

Le bruit en électronique

1.1. Introduction

Lors de la conception de circuits électroniques, une des difficultés rencontrées, est due au bruit. En effet comme nous l'avons déjà vu, tout composant électronique a une zone de fonctionnement au-delà de laquelle ses caractéristiques sont modifiées. Bruit interne et bruits externes.....

La visualisation à l'oscilloscope d'un signal de faible niveau a souvent l'allure suivante représentée par la figure 1.

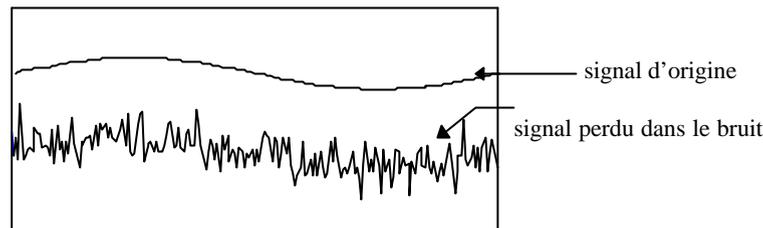


Figure 1. Signal bruité en électronique

Suivant le mode de traitement électronique, le signal de base pourra être reconstitué si le rapport signal sur bruit est supérieur à -10 dB.

Il existe différents types de bruits en électronique dont :

- Le bruit thermique,
- le bruit de grenaille.
- le bruit en $1/f$
- le bruit de flicker

1.2. Bruit thermique

Si nous pouvions observer les électrons contenus dans un conducteur, alors qu'il n'est soumis à aucune différence de potentiel externe, nous verrions que l'ensemble de ces électrons sont animés d'un mouvement incessant et désordonné au lieu de rester immobiles. Ce mouvement, plus ou moins intense, est dû à l'énergie thermique, en effet si la température du conducteur pouvait être fixée à zéro degré Kelvin soit -273°C , cette agitation thermique serait inexistante. Depuis ce point théorique, l'agitation thermique augmente simultanément avec la température. Cette agitation se traduit par une tension variable qui va accompagner le signal utile à travers l'ensemble des structures électroniques. Il est important de comprendre que ce bruit thermique prend source au cœur même des composants, il faut donc le dissocier des nombreux bruits telles que les parasites ou perturbations externes venant des installations ou des circuits annexes.

Le mouvement des particules, lié à l'agitation thermique dans les conducteurs, est aléatoire. Il est donc impossible de prédire pour une date donnée, l'amplitude et la fréquence du bruit ainsi que son évolution. Etant aléatoire, le bruit peut, à un instant, générer un signal de fréquence basse aussi bien que de très haute fréquence. Donc si l'on envisage, d'une manière globale, la distribution fréquentielle du bruit, dans les circuits électroniques, nous pouvons admettre que le spectre de fréquence du bruit thermique est infini et que toutes les raies du spectre sont d'égales amplitudes (figure 1). 1

1 Cette représentation n'est valable que sur une largeur spectrale limitée aux fréquences utilisés en électronique soit quelque GHz et pour des températures ordinaire d'environ 300°K .



Figure 2. Densité spectrale de la puissance de bruit

Néanmoins, pour la majorité des composants, la distribution en fréquence ainsi que l'énergie émise peuvent être déterminés par une étude statistique. De ces études, les valeurs efficace de bruit pourront en être déduites et calculés.

Pour mesurer expérimentalement l'énergie due au bruit, il faudrait donc utiliser un appareil de mesure, évidemment sans bruit, nous donnant une indication sur la puissance de bruit répartie sur l'ensemble du spectre. Un calcul rapide nous donne une valeur infinie puisque la largeur spectrale est également infinie, ce qui est impossible. Par contre si le calcul est limité au spectre utile, nous pouvons alors définir une puissance de bruit uniquement pour cette étendue spectrale.

Mais si le bruit génère une énergie mesurable en tant que valeur efficace, il est important de signaler que la valeur moyenne de bruit est nulle, en effet comme le phénomène est aléatoire, il est à l'opposé de ce qui est continu ou constant, la valeur moyenne de bruit est donc nulle.

Le bruit d'une résistance

Une résistance réelle est composée d'une résistance idéale, appelée froide, associée à une source de bruit tel que le fait apparaître le schéma 2.

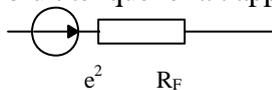


Schéma 1. Résistance bruité

L'expérimentation donne pour le générateur de tension une puissance de bruit dont l'amplitude est : $P_b = 4.K.T.\Delta f$. La tension² de bruit résultante est donc :

$$e = \sqrt{4.K.T.R.\Delta f} \quad [Eq 1]$$

. De cette équation 1, nous remarquons que le bruit est fonction de la température **T** (en °K), de la valeur de la résistance **R** (en Ω) et de la de la bande passante utile **DF** (en Hz). Quant au coefficient **K**, il représente la constante de Boltzmann, dont sa valeur est de $1,37.10^{-23} \text{ J}^\circ\text{K}$. A partir de l'équation, remarquons que le bruit est plus intense lorsque la résistance est grande, la bande passante est large et la température élevée. A l'image de la puissance de bruit, le spectre de bruit dans une résistance est un bruit blanc, c'est-à-dire que toute les raies qui composent le spectre sont d'égales amplitudes (figure 3).

