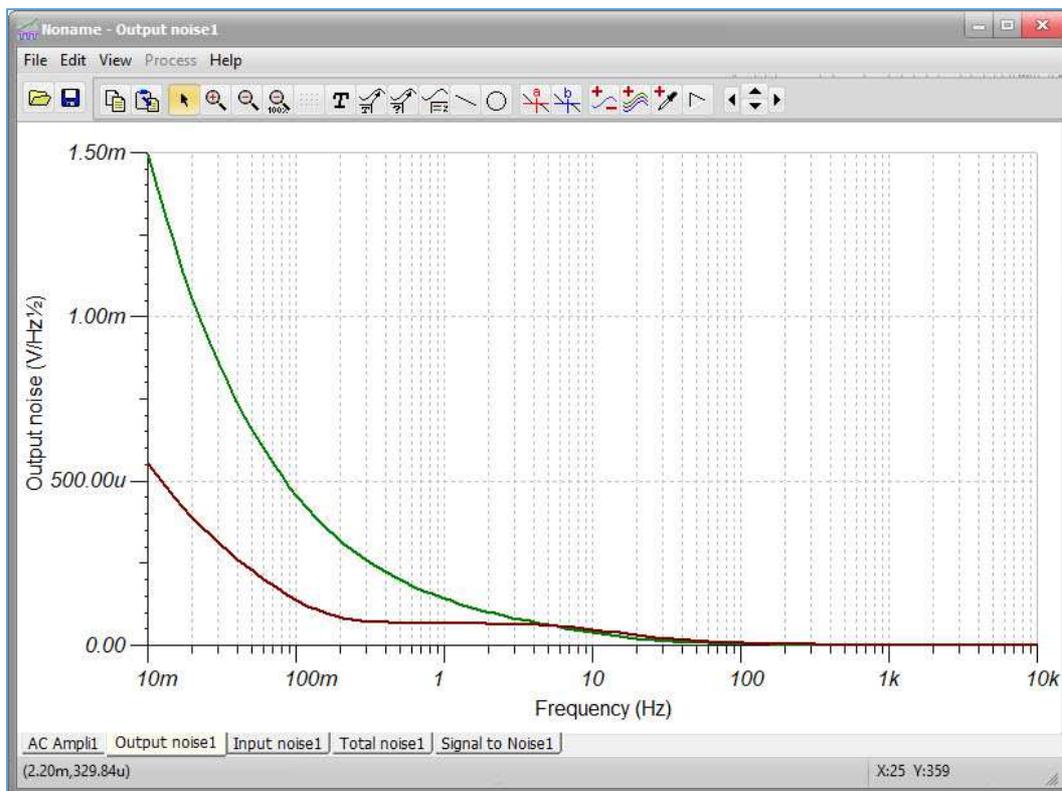


Fig. 98 : *Output Noise* ; à la fréquence de 0,1 Hz, OP27 = 450 nV/Rt Hz ; ADA4528-1 = 130 nV/Rt Hz.
Graphisme : ON4IJ.

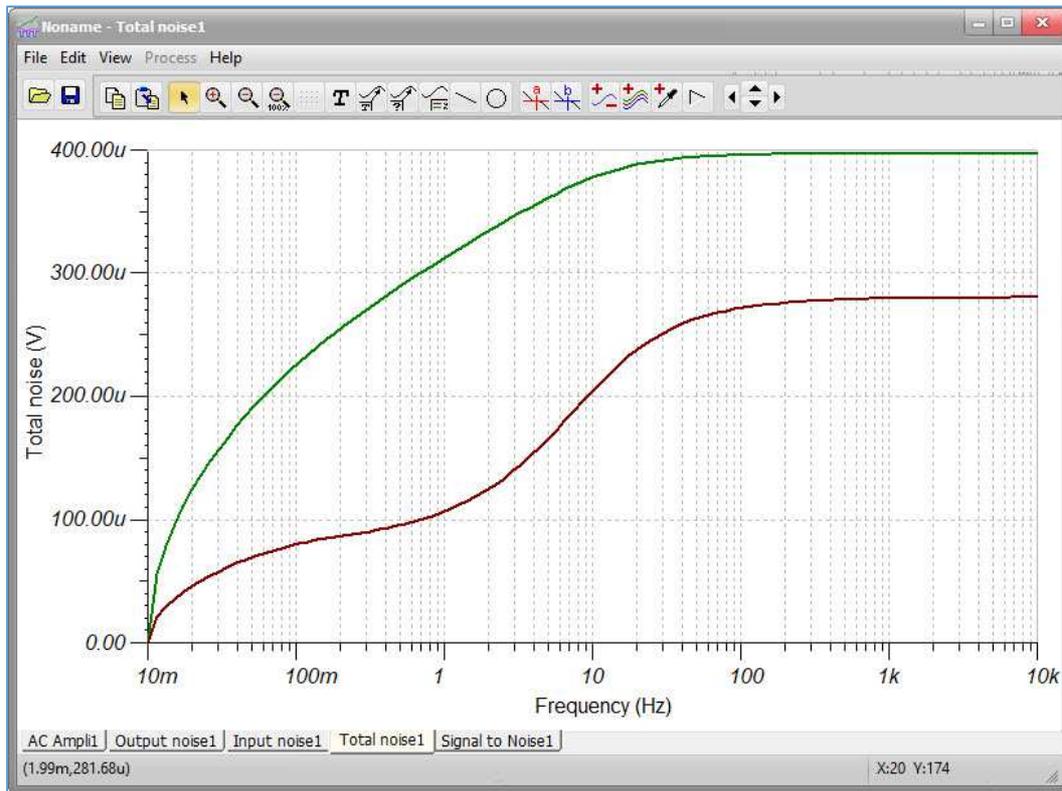


Fig. 99 : *Total Noise* ; à la fréquence de 10 Hz, OP27 = 380 μV_{RMS} ; ADA4528-1 = 200 μV_{RMS} .
Graphisme : ON4IJ.

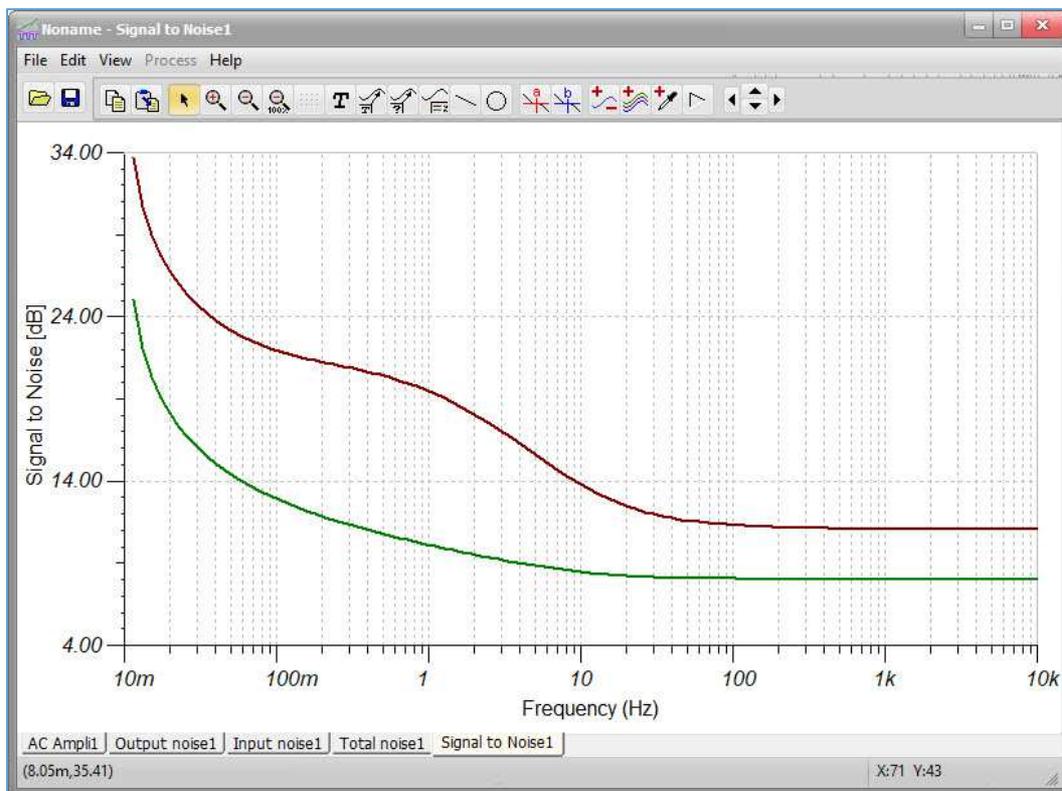


Fig. 100 : *Signal to Noise* ; à la fréquence de 10 Hz, OP27 = 8,5 dB ; ADA4528-1 = 14 dB pour un signal de 1 mV_{RMS} . Graphisme : ON4IJ.

Nous pouvons déjà tirer quelques conclusions de cette simulation. On constate que les performances de bruit de l'amplificateur avec l'ampli OP ADA4528-1 sont meilleures que celles qui sont obtenues avec l'ampli OP OP27. Toutefois, en relevant les caractéristiques de bruit dans les *Datasheets* on constate que les caractéristiques sont très proches pour ces deux amplis OP et pourraient même être en faveur de l'ampli OP OP27. L'explication la plus plausible de la différence de performance pourrait s'expliquer du fait que l'ampli OP ADA4528-1 n'a pas de bruit 1/f *Flicker Noise* car il s'agit d'un ampli OP *Chopper*. L'influence du bruit 1/f *Flicker Noise* de l'ampli OP OP27 peut devenir représentative dans notre simulation car la bande passante de l'amplificateur se situe dans la région la plus critique qui est comprise entre 0,1 Hz et 10 Hz. Toutefois, dans les *Datasheets*, les données de la tension de bruit crête à crête dans la bande passante de 0,1 Hz à 10 Hz nous laissent un peu perplexes. S'agit-il des mêmes conditions de mesure et du même protocole de mesure ?

	e_n BB nV/Rt Hz	e_n flicker nV/Rt Hz	i_n BB xA/Rt Hz	i_n flicker xA/Rt Hz	e_n pp 0,1-10 Hz
OP27	3 (1 kHz)	6 (1 Hz)	0,4 p (1 kHz)	1,7 p (10 Hz)	80 nV _{pp}
ADA4528	5,3 (1 kHz)	5,3 (1 Hz)	0,5 p (1 kHz)	0,5 p (1 Hz)	97 nV _{pp}

Examinons à présent le principal contributeur de bruit dans la configuration d'un amplificateur à ampli OP ADA4528-1. Il y a lieu de spécifier les conditions de mesure afin de déterminer non seulement la contribution de bruit de l'ampli OP mais aussi celle qui est apportée par les résistances du circuit de contre-réaction et par la résistance de source (impédance du générateur, ici non spécifiée).

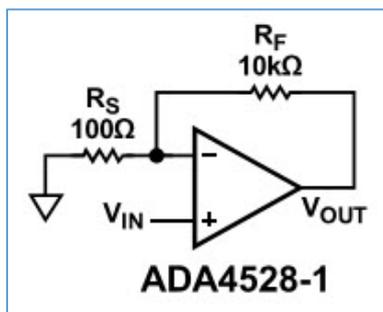


Fig. 101 : Conditions de mesure d'un ampli OP ADA 4528-1 monté dans un amplificateur non inverseur de gain 101. Source : AN-1114 Analog Devices.

Noise Source	Value (at $f = 1$ kHz)	Thermal Noise (nV/ \sqrt{Hz})	Total Noise RTO (nV/ \sqrt{Hz})	Output Noise Contribution (%)
R_s	100 Ω	1.283	128.3	4.43
R_f	10 k Ω	12.83	12.83	0.04
Voltage Noise	5.9 nV/ \sqrt{Hz}	N/A ¹	595.9	95.52
Current Noise	0.5 pA/ \sqrt{Hz}	N/A ¹	5	0.01

Fig. 102 : Tableau reprenant les différents contributeurs de bruit et le pourcentage d'influence sur la tension totale de bruit pour un amplificateur de gain 101 avec un ampli OP ADA 4528-1. Source : AN-1114 Analog Devices.

Dans cette configuration d'amplificateur, le principal contributeur de bruit provient de la source de tension de bruit de l'ampli OP qui est due à sa densité spectrale de tension de bruit. Celle-ci représente 95,52 % de la tension totale de bruit à la sortie de l'amplificateur.

À la recherche d'une méthode pour diminuer l'influence de la source de tension de bruit d'un ampli OP (densité spectrale de tension de bruit) dans le montage d'un amplificateur :

Il y a deux méthodes pour diminuer l'influence de la source de tension de bruit d'un ampli OP (densité spectrale de tension de bruit) dans le montage d'un amplificateur. Ces deux méthodes peuvent être combinées.

- Mise en parallèle de plusieurs amplis OP dans l'étage d'entrée d'un amplificateur et somme des signaux dans le deuxième étage ;
- Amplificateur différentiel à transistors appariés précédant l'entrée du premier étage amplificateur à ampli OP.

Mise en parallèle d'amplis OP et somme des signaux :

Le concept clef est ici d'effectuer la somme du signal utile qui est corrélé dans chaque branche du sommateur tout en effectuant la somme du bruit qui est non corrélé dans ces mêmes branches. La somme du signal utile corrélé est une addition algébrique mais la somme du bruit est une somme vectorielle RSS (*Root Sum Square*), c'est-à-dire la racine de la somme des carrés.