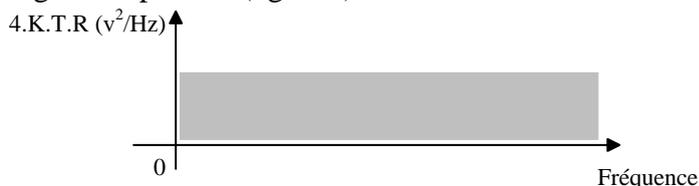


Figure 3. Spectre bilatérale du bruit blanc d'une résistance.

2 N'oublions pas que $P=U^2/R$

Pour une température de fonctionnement courante de 27°C, soit 300°K, la valeur de 4KT est alors de $1,6 \times 10^{20}$ donc la tension de bruit au carré peut être déduite par la formule : $e^2 = 1,6 \times 10^{20} \times R \times \Delta F$ ce qui donne par exemple, pour une résistance de 1 kΩ, et pour un intervalle de fréquence de 10 KHz, une tension de bruit efficace au carré de $e^2 = 1,6 \cdot 10^{-20} \times 10^3 \times 10^4$ soit $e = 0,4 \mu V$.

Les logiciels de simulation électroniques permettent de déterminer la tension de bruit. Pour cela, il faut utiliser comme résistance non pas le composant générique R qui n'a pas de bruit, mais la résistance réel incorporant le générateur de bruit ainsi que la capacité et l'inductance parasite. En configurant le simulateur, et en fixant la capacité et l'inductance parasite avec des valeurs nulles, nous obtenons deux courbes l'une appelée INOISE et l'autre ONOISE qui correspondent pour l'un à l'entrée du montage (*input noise*) et l'autre à la sortie (*output noise*).

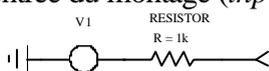


Schéma 2. Simulation d'une résistance bruitée

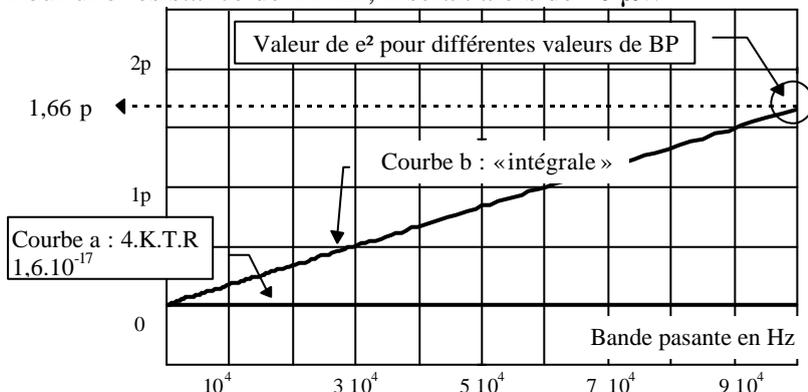
Les courbes obtenues pour le montage de la figure 4 est ici une droite dont l'amplitude maximale est de $1,6 \cdot 10^{-17} V^2/Hz$. Cette droite, qui représente l'enveloppe du spectre, montre que le bruit se répartit bien tout le long du spectre, et que son amplitude est constante. Pour obtenir la tension de bruit efficace résultante, il faut intégrer cette courbe sur l'intervalle de fréquence choisie soit :

$$e^2 = \int_{f_1}^{f_2} 4 \cdot K \cdot T \cdot R \cdot df \text{ entre les fréquences } f_1 \text{ et } f_2.$$

Ce calcul peut être réalisé directement avec les fonctions intégrés du simulateur.

De la courbe 1, nous pouvons déduire que l'amplitude de bruit a pour valeur : $\sqrt{1,66 \cdot 10^{-12}}$ soit $1,3 \mu V$ pour une résistance de 1 KΩ. Dans un intervalle de fréquence de 100 KHz.

Pour une résistance de 1 MΩ, il serait alors de $40 \mu V$.



Courbe 1. Densité spectrale et bruit dans une résistance (utilisation d'un simulateur). Courbe a : évolution de la densité spectrale pour une résistance de 1 kΩ en fonction de la bande passante

Association de plusieurs sources de bruit

Le schéma de la figure 7 représente l'association de deux résistances sources de bruit. Ces deux composants qui ne sont pas identiques, peuvent être soumis à des températures différentes.