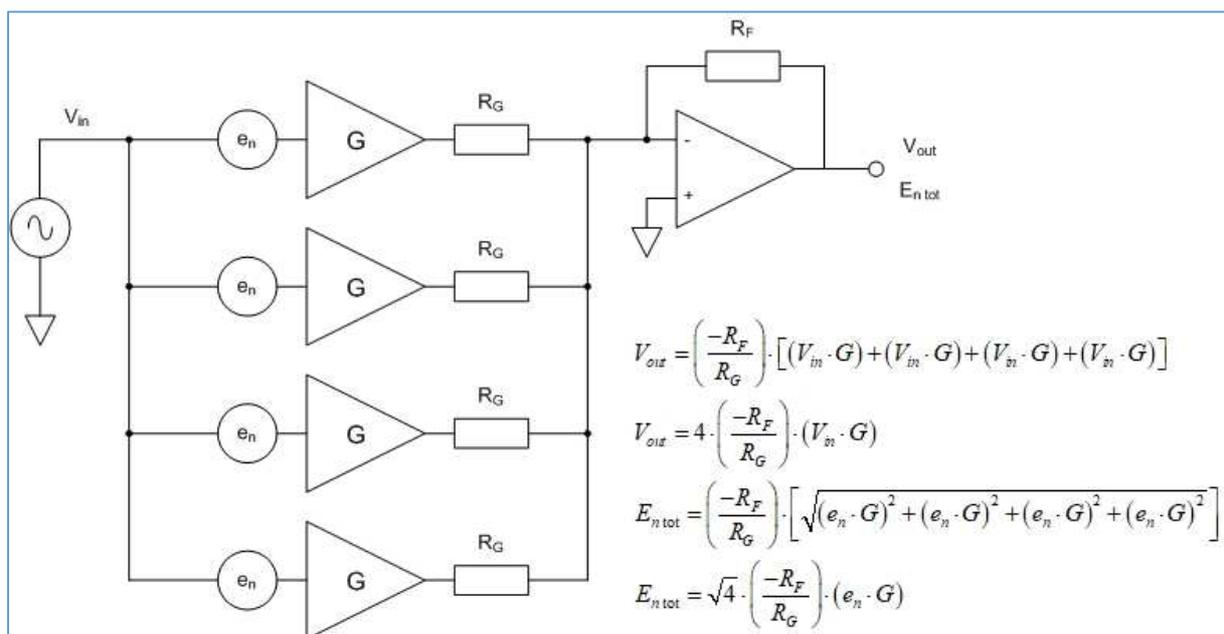


Fig. 103 : Mise en parallèle de plusieurs amplis OP dans le premier étage amplificateur. Le deuxième étage est un sommateur algébrique du signal et un sommateur vectoriel RSS pour le bruit. Graphisme : ON4IJ.

Le signal utile est ici multiplié d'un facteur 4 et la tension de bruit est multipliée d'un facteur $\sqrt{4}$, c'est-à-dire d'un facteur 2. Le rapport signal sur bruit est donc amélioré d'un facteur 2, c'est-à-dire augmenté de 6 dB.

Il est à remarquer que la mise en parallèle de plusieurs amplis OP ne peut réduire que le bruit qui n'est pas corrélé, c'est-à-dire celui qui provient des sources de tension de bruit des amplis OP ; cette mise en parallèles ne peut pas réduire le bruit des sources de bruit extérieures aux amplis OP, c'est-à-dire celui qui est issu des résistances du circuit de contre-réaction et de la résistance de source (impédance du générateur). Le bénéfice de cette méthode est de diminuer la densité spectrale de tension de bruit mais hélas pas la densité spectrale de courant de bruit.

Simulation de quatre amplis OP mis en parallèle avec un sommateur :

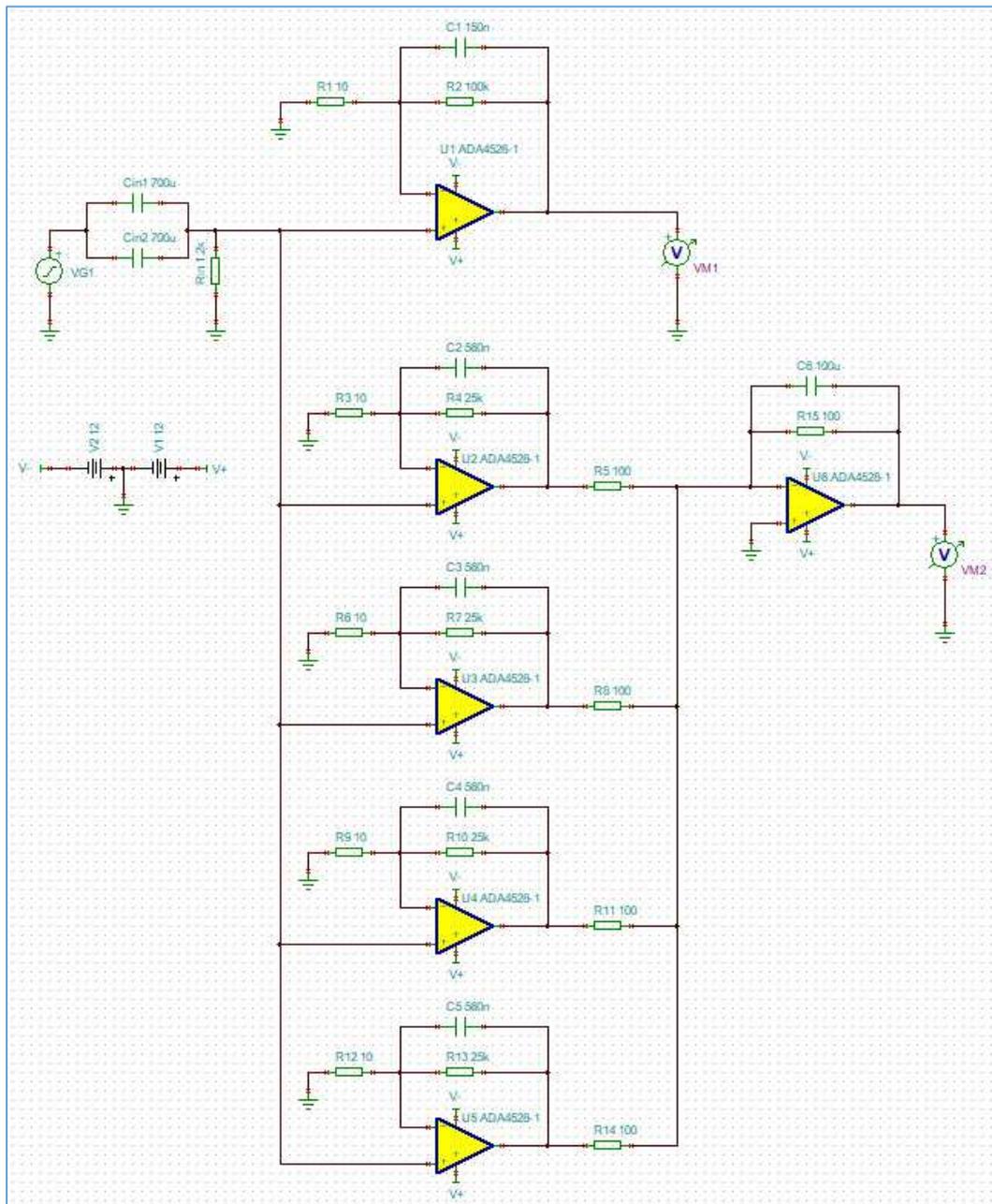


Fig. 104 : Simulation d'un amplificateur à 4 amplis OP ADA 4528-1 (gain 2500) mis en parallèle avec un sommateur (gain 1) à ampli OP ADA4528-1 seul (gain 10 000). Graphisme : ON4IJ.

Dans cette simulation, un amplificateur à 4 amplis OP ADA4528-1 mis en parallèle avec un sommateur à ampli OP ADA4528-1 est comparé à un amplificateur à un seul ampli OP ADA4528-1. L'amplificateur à un seul ampli OP a un gain de 10 000. Pour obtenir le même gain dans l'amplificateur à 4 amplis OP avec un sommateur, le gain de chaque ampli OP est de 2500 et le gain du sommateur est unitaire. Comme le signal est ajouté quatre fois, c'est-à-dire multiplié par 4, on retrouve le même gain d'ensemble : $4 \times 2500 = 10\,000$.

Les courbes en rouge sont celle de l'amplificateur à 4 amplis OP en parallèle avec un sommateur ; les courbes en vert sont celles de l'amplificateur à un seul ampli OP.



Fig. 105 : Comparaison du diagramme d'amplitude des deux amplificateurs ; ceux-ci ont le même gain d'ensemble. Amplificateur à un seul ampli OP : gain = 10 000 ; amplificateur à 4 amplis OP et sommateur : gain = $4 \times 2500 = 10\,000$. Graphisme : ON4IJ.

On remarquera que la contre-réaction sélective du 2^{ème} étage sommateur contribue à augmenter la pente du filtre passe-bas qui devient ainsi du 2^{ème} ordre, c'est-à-dire de 40 dB par décade.

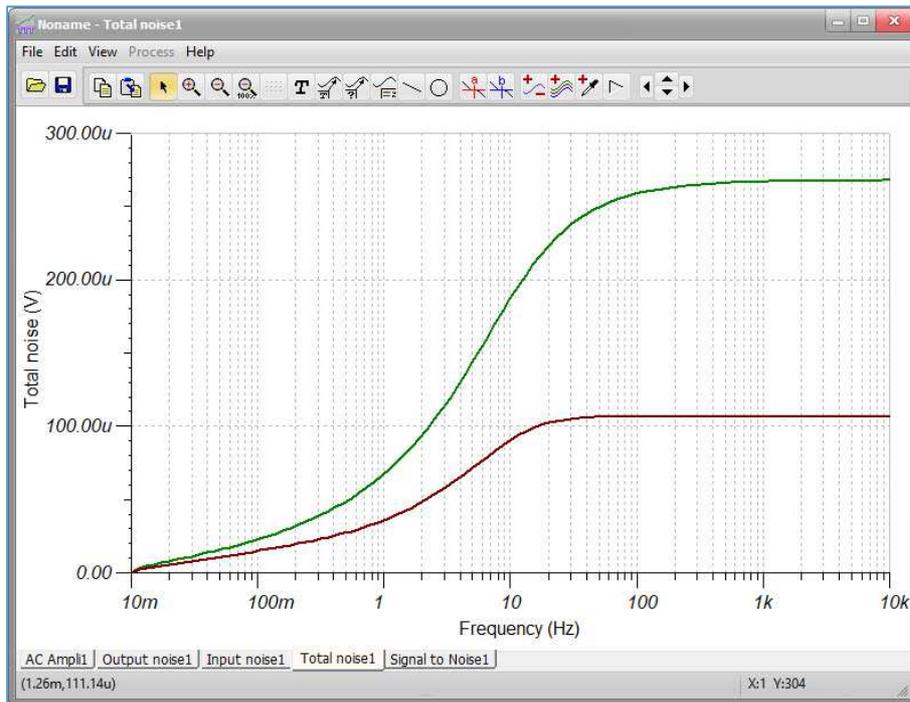


Fig. 106 : Comparaison des courbes de la tension totale de bruit à la sortie des deux configurations d'amplificateurs. La tension de bruit RMS de 200 μ V à 10 Hz dans la version à un seul ampli OP est réduite à 100 μ V dans la version à 4 amplis OP en parallèle avec sommateur. La simulation confirme bien la théorie. Graphisme : ON4IJ.

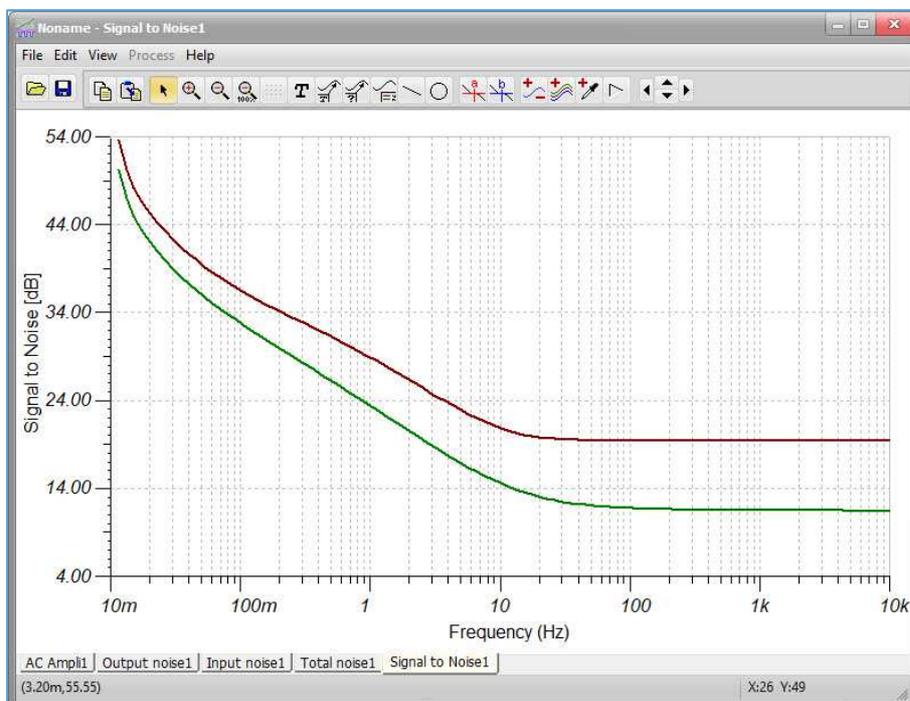


Fig. 107 : Comparaison des courbes du rapport signal sur bruit (référence à 1 mV) dans les deux configurations d'amplificateurs. Le SNR de 14 dB à 10 Hz dans la version à un seul ampli OP est amélioré de 6 dB pour atteindre une valeur de 20 dB dans la version à 4 amplis OP en parallèle avec sommateur. Graphisme : ON4IJ.

Amplificateur différentiel à transistors appariés précédant l'entrée du premier étage amplificateur à ampli OP :

Comme nous l'avons constaté dans nos recherches précédentes, le principal contributeur de bruit provient de la densité spectrale de tension de bruit dans notre application d'un amplificateur de bande passante utile de 0,1 Hz à 10 Hz avec des amplis OP *Chopper*.

La densité spectrale de tension de bruit de l'ampli OP ADA4528-1 servant dans nos simulations est de $5,3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Dans la version finale du testeur de bruit, cet ampli OP sera substitué par le modèle plus performant ADA4523-1 dont la valeur de la densité spectrale de tension de bruit est de $4,2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Il y a moyen de réduire la valeur de la densité spectrale de tension de bruit de l'étage d'entrée de l'ampli OP en utilisant un amplificateur différentiel à transistors appariés et à très faible bruit.

Il existe des circuits intégrés qui sont constitués d'un réseau de quatre transistors bipolaires à très faible bruit comme le THAT300 dont la densité spectrale de tension de bruit est de $0,8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

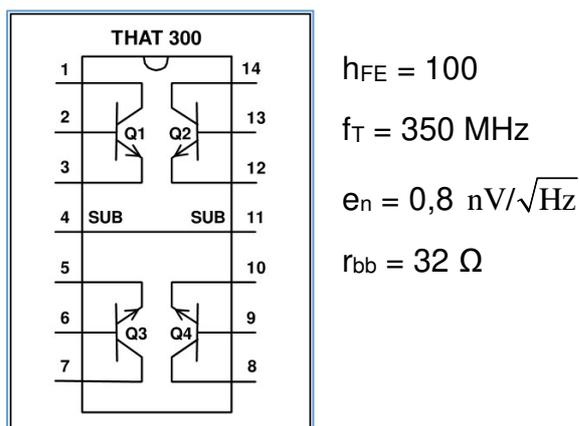


Fig. 108 : Circuit intégré THAT300 constitué d'un réseau de quatre transistors NPN à très faible bruit.
Source : THAT Corporation.