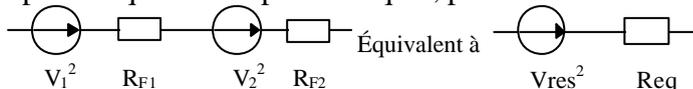


Schéma 3

Dans le cas où plusieurs résistances bruyantes sont associés en série, le calcul du bruit résultant est logiquement donné par la formule suivante : $v_{res}^2 = 4 \cdot K \cdot \Delta F (T_1 \cdot R_1 + T_2 \cdot R_2)$ ce qui permet de déduire que $V_{RES}^2 = V_1^2 + V_2^2$. Donc

$$V_{RES} = \sqrt{\sum V_b^2} \tag{Eq 2}$$

Dans cette formule les températures des deux résistances ne sont pas obligatoirement identiques T1 et T2. Si l'on désire transformer cette expression en faisant apparaître la mise en série des résistances, il est nécessaire de modifier l'expression en créant une température fictive appelée la température équivalente de bruit dont la formule est :

$$T_{EQ} = \frac{T1.R1 + T2.R2}{R1 + R2} \tag{Eq 3}$$

En ce cas le bruit équivalent de l'ensemble devient $v_{res}^2 = 4.K.\Delta F.T_{EQ}.(R1+R2)$ ce qui permet de définir la résistance équivalente de bruit correspondant à :

$$R_{eq} = \sum R_N \tag{Eq 4}$$

Bruit d'un dipôle d'impédance complexe

Dans un dipôle d'impédance complexe, seule la partie réelle de l'impédance est source de bruit (mise en phase de la tension et du courant), donc dans le calcul du bruit, seul est pris en compte la partie réelle de l'impédance complexe $Z(f) = Re(f) + j.Im(f)$.

La figure 6 représente une impédance complexe réalisé par une résistance réel source de bruit en parallèle avec un condensateur, calculons le bruit résultant de ce schéma.

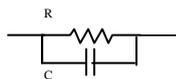


Schéma 4

L'impédance du dipôle a pour équation $Z(j) = \frac{R}{1 + jRC\omega}$.

La partie réelle de cette impédance est donc : $Re(f) = \frac{R}{1 + (2.\pi.R.C.f)^2}$

Le bruit dans le dipôle est donné par l'équation : $e^2 = 4.K.T.\int_{f1}^{f2} Re.df$.

La primitive³ est alors $e^2 = \frac{4.K.T.R}{2.\pi.R.C} [Arc\ tan(2.\pi.f.R.C)]_{f1}^{f2}$.

Le calcul de l'intégrale, pour un intervalle de fréquence compris entre zéro et l'infinie, apporte des simplifications à l'expression et donne une valeur de bruit qui est fonction uniquement du condensateur C tel que :

$$e^2 = \frac{K.T}{C} \text{ soit pour } 27^\circ C \ e^2 = \frac{4,11.10^{-21}}{C}$$

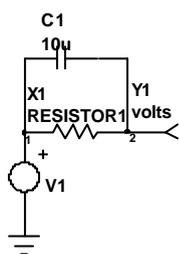
Valeur Capacité	Tension efficace de bruit
47 nF	300 nv
47 µF	9 nv
470 µF	3 nv

Tableau 1

Le tableau 1 présente les valeurs de bruit pour différentes valeurs de capacité. Ces valeurs sont à comparer avec le calcul de la tension de bruit 1,3 µv dans une résistance de 1 kΩ. Cette mise en parallèle du condensateur permet donc de diminuer le bruit du dipôle. Cette méthode est plus particulièrement utilisé pour les résistances de polarisation.

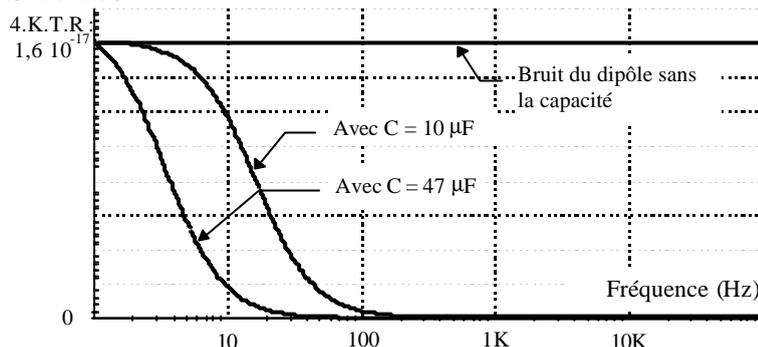
³ La primitive de $1/[1+a^2x^2]$ est de la forme $[\arctan(x.a)]/a$

Exemple de simulation du montage précédent



```
C:\spice8d\Circuits\bruitR.cir Setup1
*#save V(1) @V1[i] @V1[p] V(2) @C1[i]
*#alias y1
.NOISE v(2) V1 DEC 1000 1 1g
.PRINT NOISE INOISE ONOISE
V1 1 0 AC=1
X1 1 2 RESISTOR1 { LS=0 CP=0 }
C1 1 2 10u
.END
```

Schéma 5



Courbe 2. Comparaison des densité spectrale de bruit du montage RC parallèle pour deux valeurs de capacité $C = 10 \mu\text{F}$ et $47 \mu\text{F}$ et sans capacité $R = 1 \text{ k}\Omega$

Puissance de bruit

La puissance de bruit se calcul lorsque la résistance de bruit charge une résistance froide et de même valeur que la résistance bruitée, en ce cas, la puissance est maximale. Dans ce cas particulier, la puissance est maximale $4 P = E^2/4.R$ donc $P_{\text{bruit}} = K.T.\Delta F$. Cette puissance de bruit, indépendante de la valeur de la résistance, est constante et a pour valeur $4\text{pW}/\text{GHz}$.