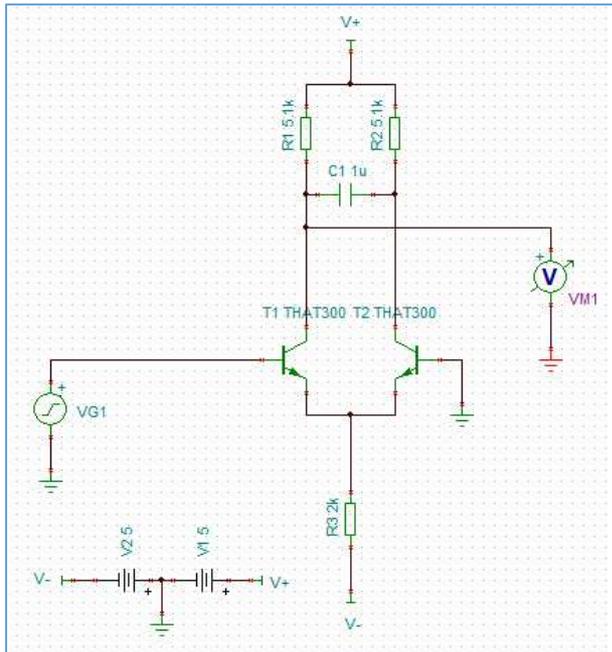
Rappel sur le calcul d'un amplificateur différentiel :

$$\text{Courant de repos : } I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{2 \cdot R_E}$$

$$\text{Résistance dynamique d'émetteur (transistor bipolaire) : } r_e' = \frac{v_{be}}{i_e} = \frac{26 \text{ mV}}{I_E}$$

$$\text{Gain : } G = \frac{R_C}{2 \cdot r_e'}$$

Simulation d'un amplificateur différentiel :



$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{2 \cdot R_E} = \frac{5 \text{ [V]} - 0,7 \text{ [V]}}{2 \cdot 2 \text{ [k}\Omega\text{]}} = 1,075 \text{ [mA]}$$

$$r_e' = \frac{v_{be}}{i_e} = \frac{26 \text{ [mV]}}{I_E} = \frac{26 \text{ [mV]}}{1,075 \text{ [mA]}} = 24,2 \text{ [}\Omega\text{]}$$

$$G = \frac{R_C}{2 \cdot r_e'} = \frac{5,1 \text{ [k}\Omega\text{]}}{2 \cdot 24,2 \text{ [}\Omega\text{]}} = 105 \hat{=} 40 \text{ [dB]}$$

Fig. 109 : Circuit amplificateur différentiel avec une paire de transistors bipolaires appariés THAT300. Graphisme : ON4IJ.

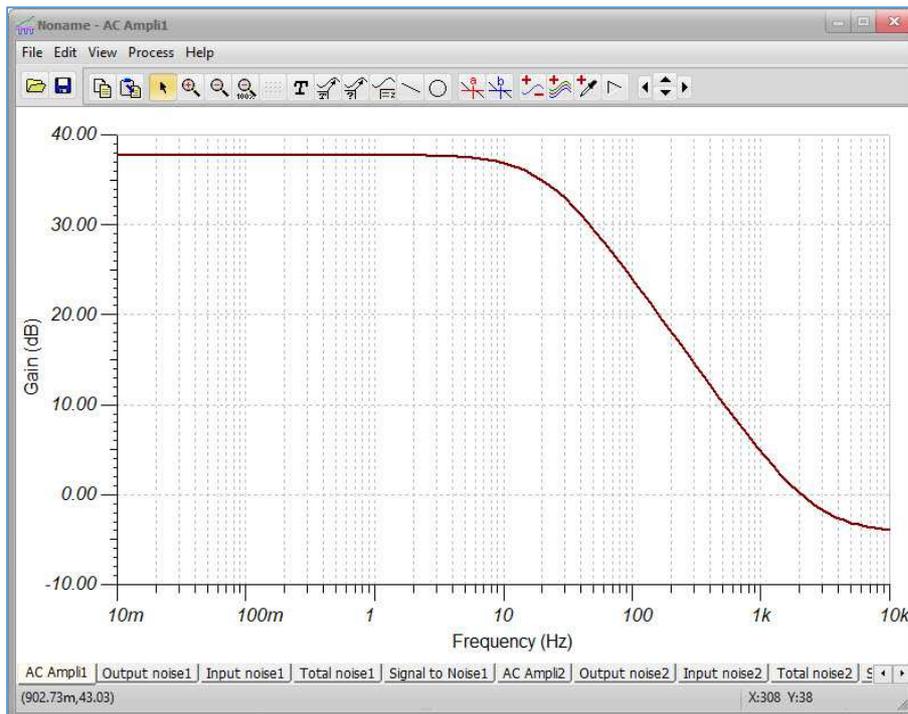


Fig. 110 : Diagramme d'amplitude de l'amplificateur différentiel représenté à la figure précédente. Le gain (37,7 dB) se rapproche très fort de celui qui avait été calculé ci-dessus (40 dB). Graphisme : ON4IJ.

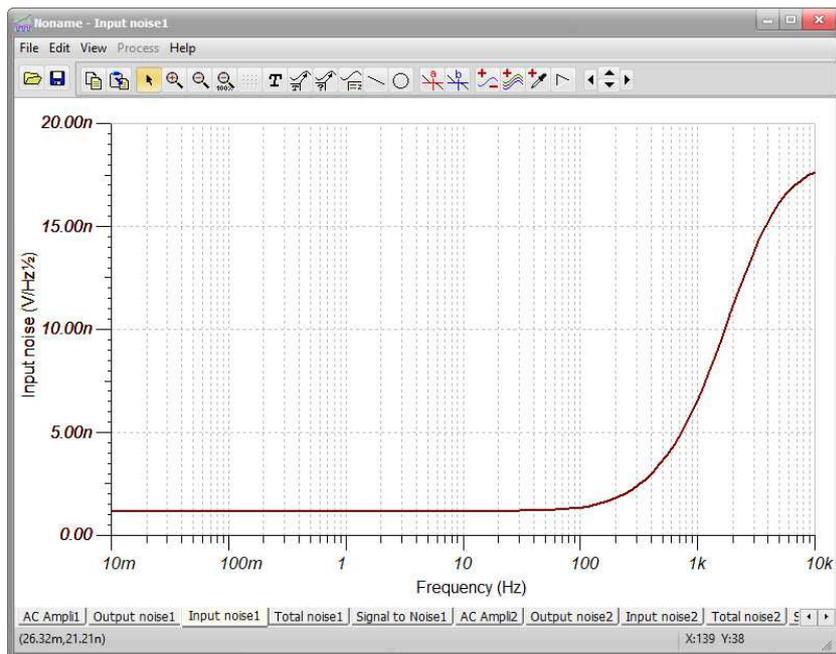


Fig. 111 : Courbe de la densité spectrale de tension totale de bruit en fonction de la fréquence. Ici les performances de la densité spectrale de tension de bruit du THAT300 se confirment avec une valeur de $1,16 \text{ nV}/\left[\sqrt{\text{Hz}}\right]$ tel qu'il est intégré dans l'amplificateur différentiel selon le schéma de la figure précédente. Graphisme : ON4IJ.

Comme le réseau contient 4 transistors appariés paires par paires, on peut appliquer la méthode de mise en parallèle des transistors deux à deux afin d'obtenir un facteur de réduction de la tension de bruit ($1/\sqrt{2}$). Comme les transistors sont disponibles dans ce même circuit intégré, autant les mettre à profit. Pour garder les mêmes conditions de gain, la valeur de chaque résistance R_E doit ici être doublée de valeur : $4,02 \text{ k}\Omega$ à la place de $2 \text{ k}\Omega$.

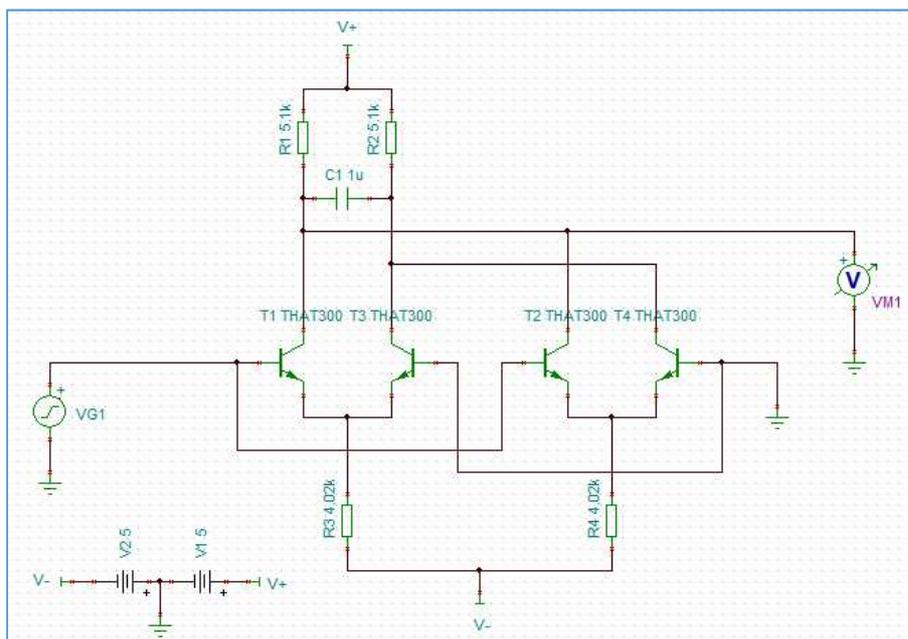


Fig. 112 : Circuit amplificateur différentiel avec deux paires de transistors bipolaires appariés THAT300. Graphisme : ON4IJ.

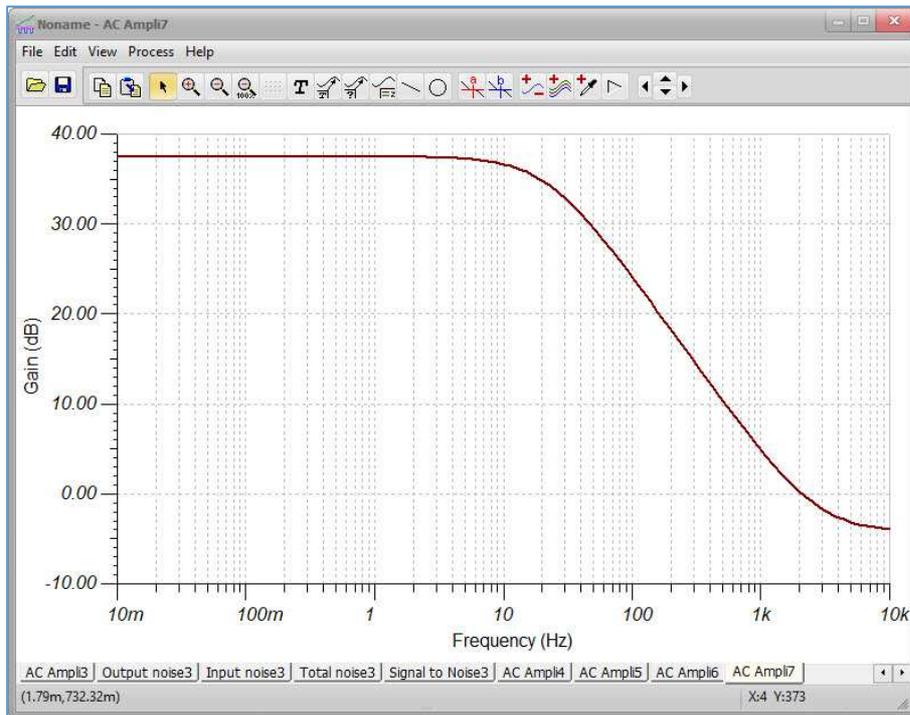


Fig. 113 : Diagramme d'amplitude de l'amplificateur différentiel représenté à la figure précédente. La valeur des résistances d'émetteurs a été doublée et la valeur du gain est conservée (37,6) dB. Graphisme : ON4IJ.

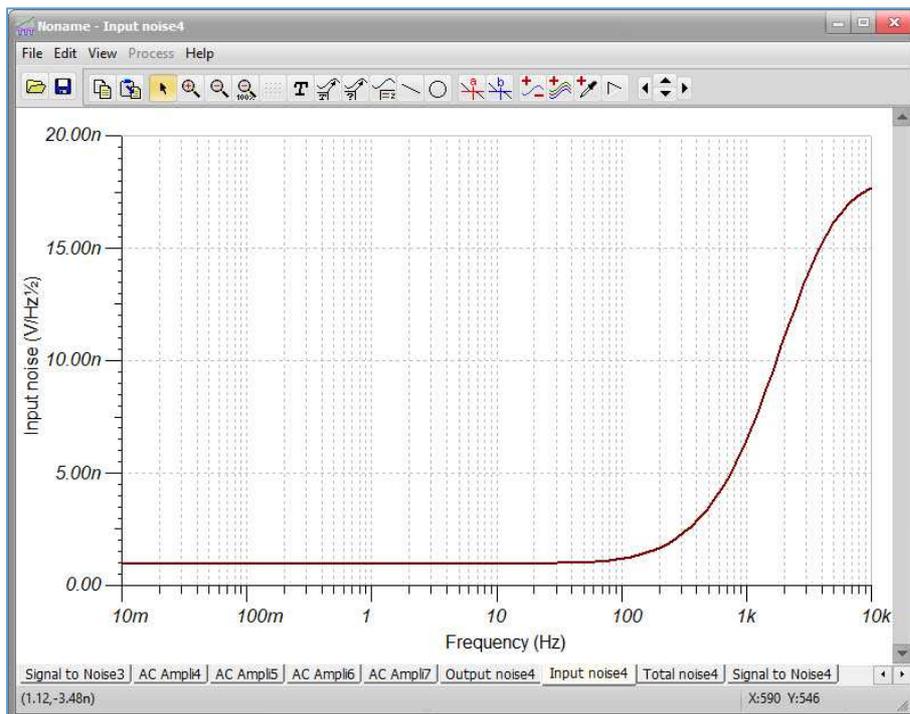


Fig. 114 : Courbe de la densité spectrale de tension totale de bruit en fonction de la fréquence. Ici les performances de la densité spectrale de tension de bruit dans la version à deux paires de transistor est améliorée avec une valeur de $0,96 \text{ nV}/\left[\sqrt{\text{Hz}}\right]$ à la place de $1,16 \text{ nV}/\left[\sqrt{\text{Hz}}\right]$ obtenue avec une seule paire de transistors. Graphisme : ON4IJ.