Bruit dans les composants actifs

Le bruit Schottky

Le bruit de grenaille est lié au passage des porteurs à travers des obstacles. Il existe dans toutes les jonctions où circule un courant électrique. L'équation 3 permet d'en calculer l'amplitude, il est fonction de q , charge d'un électron, I_0 le courant circulant dans la jonction et ΔF la bande passante.

$$I_s^2 = 2.q.I_0.\Delta F \quad [\text{Eq 5}]$$

Exemple bruit dans une diode à jonction.

Le bruit des quadripôles amplificateurs

Comme nous l'avons déjà vu au chapitre XX0, les quadripôles de type amplificateurs génèrent également du bruit. En effet les composants actifs et passifs, tel que les résistances, capacités et transistors qui rentrent dans sa structure, sont source de bruit. L'ensemble de ces sources de bruits, perceptible uniquement de l'extérieur du quadripôle, sont regroupées à l'entrée du montage amplificateur.

4 Voir chapitre 1

Afin de définir la nature des sources de bruits, réalisons l'expérience suivante : mesurons à l'aide d'un voltmètre, en sortie du montage, la tension efficace de bruit. Quant à l'entrée de l'amplificateur, câblons une résistance de test R_e théoriquement non bruyante et de valeur réglable.

Si la résistance de test R_e , initialement à zéro croît, un courant de bruit i_n circule dans cette résistance, la tension de bruit visible en sortie, croît également. Lorsque la résistance R_e prend une valeur infinie (ce qui correspond à un circuit ouvert), le courant i_n qui circule en entrée est alors nul, mais le voltmètre affiche toujours une tension de bruit non négligeable. Ce bruit ne peut pas être due au courant i_n mais à une tension source de bruit e_n .

Cette expérimentation permet de vérifier que le bruit ramené à l'entrée est composé de deux sources. D'une part une source de tension de bruit notée e_n visible lorsque R_e est infinie et d'autre part une source de courant i_n augmentant lorsque R_e croît.

La figure 4 représente un quadripôle amplificateur réel composé d'un quadripôle idéal non bruyant auquel les deux sources de bruit e_n et i_n sont ajoutés en entrée. Dans un montage réel, le signal à amplifier est généré par la source composée de E_s et de R_s . Le schéma équivalent de bruit ramené en entrée est donné par la figure 4 à gauche.

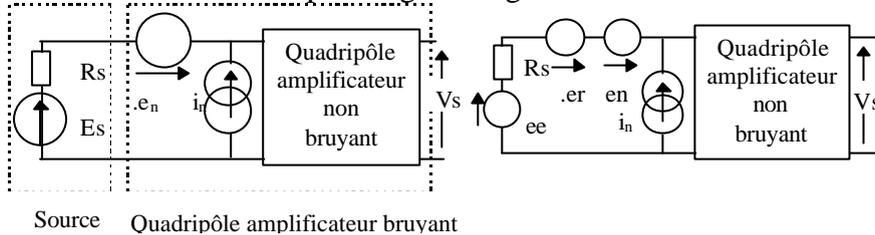


Figure 4. A gauche représentation d'un amplificateur réel associé à une source, à droite, le schéma équivalent du montage dans lequel les différents bruits sont regroupés à l'entrée du montage

Calcul du bruit « ramené » à l'entrée

Le montage équivalent est composé de cinq sources de bruit : les deux sources e_n et i_n dues à l'amplificateur auxquelles s'ajoutent le bruit généré par la résistance R_s ainsi que le bruit du signal source e_e .

Si l'impédance d'entrée de l'amplificateur est infinie, le bruit résultant du montage est défini facilement par l'équation :

$$e_b \approx e_e + e_r + e_n + i_n \cdot R_s$$

La densité spectrale du bruit équivalent pour un intervalle de fréquence de 1 Hz est donné par l'équation 6.

$$e_b^2 \approx e_e^2 + 4 \cdot K \cdot T \cdot R_s + e_n^2 + (i_n \cdot R_s)^2 \quad [Eq 6]$$

Pour les amplificateurs opérationnelles, les constructeurs représentent donc le bruit par les deux sources, l'une de courant i_n et l'autre de tension e_n placés à l'entrée de l'amplificateur tel que le représente le schéma 6.