Amplificateur à ampli OP avec ampli différentiel à transistors bipolaires appariés précédant les entrées de l'ampli OP et comparaison des performances de bruit par rapport à un étage amplificateur à ampli OP seul :

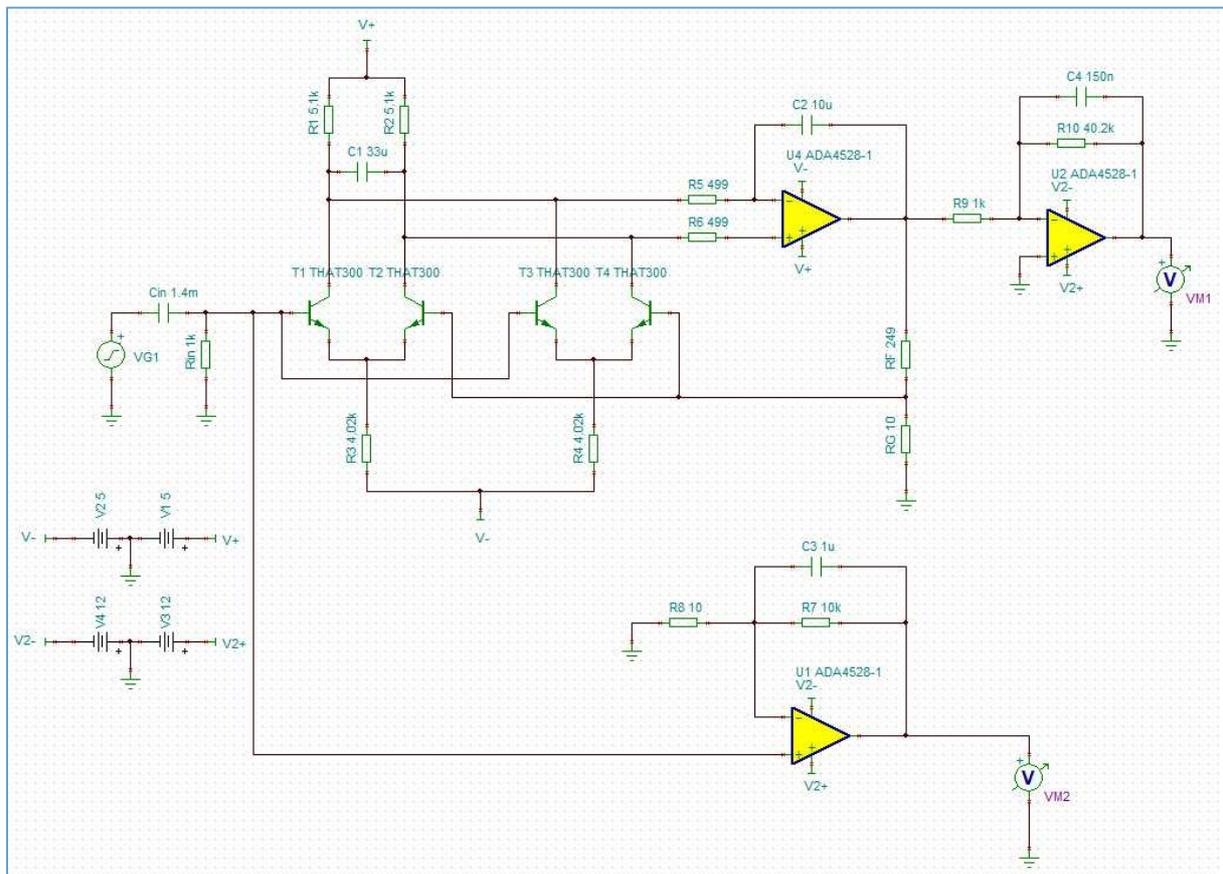


Fig. 115 : Circuit Amplificateur différentiel avec deux paires de transistors bipolaires appariés THAT300. Graphisme : ON4IJ.

Dans le schéma de principe de la figure ci-dessus, le premier étage amplificateur est constitué d'un ampli OP ADA4528-1 précédé d'un étage amplificateur différentiel à double paires de transistors bipolaires NPN appariés THAT300. Comme nous l'avons calculé et simulé, le gain intrinsèque de l'amplificateur différentiel est de 37,6 dB, ce qui correspond à un gain de 76. Le gain de l'ensemble en boucle fermée avec l'amplificateur différentiel à transistors et l'ampli OP associé est de 25, ce qui correspond à 28 dB. Dans cette version de schéma, le filtre passe-haut passif a été remplacé à l'entrée de l'amplificateur.

Le premier étage est intentionnellement suivi d'un amplificateur dont le gain est de 40, ce qui correspond à 32 dB. Le gain d'ensemble est de $25 \times 40 = 1000$, ce qui correspond à $28 \text{ dB} + 32 \text{ dB} = 60 \text{ dB}$. Dans la version finale de l'amplificateur du testeur de bruit, le premier étage sera constitué de quatre étages en parallèle dont le gain est de 25 et d'un sommateur inverseur dont le gain est de 10. Le gain de l'ensemble sera donc de $4 \times 25 \times 10 = 1000$. Un dernier étage amplificateur inverseur de gain de 100 pourra nous donner le gain d'ensemble désiré de 100 000 (100 dB).



Fig. 116 : Diagramme d'amplitude de l'amplificateur représenté à la figure précédente. La valeur du gain d'ensemble est de 60 dB. Graphisme : ON4IJ.

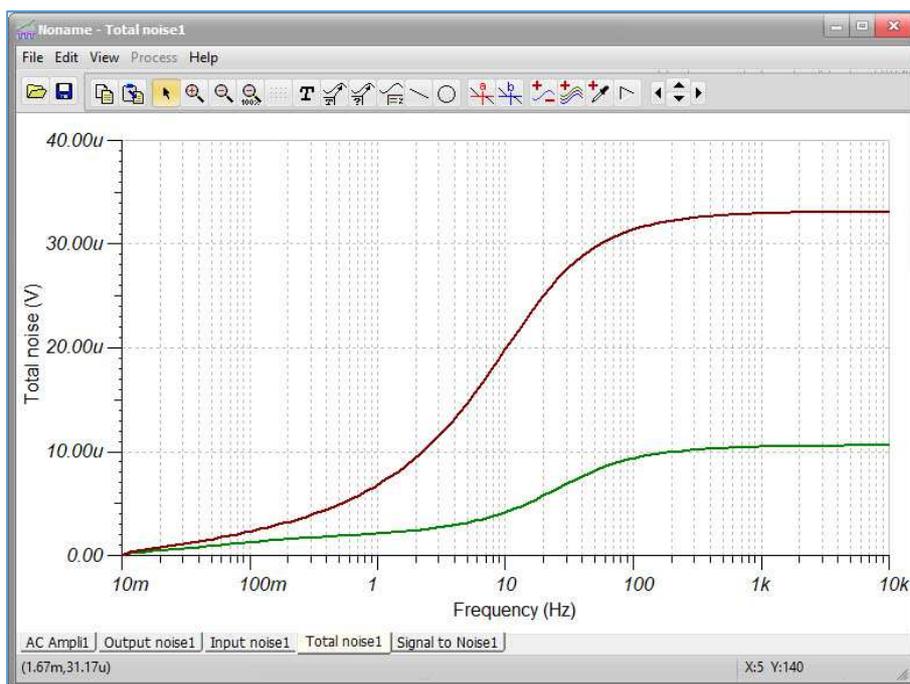


Fig. 117 : Comparaison des courbes de la tension totale de bruit à la sortie des deux amplificateurs. La tension de bruit RMS de 20 μV à 10 Hz dans la version sans amplificateur différentiel est réduite à 4,2 μV dans la version avec l'étage amplificateur différentiel à transistors. On remarquera que la contribution du bruit de l'ampli OP du sommateur est négligeable. Graphisme : ON4IJ.

En tenant compte du gain de 1000 à la place du gain de 10 000 dans les versions précédentes d'amplificateurs, la tension totale de bruit aurait été de 200 μV pour l'ampli OP ADA4528-1 seul (ce qui confirme ce qui avait été déjà simulé) et elle aurait été de 42 μV pour l'amplificateur avec les transistors THAT et l'ampli OP ADA4528-1. Ce dernier résultat est meilleur que celui obtenu avec 4 amplis OP en parallèle (100 μV).

Version définitive de l'étage d'entrée du testeur de bruit :

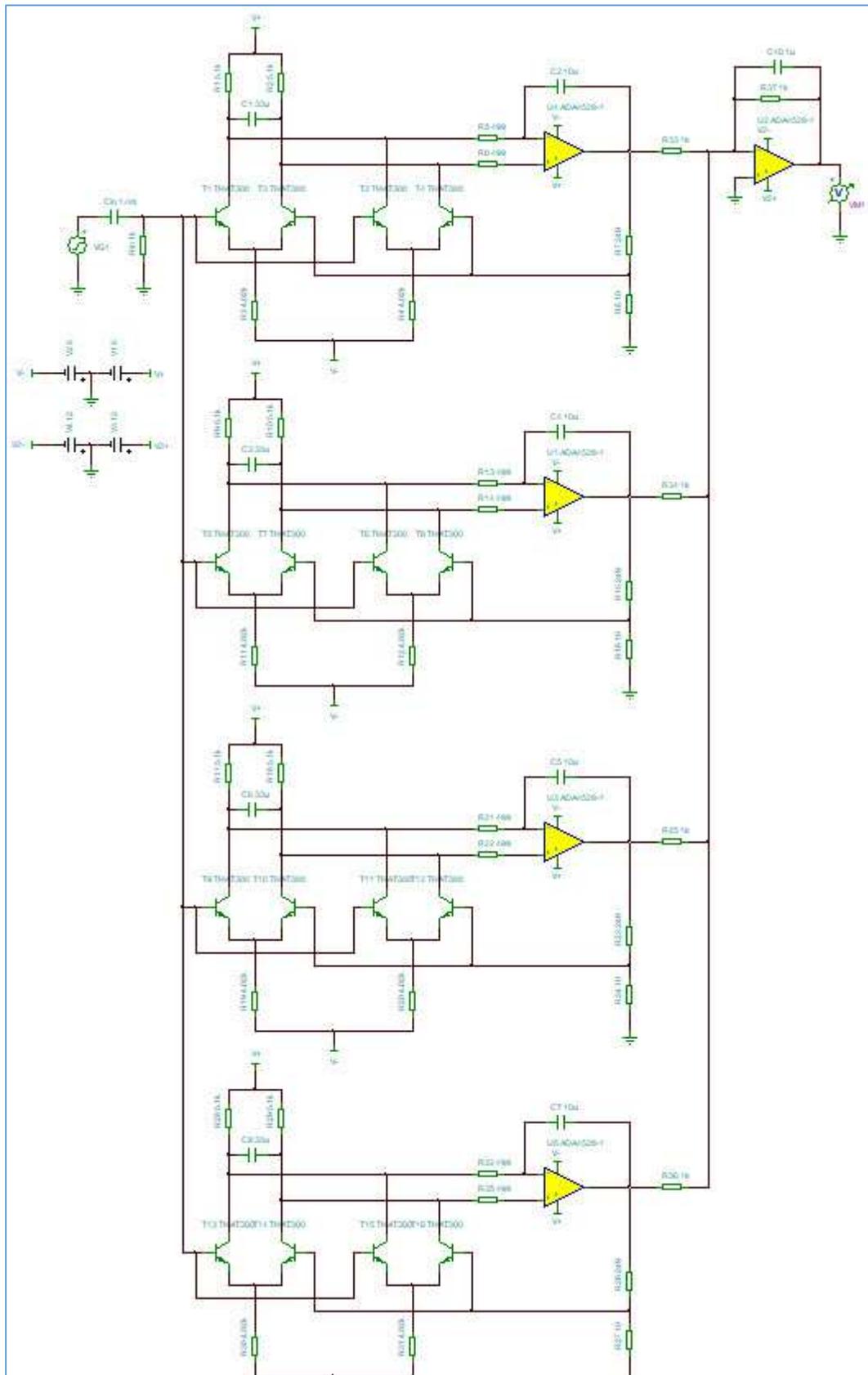


Fig. 118 : Étage d'entrée du testeur de bruit avec 4 branches en parallèle THAT300 ADA4528-1 de gain de 25 et un sommateur de gain de 10 pour obtenir un gain d'ensemble de 1000. Graphisme : ON4IJ.

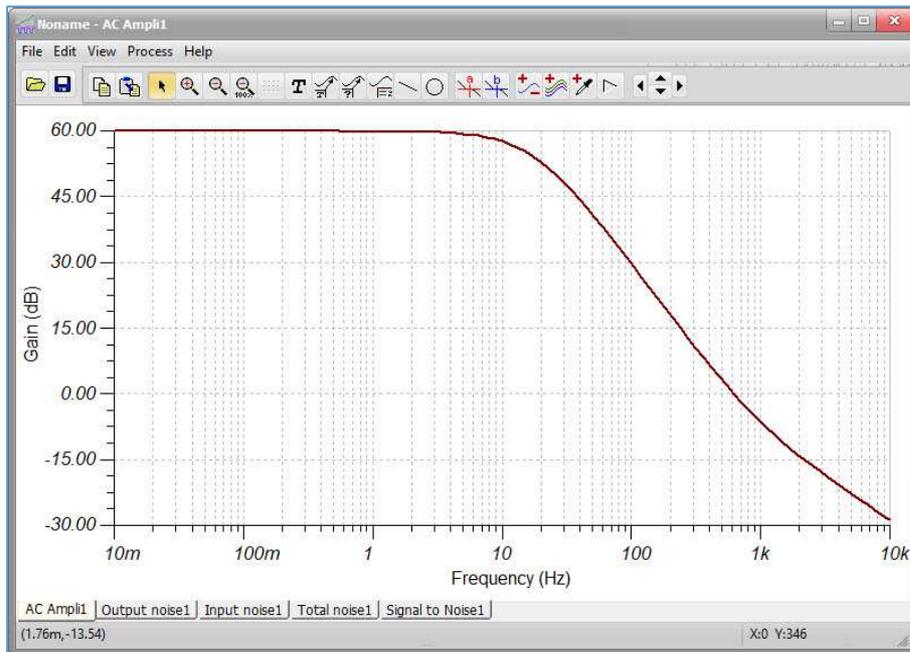


Fig. 119 : Diagramme d'amplitude de l'amplificateur représenté à la figure précédente. La valeur du gain d'ensemble est de 60 dB. Ici le filtre passe-haut d'entrée n'a pas été remplacé. Graphisme : ON4IJ.