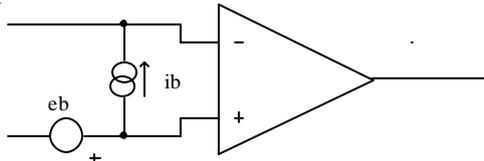


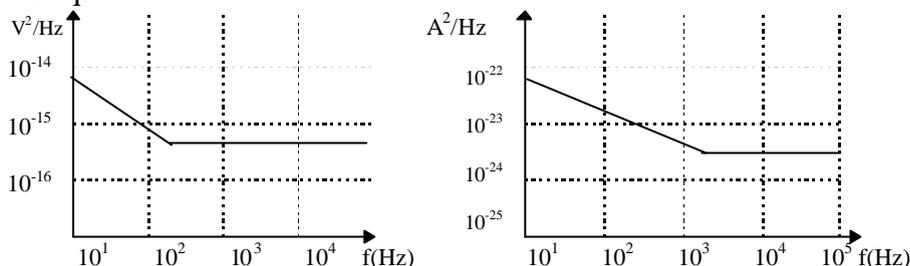
Schéma 6. Générateur de bruit dans les AOP

Parmi les caractéristiques techniques du composant, la tension et le courant de bruit sont indiqués suivant deux formes :

L'amplitude de e_n et de i_n sont données directement. Par exemple pour l'amplificateur OP-15 nous trouvons : *Input noise current* : $0.01 pA/\sqrt{Hz}$, *input noise voltage* : $20 nV/\sqrt{Hz}$. Cela suppose que ces valeurs sont constantes tout le long du spectre. En fait comme ce n'est pas le cas, ces

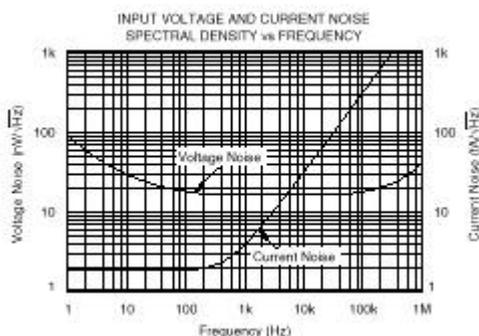
valeurs sont souvent données pour une fréquence de 1 KHz. D'autres caractéristiques sont proposés sous la forme de courbe exprimant la densité spectrale de e_n et de i_n . (courbes 3 et 4).

Nous voyons que les densités spectrales ne sont pas constantes tout le long du spectre mais sont composés de deux parties : Une zone décroissante puis une zone linéaire. La décroissante, dont la variation est proche de $1/f$, ne correspond pas à du bruit thermique mais du bruit appelé flicker ou basse fréquence.



Courbe 3. Allure des densités spectrales de la tension (à gauche) et du courant (à droite) de bruit d'un amplificateur en technologie bipolaire de type μA 741. Ces bruits ont deux composantes : le bruit en $1/f$ flicker et le bruit thermique

Pour les amplificateurs en technologie *bifet*, la courbe de densités spectrales du courant de bruit i_n est différent (courbes 4), en effet l'amplitude de bruit est constante jusqu'à une fréquence de coupure f_c comprise entre 1 kHz et 10 kHz, puis croît régulièrement.



Courbe 4. Allure des densités spectrales de la tension et du courant de bruit d'un amplificateur en technologie biFET de type OPA 130. (doc Burr-brown)

Le tableau 2 présente les caractéristiques de bruit de certains amplificateurs couramment utilisés dans certains domaines.

Référence	e_n	i_n	Domaine d'application
μA 741	2,8 nV/√H z	0,6 pA/√Hz	
TL 071	20 nV/√Hz	0,01 pA/√ Hz	
SSM 2017	950 pV/√H z		Préamplificateur audio
NE	5 nV/√Hz	0,01 pA/√	

5534		Hz	
------	--	----	--

Tableau 2. Comparatifs de caractéristiques d'amplificateurs opérationnelles

Exemple de calcul : montage amplificateur inverseur

Pour étudier l'influence des sources de bruit sur un montage amplificateur, nous prendrons tout d'abord un montage classique de type inverseur. A partir de cette étude nous pourrons situer les points plus particulièrement sensibles au bruit.

Nous considérerons que tout les composants sont bruyant. Le schéma 7 représente à gauche la structure inverseuse et à droite le modèle équivalent du point de vue du bruit des composants.

La méthode utilisée pour quantifier le bruit consiste à «ramener» par calcul, l'ensemble des sources de bruit associées à leur coefficients, à l'entrée du montage. De ce nouveau modèle simplifié, la densité spectrale de bruit, équivalente au montage, peut être déduite. Connaissant la largeur spectrale utile du montage, la tension de bruit efficace sera calculée.

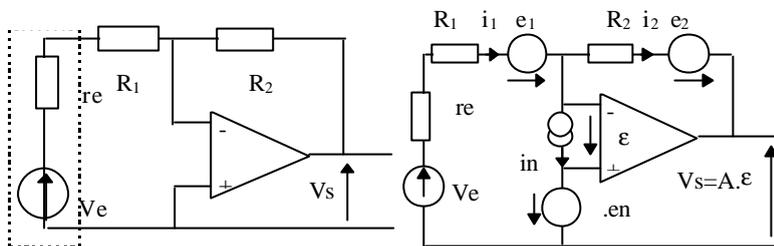


Schéma 7.

Pour simplifier, nous considérerons que $R_e = re + R_1$ et $V = V_e + e_1$.

Mise en équation du montage a partir des équations de mailles et de nœuds :

- $V - R_e \cdot i_1 + \epsilon + e_n = 0$
- $A \cdot \epsilon - e_2 + e_n + \epsilon + R_2 \cdot i_2 = 0$
- $i_1 - i_2 = i_n$

Nous en déduisons les équations du courant i_1 pour réaliser l'égalité :

$$V + e_n + \epsilon / R_e = i_1$$

$$(A \cdot \epsilon - e_2 + e_n + \epsilon) / R_2 = -i_2$$

$$i_n = (V - e_n + \epsilon) / R_e + (A \cdot \epsilon - e_2 - e_n + \epsilon) / R_2$$

$$\text{soit : } R_e \cdot R_2 \cdot i_n = R_2 \cdot (V - e_n + \epsilon) + R_e \cdot (A \cdot \epsilon - e_2 - e_n + \epsilon)$$

$$R_e \cdot R_2 \cdot i_n = R_2 \cdot V - R_2 \cdot e_n + R_2 \cdot \epsilon + R_e \cdot A \cdot \epsilon - R_e \cdot e_2 - R_e \cdot e_n + R_e \cdot \epsilon$$

$$-R_2 \cdot \epsilon - R_e \cdot A \cdot \epsilon - R_e \cdot \epsilon = R_2 \cdot V - R_2 \cdot e_n - R_e \cdot e_2 - R_e \cdot e_n - R_e \cdot R_2 \cdot i_n$$

$$-\epsilon (R_2 + R_e \cdot (A + 1)) = V \cdot R_2 - e_2 \cdot R_e - e_n \cdot (R_2 + R_e) - i_n \cdot R_e \cdot R_2$$

Divisons par R_e .

$$-\epsilon (R_2 / R_e + A + 1) = V \cdot R_2 / R_e - e_2 - e_n \cdot (R_2 + R_e) / R_e - i_n \cdot R_2$$

Comme $V_s = A \cdot \epsilon$ l'équation devient :

$$V_s = [-V \cdot R_2 / R_e + e_2 + e_n \cdot (R_2 + R_e) / R_e + i_n \cdot R_2] / [R_2 / R_e + A + 1]$$

Ce qui permet d'écrire l'équation 7.

$$V_s = \frac{R_2 \cdot i_n + e_n \left(1 + \frac{R_2}{R_e}\right) - V \frac{R_2}{R_e} - e_1 \frac{R_2}{R_e} + e_2}{1 + \frac{1}{A} \left[1 + \frac{R_2}{R_e}\right]} \quad [\text{Eq 7}]$$

Pour simplifier, considérons que le terme A correspondant à l'amplification de l'AOP tend vers l'infini, l'équation de la tension de sortie simplifiée devient :

$$V_s \approx \left[R_2 i_n + e_n \left(1 + \frac{R_2}{R_e} \right) - e_1 \frac{R_2}{R_e} + e_2 \right] - \left[V_e \frac{R_2}{R_e} \right]$$

Pour ramené à l'entrée du montage les générateurs de bruit, divisons l'ensemble de l'expression par le coefficient d'amplification du montage soit $-R_2/R_e$.

$$V \approx -\frac{R_e}{R_2} \left[R_2 i_n + e_n \left(1 + \frac{R_2}{R_e} \right) - e_1 \frac{R_2}{R_e} + e_2 - V_e \frac{R_2}{R_e} \right]$$

$$v = -i_n \cdot R_e - e_n \cdot \left(\frac{R_e}{R_2} + 1 \right) + e_1 - e_2 \cdot \frac{R_e}{R_2} + V_e$$

Du point de vue du bruit nous retrouvons, ramené à l'entrée les différents sources de bruit données par l'équation 8. Cette équation est identifiable au schéma 8.

$$v_{\text{bres}} = e_1 - e_2 \cdot \left[\frac{r + R_1}{R_2} \right] - e_n \cdot \left[\frac{r + R_1}{R_2} + 1 \right] - i_n \cdot (r + R_1) \quad [\text{Eq 8}]$$

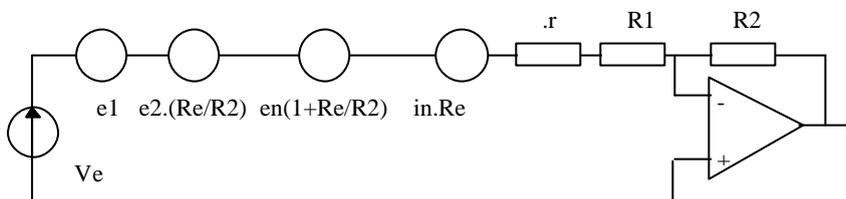


Schéma 8

De ce schéma 8, certaines conclusions sont à exprimer. En effet, le bruit e_1 de la résistance R_1 se retrouve intégralement alors que les bruits e_2 de R_2 et e_n de l'amplificateur, sont divisés par l'amplification $|R_2/R_e|$ du montage. Quant au courant de bruit i_n de l'amplificateur, il est multiplié par la valeur de la résistance R_e composé de $r + R_1$.