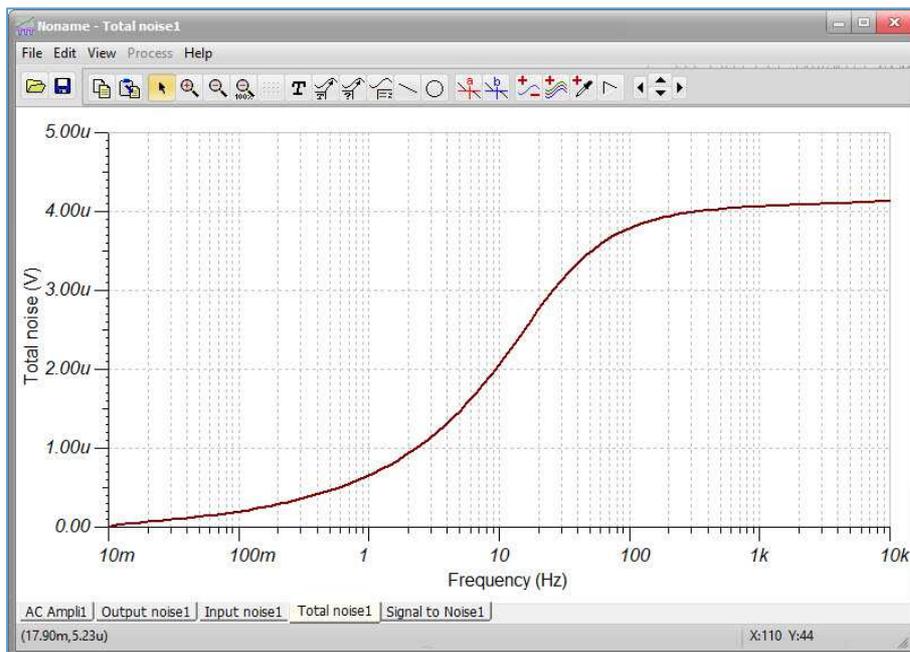


Fig. 120 : Courbes de la tension totale de bruit à la sortie de l'étage d'entrée du testeur de bruit (sans filtre passe-haut). La tension de bruit RMS est de 2,1 μV à 10 Hz pour un gain de 1000. Graphisme : ON4IJ.

La tension totale de bruit RMS est de 2,1 μV pour un gain de 1000, cela correspond à une tension crête à crête de 13,8 μV_{pp} . En se référant à l'entrée, cela donne une tension RMS de 2,1 nV et une tension crête à crête de 13,8 nV_{pp}, ce qui est une excellente performance pour mesurer des références de tension dont le bruit est de l'ordre de 1 μV_{pp} . Cela donne dans ce cas un SNR de 37 dB.

Filtre de sortie du 4^{ème} ordre et de fréquence de coupure de 10 Hz :

L'analyse de bruit sur les filtres actifs est une tâche ardue car le circuit extérieur à l'ampli OP devient complexe et comporte des réactances capacitives qui par définition ne constituent pas des sources de bruit, mais qui peuvent accumuler le bruit thermique des résistances.

$$\text{Bruit thermique d'une résistance : } e_{n_R} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot B}$$

$$\text{Constante de temps d'un circuit RC : } \tau = R \cdot C$$

$$\text{Bande passante à } f_c \text{ -3 dB d'un circuit RC : } f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} = B$$

$$\text{Bande passante de bruit : } BW_n = \frac{\pi}{2} \cdot f_c$$

$$\text{Bruit d'un circuit RC : } e_{n_{RC}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot BW_n} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}} = \sqrt{\frac{k \cdot T}{C}}$$

$$\text{Charge de bruit : } Q = C \cdot V \Rightarrow Q_n = C \cdot e_{n_{RC}} = C \cdot \sqrt{\frac{k \cdot T}{C}} = \sqrt{k \cdot T \cdot C}$$

Il y a toutefois moyen de se représenter comment réagit un filtre à une source de bruit par une simulation. En négligeant les sources de courant de bruit d'un ampli OP, on a une source de tension qui est toujours placée du côté de l'entrée non inverseuse de cet ampli OP.

Il existe deux configurations de filtre actif à ampli OP :

- la configuration « *Sallen-Key* » ;
- la configuration à « contre-réactions multiples » (*MFB Multi FeedBack*).

Il existe plusieurs types de filtre qui ont des allures de courbes différentes sur un diagramme d'amplitude et de phase. Ces types de filtres se caractérisent aussi par leurs diverses réponses en régime impulsionnel (essai en échelon de tension).

Ce qui est important à retenir, c'est qu'un filtre se caractérise aussi en fonction de son coefficient de surtension. À chaque type de filtre bien précis, correspond un coefficient de surtension bien précis. La valeur du coefficient de surtension peut atteindre des valeurs élevées pour certains types de filtres.

Le coefficient de surtension, comme son nom l'indique, induit à certains nœuds du filtre une surélévation de tension (phénomène de *Peaking*) que l'on peut visualiser par une simulation. Au point de vue de la tension de bruit, celle-ci va aussi subir une surélévation de tension de bruit. On peut assimiler cette surtension de bruit à un gain de bruit dans le filtre actif.

Visualisation de la surtension de bruit dans un filtre actif par simulation :

Nous allons effectuer une simulation sur un filtre passe-bas du 2^{ème} ordre de chaque configuration : *Sallen-Key* et *Multi Feedback* avec une fréquence de coupure de 10 Hz.

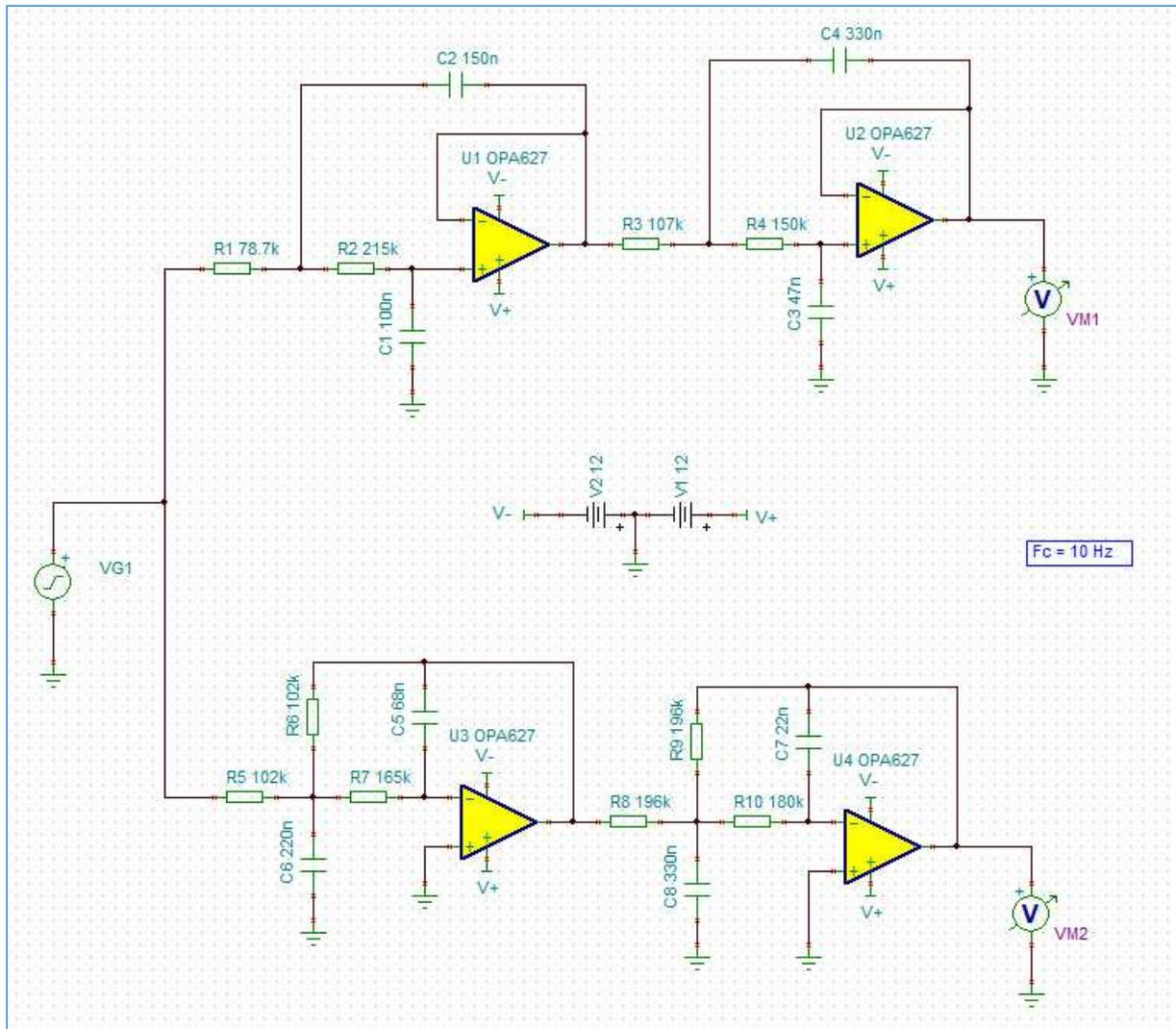


Fig. 121 : Comparaison de deux filtres à configuration *Sallen-Key* (en haut) et *Multi Feedback* (en bas), Graphisme : ON4IJ.

Les deux filtres illustrés à la figure ci-dessus ont la même fréquence de coupure et sont du même type : filtres de *Butterworth*. Ils ont la même courbe de réponse en amplitude en fonction de la fréquence.

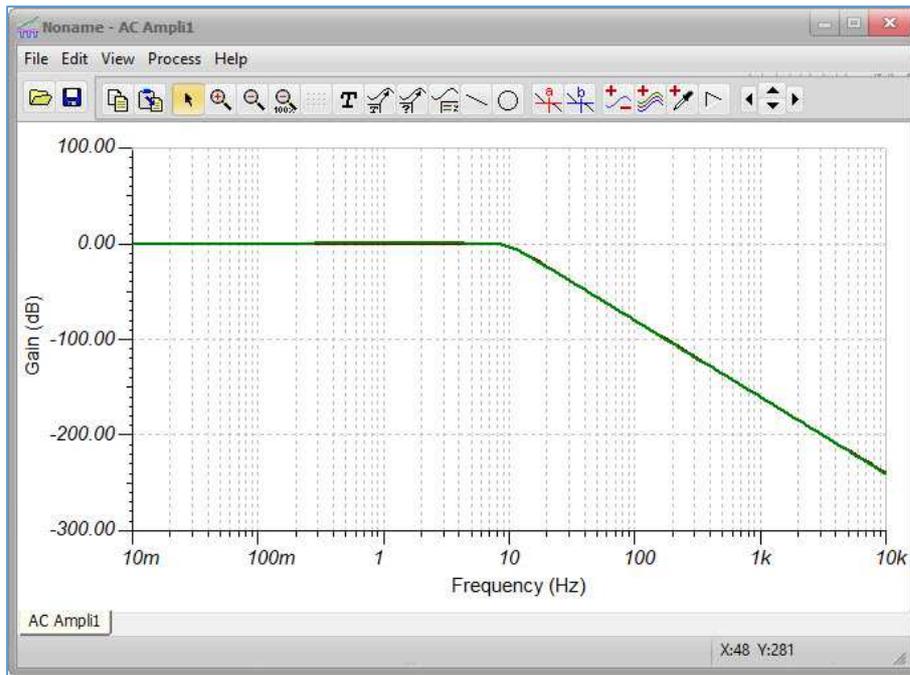


Fig. 122 : Diagramme d'amplitude des deux filtres illustrés à la figure précédente. Graphisme : ON4IJ.

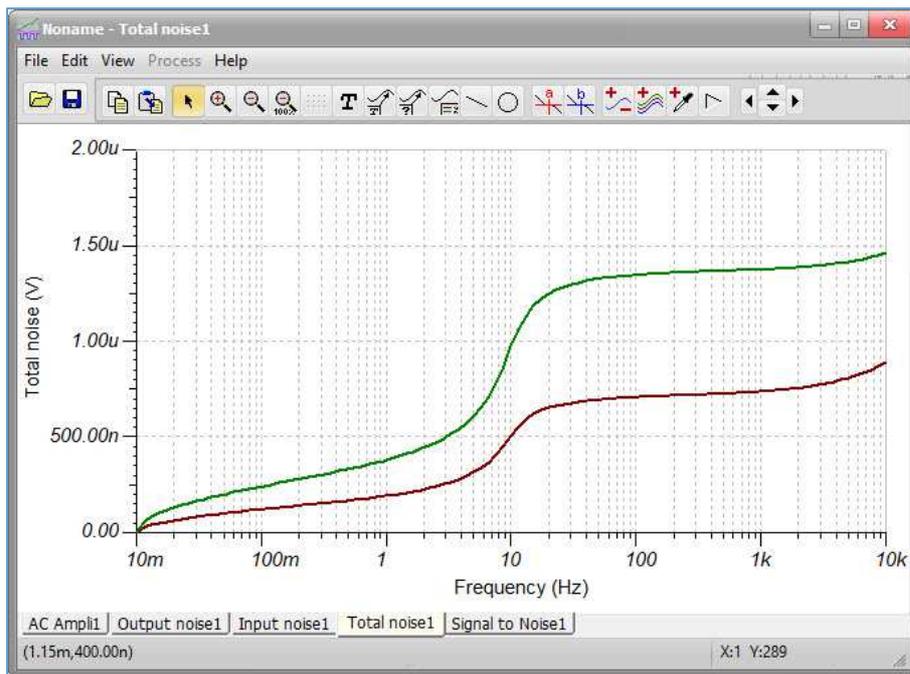


Fig. 123 : Courbes de la tension totale de bruit RMS à la sortie des filtres, en rouge la configuration *Sallen-Key* et en vert la configuration *Multi Feedback*. La configuration *Sallen-key* est plus performante au point de vue de la tension de bruit que la configuration *Multi Feedback*. C'est bon à retenir. Graphisme : ON4IJ.