La résistance R_1 a donc une très grande influence sur le bruit du montage. Il est donc indispensable de choisir une faible valeur de résistance et d'utiliser une résistances faible bruit de type technologie « couches métal ».

En considérant les simplifications suivantes $R_2 > R_1$, la densité spectrale de bruit devient :

$$V_{\text{bres}}^2 = e_1^2 + e_n^2 + (i_n \cdot R_1)^2.$$

$$\text{Soit } V_{\text{bres}} = \sqrt{(4 \cdot K \cdot T \cdot R_1 + e_n^2 + R_1^2 \cdot i_n^2) \Delta f} \quad [\text{Eq 9}]$$

Application numérique :

Pour l'application numérique considérons $R_1 = 1\text{k}\Omega$. L'amplificateur est de type *bifet* référence : LF 156. Ces caractéristiques de bruit sont : *Input noise current* : $0.01\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, *input noise voltage* : $12\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ à 1 KHz, les densités spectrales sont représentés par la figure 6. Afin de simplifier ce calcul, nous ne prendrons pas en considération le bruit *flicker* en $1/f$ et prendrons des valeurs de e_n et i_n constantes.

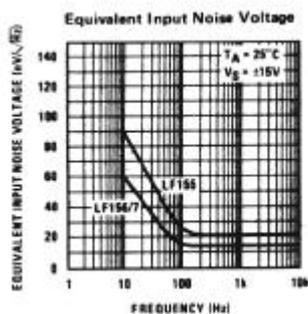


Figure 5. Densité spectrale du LF 156 (doc National Semiconductor)

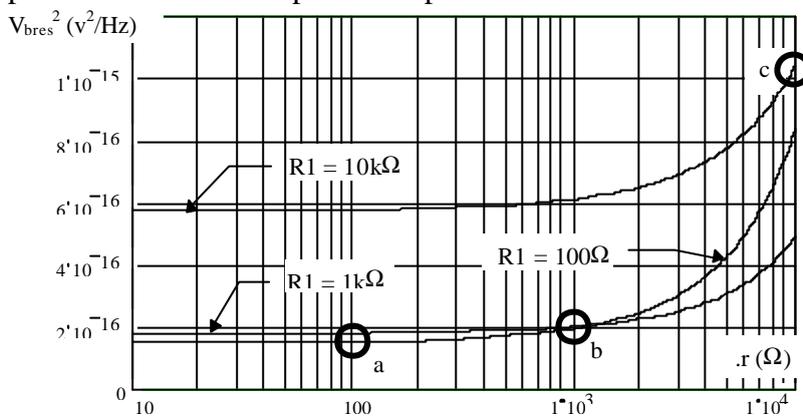
$$V_{\text{bres}}^2 = [(4 \times 1,37 \cdot 10^{-23} \times 3 \cdot 10^2 \times 1 \cdot 10^3) + (12 \cdot 10^{-9})^2 + (1 \cdot 10^3 \times 1 \cdot 10^{-14})^2]$$

$$V_{\text{bres}}^2 = (1,644 \cdot 10^{-17}) + (1,44 \cdot 10^{-16}) + (1 \cdot 10^{-22})$$

Soit $V_{\text{bres}}^2 = 1,6 \cdot 10^{-16} \text{ v}^2/\text{Hz}$ pour $R1 = 1\text{k}\Omega$ et $3 \cdot 10^{-16} \text{ v}^2/\text{Hz}$ pour $R1 = 10\text{k}\Omega$

Reprenons l'équation 8 et analyser l'évolution de la tension de bruit V_{bres}^2 pour différentes valeurs de $R1$ et de r . Pour ce calcul nous allons prendre une amplification du montage constante soit $|R2/Re| = 100$.

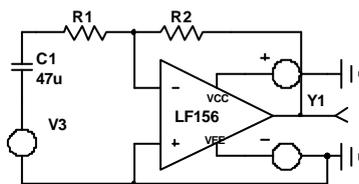
Les courbes 5 de $V_{\text{bres}}^2 = f(r, R1)$ vérifient bien d'une part l'influence de la résistance sur le bruit en effet plus cette résistance est élevée, plus le bruit croît. D'autre part, nous savons que pour ce montage inverseur, la résistance d'entrée est pratiquement égale à $R1$. Les trois points particuliers a, b et c, représentés sur cette courbe correspondent aux trois cas où il y a adaptation d'impédance entre le générateur r et l'entrée $R1$ ($r = R1 = 100 \Omega$ a, puis 1 kHz b puis 10 kHz c). Nous pouvons vérifier que le bruit minimale n'est pas obligatoirement situé au point de l'adaptation d'impédance mais pour une résistance r la plus faible possible.