Simulation par une source de bruit dans un filtre à configuration *Multi Feedback* :

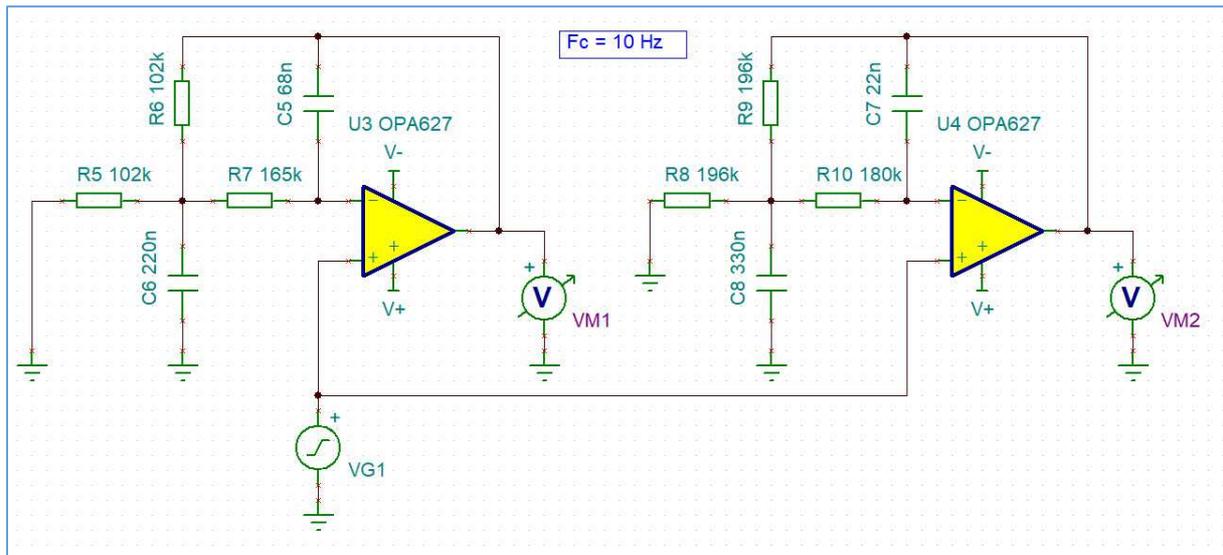


Fig. 124 : Placement d'une source de bruit aux entrées non inverseuses des amplis OP montés dans un filtre du type *Multi Feedback* du 4^{ème} ordre. Le filtre a été scindé en deux parties afin de mieux visualiser le coefficient de surtension de chaque cellule. Graphisme ON4IJ.

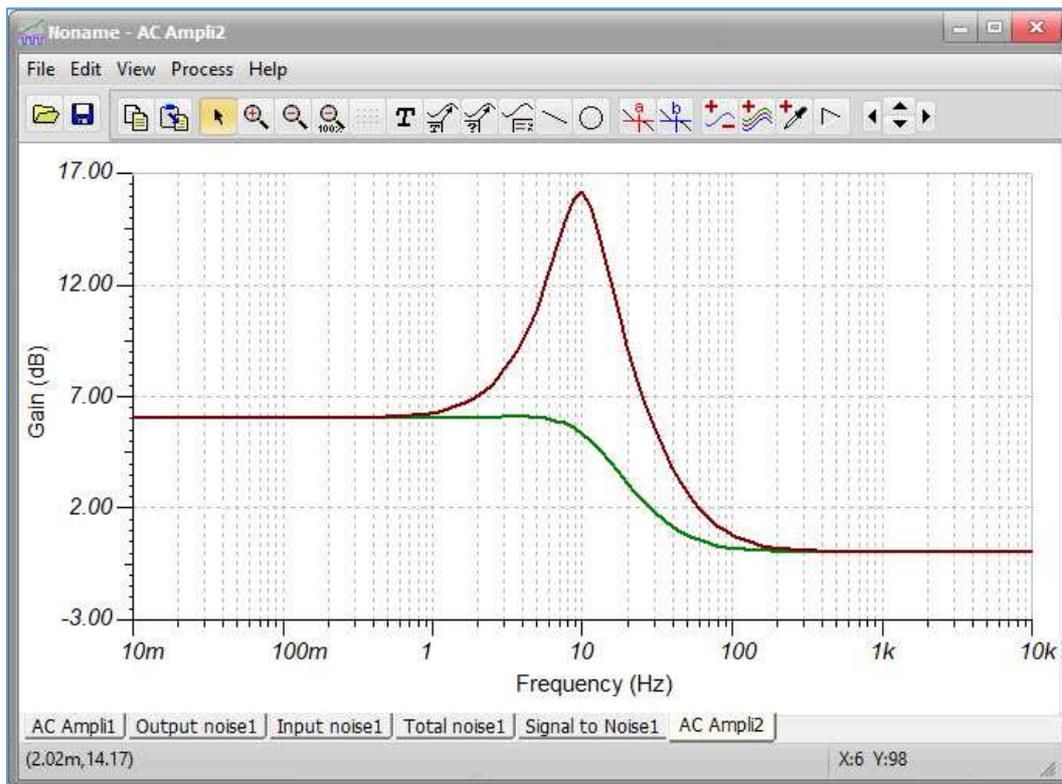


Fig. 125 : Visualisation de la surtension des deux cellules d'un filtre *Multi Feedback* du 4^{ème} ordre, en vert la 1^{ère} cellule et en rouge la 2^{ème} cellule. On remarquera un niveau de bruit constant et de valeur élevée dans toute la bande utile. La surtension se manifeste aux abords de la fréquence de coupure. Graphisme : ON4IJ.

Simulation par une source de bruit dans un filtre à configuration *Sallen-Key* :

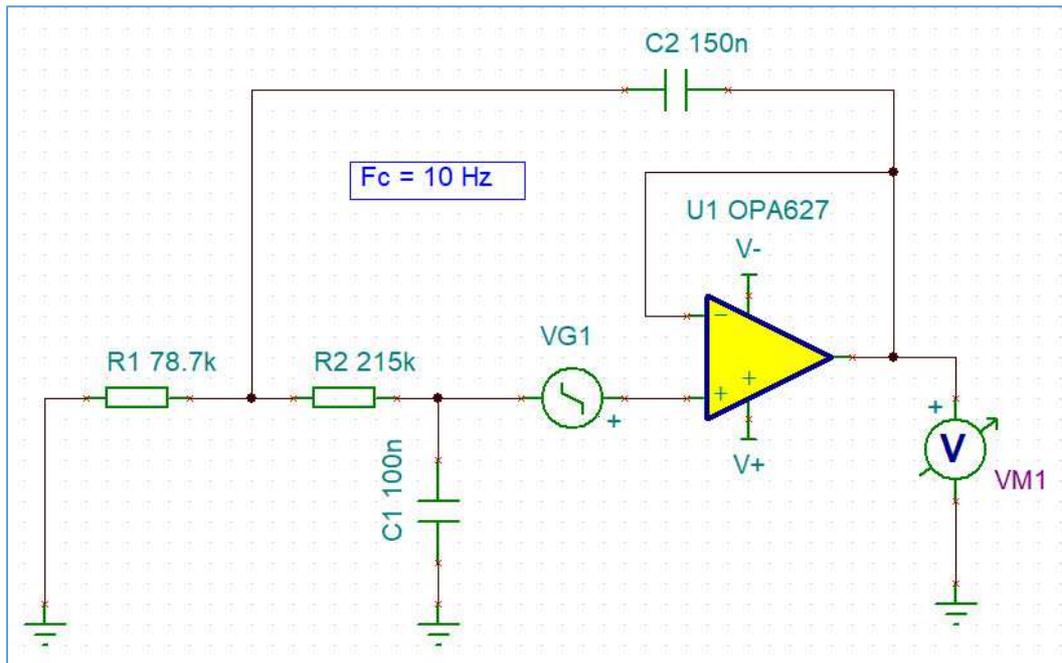


Fig. 126 : Placement d'une source de bruit à l'entrée non inverseuse de l'ampli OP monté dans la 1^{ère} cellule d'un filtre du type *Sallen-Key* du 4^{ème} ordre. Le filtre a été scindé en deux parties afin de pouvoir placer la source de bruit en étant libre de potentiel. Graphisme ON4IJ.

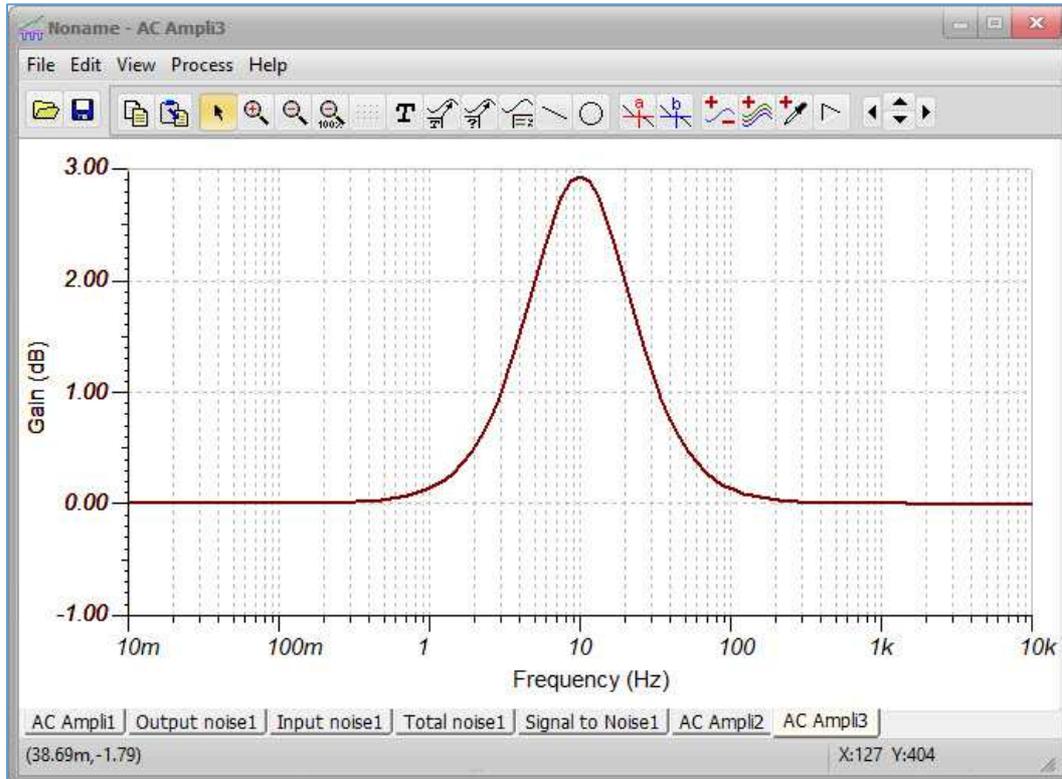


Fig. 127 : Visualisation de la surtension de la 1^{ère} cellule d'un filtre *Sallen-key* du 4^{ème} ordre. Graphisme : ON4IJ.

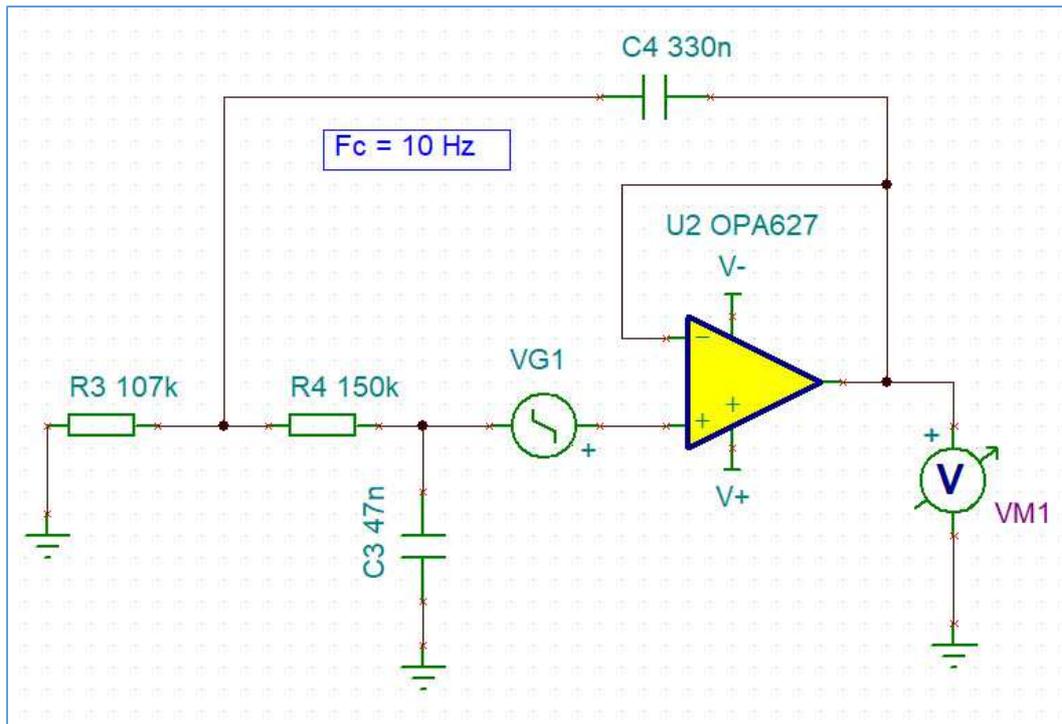


Fig. 128 : Placement d'une source de bruit à l'entrée non inverseuse de l'ampli OP monté dans la 2^{ème} cellule d'un filtre de type *Sallen-Key* du 4^{ème} ordre. Le filtre a été scindé en deux parties afin de pouvoir placer la source de bruit en étant libre de potentiel. Graphisme ON4IJ.

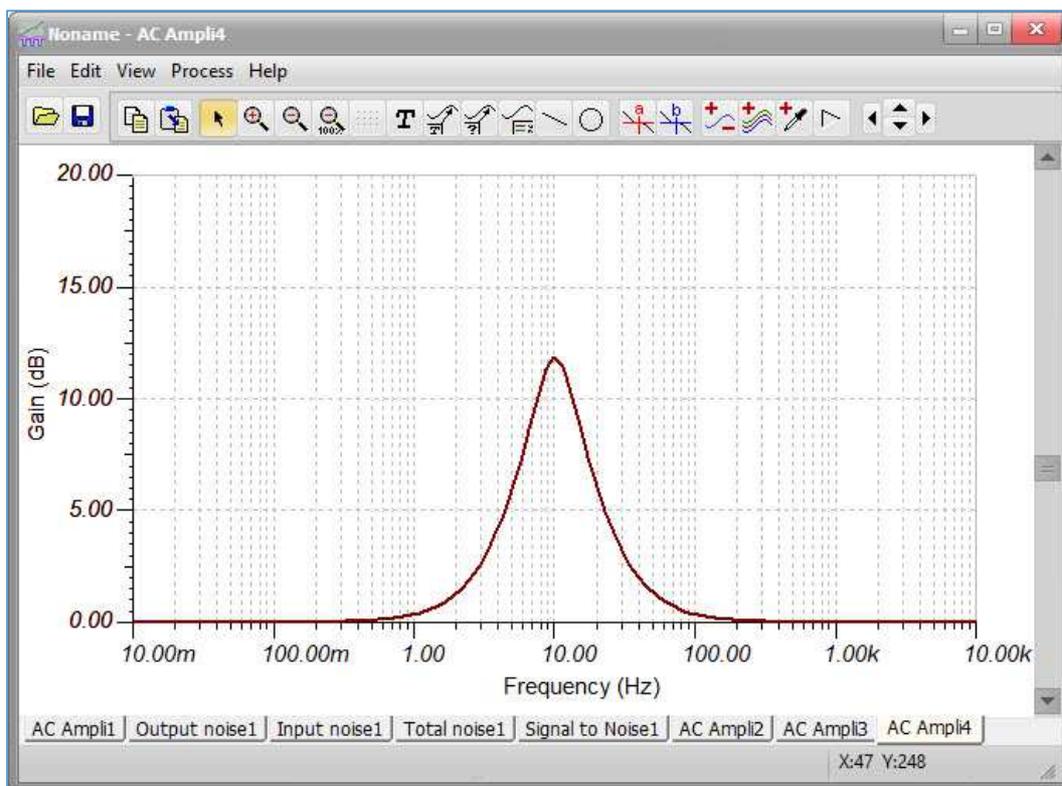


Fig. 129 : Visualisation de la surtension de la 2^{ème} cellule d'un filtre *Sallen-key* du 4^{ème} ordre. Attention : l'échelle n'est pas la même que celle du graphique de la courbe de la 1^{ère} cellule. Dans cette 2^{ème} cellule, la surtension est de valeur plus élevée que celle dans la 1^{ère} cellule. Graphisme : ON4IJ.

Aspect techniques de la réalisation d'un testeur de bruit à très faible bruit :

La réalisation d'une électronique sensible doit être soignée et il est bien entendu préférable de placer toute l'électronique dans un blindage efficace. Il n'est pas étonnant de devoir recourir à un double, même un triple blindage.

Il y a lieu de distinguer les parties de blindage qui sont emboîtées comme des poupées russes. Un premier blindage autonome doit isoler le circuit passe-haut passif juste à l'entrée du premier étage. Ce blindage doit donc contenir les gros condensateurs *Wet Slug Tantalum* à faible courant de fuite avec la résistance de charge du filtre. On peut éventuellement placer un connecteur coaxial de qualité à l'entrée et à la sortie de ce filtre, les liaisons entre l'entrée du testeur de bruit et l'entrée du premier étage amplificateur doivent être effectuées avec du câble coaxial.

Un deuxième blindage autonome doit être prévu pour le premier étage amplificateur qui est le plus sensible.

Les sous-ensembles électroniques dont les deux premiers sont blindés sont à présent abrités dans un blindage métallique à haute perméabilité magnétique (acier mu-métal) de façon à être immunisé du rayonnement des lignes de distribution d'énergie électrique à 50 Hz (*Line Pickup*).

Le blindage magnétique est à son tour accueilli par un autre blindage métallique qui peut être constitué de plaque époxy FR4 de circuit imprimé vierge (tout cuivre). Le rôle de ce blindage est non seulement électrique mais aussi thermique : il constitue en quelque sorte la double paroi d'une bouteille thermo-isolante. Il y donc lieu d'aménager une séparation mécanique entre le blindage en acier et celui en cuivre dont les fonds de blindage sont fixés au moyen de colonnettes filetées.

Enfin, le tout est abrité dans un pot métallique (pot de peinture) ou une boîte à biscuits qui ont tous deux la propriété d'avoir d'excellents contacts électriques au niveau des jointures du boîtier et au niveau du couvercle.

L'alimentation de l'électronique doit être soignée. Il y a lieu de mettre en œuvre une pré-régulation à l'entrée des différentes branches de l'alimentation. Des post-régulateurs à très faible bruit doivent être placés auprès du premier étage qui est le plus sensible. D'autres post-régulateurs peuvent être placés pour alimenter les autres étages de l'électronique.

Il existe des réalisations de testeurs de bruits où l'alimentation de l'électronique s'effectue par un jeu de piles qui sont embarquées dans la boîte à biscuit et à l'extérieur du blindage cuivre. Cela permet d'avoir une alimentation complètement flottante afin d'éviter des boucles de masse (*Ground Loop*).

On peut aussi par mesures conservatoires, utiliser un « isolateur » (amplificateur à isolation galvanique, comme par exemple le modèle Tektronix A6902B ou le modèle A6909. Enfin, le raccordement de la sortie du testeur de bruit doit s'effectuer directement vers l'appareil de mesure (éventuellement par l'intermédiaire d'un isolateur) avec des câbles coax BNC. Les sondes d'oscilloscope sont à éviter (en particulier les sondes x10) car elles introduisent du bruit thermique et ont une boucle de masse trop longue vers la pince crocodile.

Illustrations de quelques modèles de testeur de bruit réalisés par des grands constructeurs :

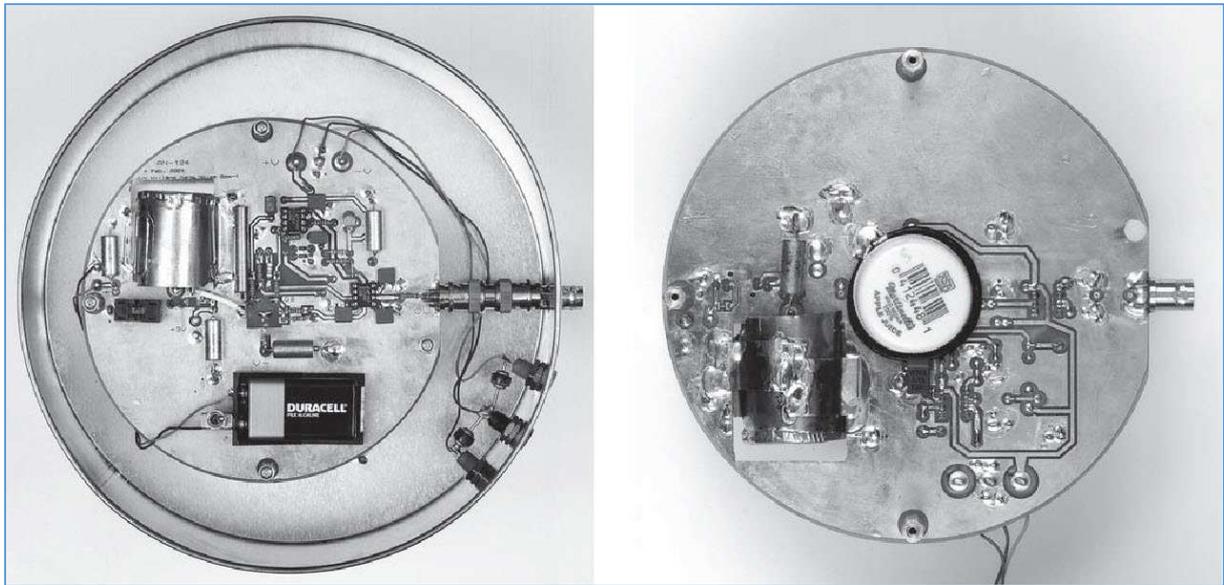


Fig. 130 : Réalisation d'un testeur de bruit par la société Linear Technology. Source : AN-124, 775 Nanovolt Measurement for a Low Noise Voltage Reference, Jim Williams, Linear Technology, 2009.



Fig. 131 : Réalisation d'un autre testeur de bruit par la société Linear Technology. Source : AN-159, Measuring $2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Noise and 120 dB Supply Rejection on Linear Regulators, Todd Owen and Amit Patel, Linear Technology, 2016.

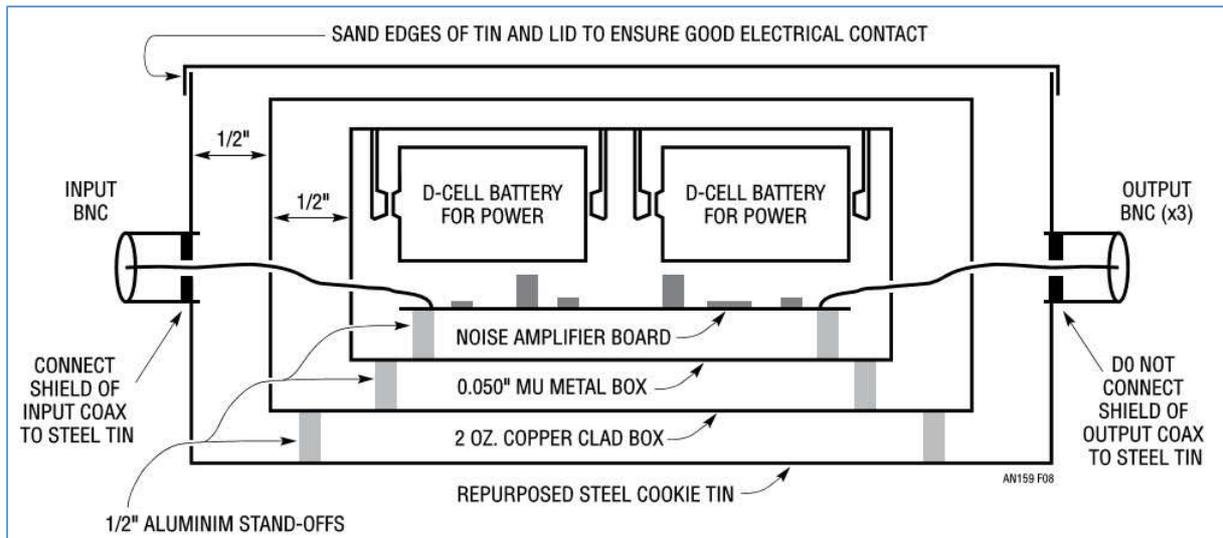


Fig. 132 : Schéma d'ensemble des parties de blindage pour le testeur de bruit illustré à la figure précédente. Source : AN-159, Measuring $2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Noise and 120 dB Supply Rejection on Linear Regulators, Todd Owen and Amit Patel, Linear Technology, 2016.

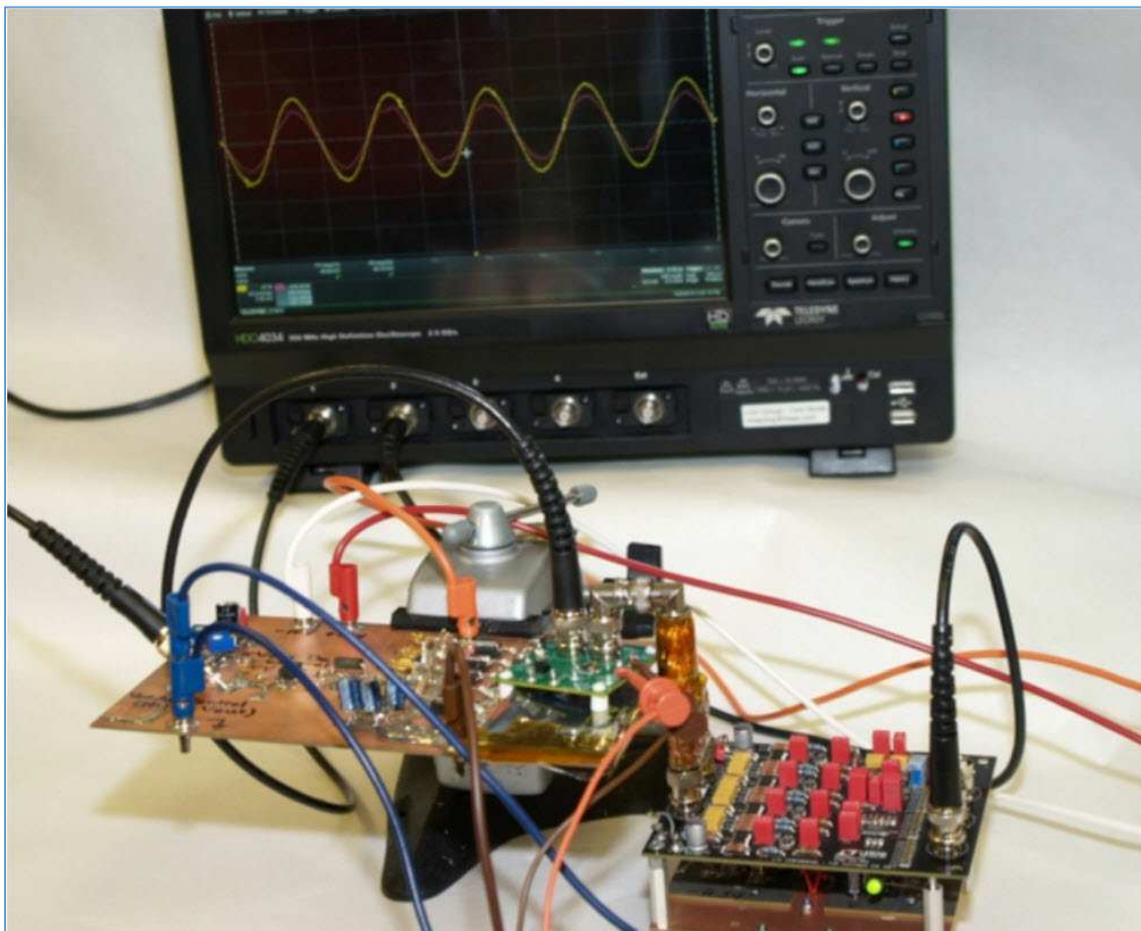


Fig. 133 : Setup de test pour la mesure de la réjection d'alimentation ; *carte Driver* en bas à gauche avec le dispositif sous test ; amplificateur en bas à droite. Source : AN-159, Measuring $2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Noise and 120 dB Supply Rejection on Linear Regulators, Todd Owen and Amit Patel, Linear Technology, 2016.



Fig. 134 : Setup de mesure pour la mesure de régulateurs LDO (*Low Dropout*). La boîte à biscuits contient le régulateur sous test qui est alimenté par des piles. L'amplificateur avec filtre se situe dans la boîte noire en avant plan au milieu en bas de l'illustration. Sur la gauche un voltmètre RMS à thermocouple (Hewlett Packard HP 3400A). En arrière-plan, un oscilloscope « *Vintage* » (Tektronix). Source : AN-83 Performance Verification of Low Noise, Low Dropout Regulators, Jim Williams and Todd Owen, Linear Technology, 2000.