Courbe 5.

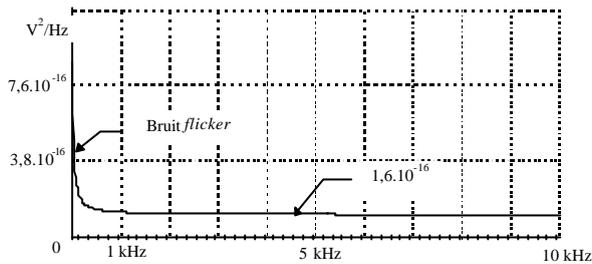
Application : simulation du montage inverseur

Les figures 6 et 7 représente le schéma ainsi que la configuration permettant de réaliser la simulation de bruit du montage inverseur avec alimentation symétrique. La courbe 6 *inoise* confirme les valeurs calculés précédemment.



```
D:\PROJET_S\bruit156.cir Setup1
*save @V1[i] @V1[p] @V3[i] @V3[p] V(1) V(4)
@V2[i] @V2[p]
*save V(2) V(3)
*alias y1
R1 7 4 RESISTOR 100k
R2 7 4 RESISTOR 1k
.NOISE v(3) v3 LIN 1000 10 10k 1
.PRINT NOISE INOISE ONOISE
X1 2 0 3 1 4 LF156 { }
V1 1 0 DC=15
V3 2 0 AC=1
V2 4 0 DC=-15
.END
```

Figure 6. Simulation du montage inverseur



Courbe 6. Densité spectrale de bruit ramené à l'entrée du montage amplificateur: input noise en considérant le bruit en 1/f de l'amplificateur

Dans le cas où l'alimentation n'est pas symétrique, deux résistances de pont entre l'alimentation et la masse créent une masse fictive à l'entrée non inverseuse du montage. Ces deux résistances bruyante ont pour effet de doubler la densité spectrale de bruit. Pour diminuer ce bruit des condensateurs de fortes valeurs doivent être câblés en parallèle avec ces résistances. Le tableau 3 présente les densités spectrale de bruit obtenues pour ces trois cas par simulation.

	Vbruit (V²/Hz)
Alimentation symétrique	$1,30.10^{-16}$
Alimentation symétrique sans condensateur de découplage	$2,78.10^{-16}$
Alimentation symétrique avec condensateur de découplage	$1,34.10^{-16}$

Tableau 3. Valeurs des densités spectrale de bruit obtenues pour trois types d'alimentation

Montage non inverseur

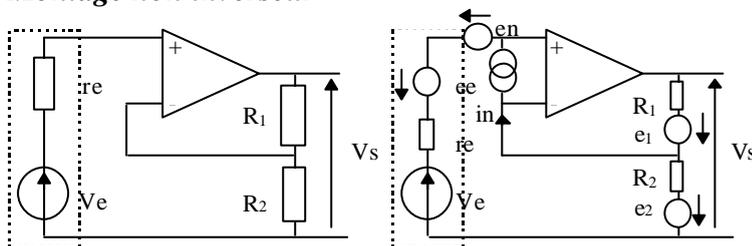


Schéma 9. Montage non inverseur

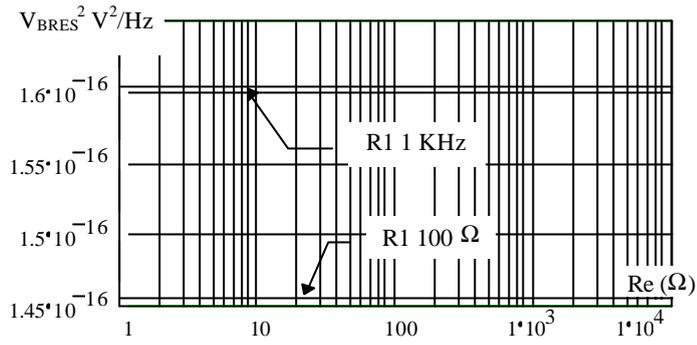
En réalisant le même calcul que pour le montage inverseur, nous obtenons l'équation de la tension de bruit « ramené » à l'entrée. La tension notée e_e correspond au bruit généré par la source.

$$V_b \approx -e_e - e_n + e_e \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} - e_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - i_n \cdot \left(R_e + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad [\text{Eq 10}]$$

Après simplification, l'équation de la tension de bruit devient :

$$V_{bre} \approx \sqrt{4 \cdot K \cdot T \cdot R_1 + e_n^2 + e_e^2 + \left[i_n \cdot (R_e + R_1) \right]^2}$$

Pour tracer les courbes 7, nous avons pris une amplification $R_2/R_1 = 100$ constante. Il y a deux valeurs de R_1 : 0,1 et 1 K Ω . La notion d'adaptation d'impédance n'existe pas sur ce montage puisque celle ci est pratiquement infinie.



Courbe 7