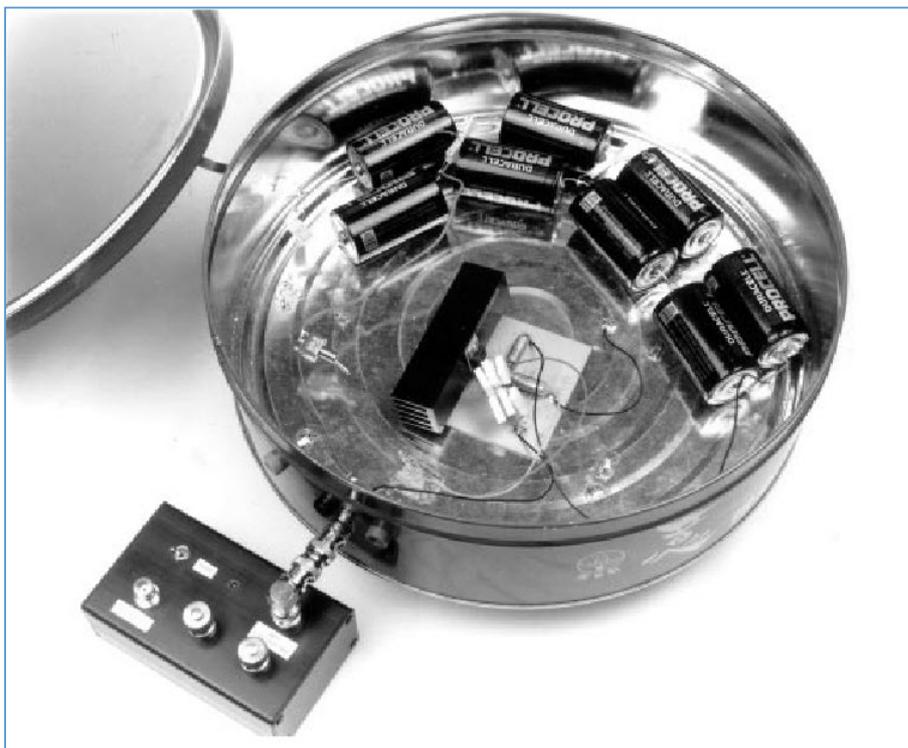


Fig. 135 : Boîte blindée avec au centre un régulateur sous test et alimenté par des piles. Source : AN-83 Performance Verification of Low Noise, Low Dropout Regulators, Jim Williams and Todd Owen, Linear Technology, 2000.

Testeur de bruit réalisé par Marco Reps un amateur d'électronique sur Youtube :



Fig. 136 : Testeur de bruit à ultra faible bruit et miniaturisé. Source : Youtube Marco Reps, 17 Août 2020.

Testeur de bruit réalisé par FesZ Electronics, amateur d'électronique sur Youtube :

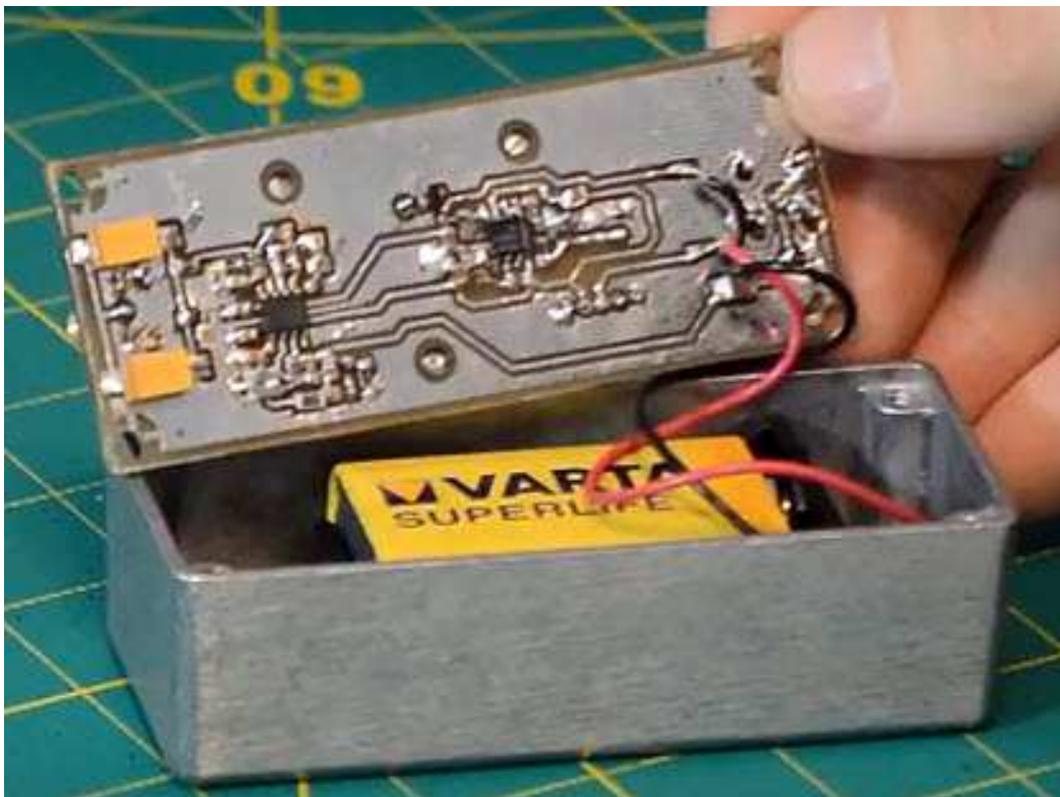


Fig. 137 : Testeur de bruit à faible bruit et miniaturisé. Source : Youtube FesZ Electronics, 5 Mars 2020.

Jim Williams, auteur de la note d'application AN-124 de Linear Technology présente en personne le testeur de bruit de l'AN-124 :



Fig. 138 : Présentation du testeur de bruit de l'AN-124, 775 Nanovolt Measurement for a Low Noise Voltage Reference, Linear Technology par son auteur Jim Williams. Source Youtube, 5 Octobre 2009.

Conclusion :

L'apprentissage de l'analyse de bruit et le calcul du niveau de bruit d'un ampli OP dans un amplificateur permet de mieux identifier les sources de bruit prédominantes et celles qui sont négligeables dans une application précise. Cela permet de mieux comprendre une partie mystérieuse des *Datasheets* des amplis OP où l'on voit apparaître des unités surprenantes au premier abord avec des nano Volts par racine de Hertz ou des femto Ampères par racine de Hertz qui sont les unités de la densité spectrale de tension et de courant de bruit. Enfin, on comprendra pourquoi le bruit s'exprime aussi en micro Volt RMS ou en micro Volt crête à crête. Après tout cela, ce sera un peu plus facile pour un radioamateur de choisir le bon ampli OP pour la bonne application.

Cet apprentissage demande un léger effort avec des mathématiques qui restent toutefois abordables et qui sont du niveau de l'enseignement secondaire supérieur.

Le projet de la réalisation d'un testeur de bruit à ultra faible bruit nous a amené à effectuer quelques recherches, entre autres sur les techniques des amplis OP *Chopper* et sur des technologies spécifiques aux condensateurs à faible courant de fuite. Cela nous a aussi permis de découvrir des techniques de réduction de bruit avec la mise en parallèle de plusieurs amplis OP et avec les amplificateurs différentiels à transistors bipolaires appariés et aux caractéristiques de très faible bruit.

Enfin, nous avons retiré beaucoup d'enseignements sur l'analyse de bruit avec la découverte de logiciels de simulation analogique.

Bibliographie (3 pages) :

- Operational Amplifier Noise : Techniques and Tips for Analyzing and Reducing Noise, 1st edition, Art Kay, Newnes, Elsevier, 2012, 248 pages ;
- Noise Reduction Techniques in Electronic System, 2nd edition, Henry W. Ott, Wiley Interscience, 1988, 448 pages ;
- Op Amp Noise Calculation and Measurement, Art Kay,
- TI Precision Labs, OP Amps : Noise - Spectral Density ;
- TI Precision Labs, OP Amps : Noise - Calculating RMS Noise ;
- TI Precision Labs, OP Amps : Noise - Calculating Total Noise ;
- TI Precision Labs, OP Amps : Noise - Simplifying Calculations ;
- TI Precision Labs, OP Amps : Noise - Spice Simulation ;
- TI Precision Labs, OP Amps : Noise - Verifying the Noise Model ;
- TI Precision Labs, OP Amps : Noise - Measuring System Noise ;
- TI Precision Labs, OP Amps : Noise - 1/F Flicker Noise ;
- TI Precision Labs, OP Amps : Noise - Lab ;
- Tina-TI : Introduction to Tina-TI Simulator ;
- Tina-TI : Using the Tina-TI Simulator, ERC and Analysis Types ;
- Tina-TI : Configuring Source in Tina-TI Simulator ;
- Tina-TI : Waveform Viewer, Part 1 ;
- Tina-TI : Waveform Viewer, Part 2 ;
- Tina-TI : Sweeping Parameters in Tina-TI Simulator ;
- Tina-TI : Noise, Fourier Analysis and Signal Chain Content in Tina-TI Simulator ;
- Tina-TI : Power Product Simulation in Tina-TI Simulator ;
- Tina-TI : Importing Spice Models into Tina-TI Simulator ;
- Tina-TI : Tips and Tricks for Tina-TI Simulator ;
- Tina-TI : How to Use the controlled Source Wizard in the Tina-TI Simulator ;
- Tina-TI : Importing a Spice Netlist into Tina-TI Version 9 ;
- Tina-TI : Quick Start Guide ;
- Spice Models for Analog Devices Products ;
- Spice Macro Models for THAT IC's ;
- Noise in Active Filter : An Unwelcome Surprise, John Caldwell, E2E Design Support Texas Instrument, 24 Mars 2014 ;
- Source Resistance and Noise Considerations in Amplifiers, Jorge Vega, Texas Instrument Incorporated, Analog Application Journal, 2012, 8 pages ;
- Visualize Op Amp Noise, Steve Hageman, EDN Electronic Design News, 2013 ;
- Simulating OP Amp Noise, Steve Hageman, EDN Electronic Design News, 2013 ;
- OP Amp Noise - The Non-Inverting Amplifier, Bruce Trump, EDN Electronic Design News, 2013 ;
- Paralleling Amplifiers Improves Signal-to-Noise Performance, Kevin Scott, Analog Devices ;
- 11 Myths About Analog Noise Analysis Scott Hunt, Analog Devices ;
- Import Spice Model into Tina-TI, 2019 ;
- Analysis and Measurement of Intrinsic Noise in Op Amp Circuits, Part IV : Introduction to Spice Analysis, Art Kay, Texas Instruments Incorporated ;

- Calculating Noise Figure in OP Amps, James Karki, Texas Instruments Incorporated ;
- A Designer Guide to Instrumentation Amplifiers, 2nd Edition, Charles Kitchin and Lew Counts Analog Devices, 2004 ;
- Handbook of Operational Amplifier Applications, Bruce Carter and Thomas R. Brown, Texas Instruments Incorporated, 2016 ;
- How to Measure LDO Noise, Kyle Van Renterghem, Texas Instruments Incorporated, 2015 ;
- Low Noise Active-RC Low-, High-, Band-Pass Allpole Filters using Impedance Tapering, Dražen Jurišić and George S. Moschytz, Fellow, IEEE, 2000 ;
- Lecture Manual Op Amps, TI Precision Labs, Texas Instruments Incorporated ;
- Op Amps For Everyone, Ron Mancini, Editor in Chief, Texas Instruments Incorporated, 2002 ;
- Op Amp Noise Theory and application, Chapter 10, Texas Instruments Incorporated ;
- Getting Started with the New Pspice for TI Design and Simulation Tool, Ian Williams, Texas Instruments Incorporated, 2020 ;
- System on Chip, Lecture 9 : Fundamentals of Noise, Prof. Dr. Michael Kraft, ULG ;
- Understanding and Eliminating 1/f Noise, Robert Kiely, Analog Devices, 2017 ;
- AN-15 : Minimization of Noise in Operational Amplifier Applications, PMI Precision Monolithics Incorporated ;
- AN-83 : Performance Verification of Low Noise, Low Dropout Regulators, Jim Williams and Todd Owen, Linear Technology Corporation, 2000 ;
- AN-104 : Noise Spec Confusing ? Texas Instruments Incorporated ;
- AN-124 : 775 nanovolt Noise Measurement for a Low Noise Voltage Reference, Jim Williams, Linear Technology Corporation, 2009 ;
- AN-159 : Measuring 2 nV/Root Hertz Noise and 120 dB Supply Rejection on Linear Regulators, Todd Owen and Amit Patel, Linear Technology Corporation, 2016 ;
- AN-222 : Super Matched Bipolar Transistor Pair Sets New Standards for Drift and Noise, Texas Instrument, 2013 ;
- AN-358 : Noise and Operational Amplifier Circuits, Lewis Smith and D.H. Steingold, Analog Devices ;
- AN-940 : Low Noise Amplifier Selection Guide for Optimal Noise Performance, Paul Lee, Analog Devices ;
- AN-1114 Lowest Noise Zero-Drift Amplifier Has 5.6 nV/Root Hertz Voltage Noise Density, Vicky Wong, Analog Devices ;
- AN-1264 : Precision Signal Conditioning for High Resolution Industrial Applications, Gustavo Castro and Kristina Fortunado, Analog Devices ;
- AN-1560 : Making Accurate Voltage Noise and Current Noise Measurements on Operational Amplifiers Down to 0.1 Hz, Renesas, 2011 ;
- DN-3 : Operational Amplifiers Selection Guide for Optimum Noise Performance, George Erdi, Linear Technology Corporation ;
- DN-355 : Op Amp Selection Guide for Optimum Performance, Glen Brisebois, Linear Technology Corporation ;

- MS-2066 : Low Noise Signal Conditioning for Sensor-Based Circuits, Reza Moghimi, Application Engineering Manager, Analog Devices Inc.
- MT-047 : Op Amp Voltage Noise, Analog Devices ;
- MT-048 : Op Amp Noise Relationships : 1/f Noise, RMS Noise, and Equivalent Noise Bandwidth, Analog Devices ;
- MT-049 : Op Amp Output Noise Calculations for Single Pole System, Analog Devices ;
- MT-055 : Chopper Stabilized (Auto-Zero) Precision OP Amps, Analog Devices ;
- Negative Linear Regulator Features 0.8 μ V RMS Noise and 74 dB Power Supply Rejection Ratio at 1 MHz, Molly Zhu, Senior Application Engineer, Analog Devices ;
- Noise Analysis for High Speed Op Amps, Michael Steffes, Texas Instruments Incorporated, 2005 ;
- Wima DC-Link MKP4 Metallized Polypropylene (PP) Capacitors for DC-Link Applications, Datasheet, Wima ;
- Vishay XTV Wet Tantalum Capacitors Cylindrical Body, Hermetically Sealed, Datasheet, Vishay ;
- Vishay ST SuperTan Wet Tantalum Capacitors with Hermetic Seal, Datasheet, Vishay ;
- Mallory CLR17 Wet Tantalum Capacitors, Datasheet, Mallory ;
- ADA4523-1 Datasheet, Analog Devices ;
- ADA4528-1 Datasheet, Analog Devices ;
- ADA4625-1 Datasheet, Analog Devices ;
- ADP7118 Datasheet, Analog Devices ;
- ADP7182 Datasheet, Analog Devices ;
- LT3045-1 Datasheet, Linear Technology ;
- LT3094 Datasheet, Linear Technology ;
- LTC6655 Datasheet, Linear Technology ;
- LT1028 Datasheet, Linear Technology ;
- OP27 Datasheet, Analog Devices.