

# Bruit en électronique: Analyse temporelle et fréquentielle

Adil KOUKAB

# Outline 1

- Généralités sur le bruit
- Analyse Temporelle
  - Etude statistique et loi de distribution d'amplitude
  - Puissance moyenne et tension efficace (RMS)
  - Sources multiple de bruit (corrélées et non-corrélées)
- Analyse Fréquentielle
  - Densité spectrale de puissance (DSP)
  - Bruit Thermique des Résistances
  - Bruit dans un AmpliOp
- Bruit à travers un système linéaire à fonction de transfert  $H(j\omega)$ :
  - Propagation et façonnement du bruit par  $H(j\omega)$
  - Propagation et façonnement du bruit par filtre passe-bas d'ordre  $n$
- Analyse du bruit dans un circuit électronique
- Eude de cas:

# Généralités sur le bruit

- Un signal est toujours affecté de petites **fluctuations aléatoires** plus ou moins importantes qu'on appelle **bruit**.
- Origines diverses :
  - Bruit inhérent aux composants électroniques: agitation thermique des  $e^-$ , défauts cristallins, états d'interface, ions qui piègent et libèrent les électrons aléatoirement ...
  - Bruit externe: couplage électromagnétique, lumière ...
- Limite la **sensibilité** d'un système élec. (signal min. détectable)
  - C'est le niveau du bruit par rapport au signal utile qui importe c.à.d. le paramètre « rapport signal sur bruit ou SNR ».

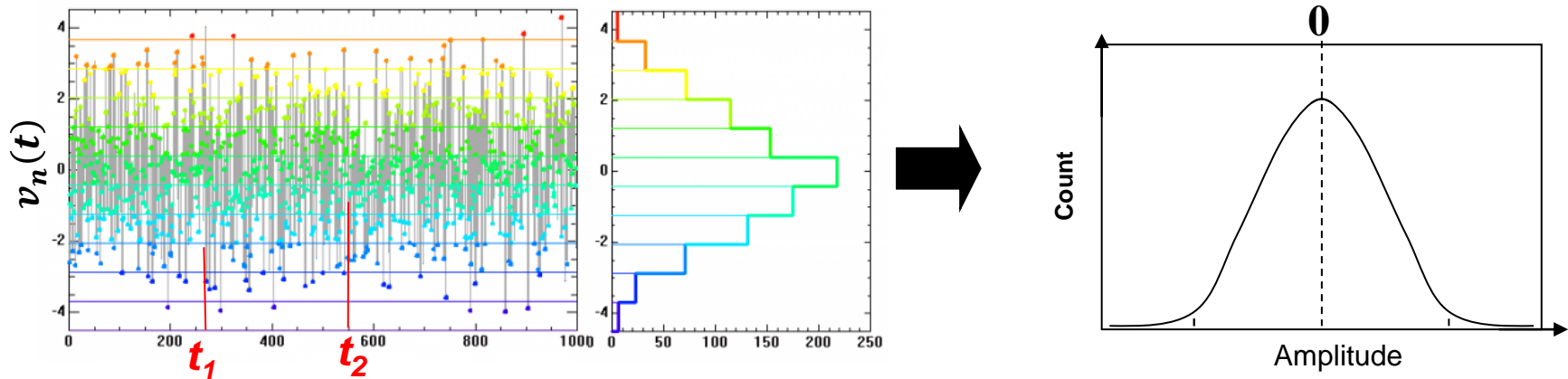
# Analyse Temporelle

- **Complication:** Bruit est un signal aléatoire (pas de formule analytique)



→ **Solution: Analyse statistique**

- Si on observe le bruit sur une **longue période**, nous pourrions construire **la distribution d'amplitudes** (courbe de probabilité), indiquant combien de fois chaque valeur est atteinte.



# Loi de distribution d'amplitude

- The central limit theorem stipule que puisque le bruit en électronique découle d'un grand nombre de phénomènes aléatoires il sera décrit par la loi normale (Gaussienne) dont l'allure et la formule sont les suivantes:

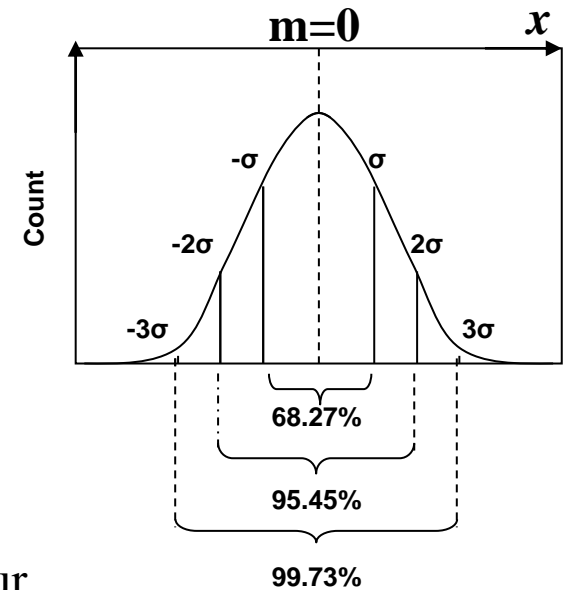
$$P(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \frac{-(x-m)^2}{2\sigma^2}$$

- Avec  $\sigma$ , l'écart type, qui caractérise la dispersion des valeurs échantillonnés autour de la moyenne  $m$  (ici 0).
- $P(x)$  est une densité de probabilité c.à.d que la probabilité pour que l'amplitude du bruit soit comprise entre  $x_1$  et  $x_2$  est donnée par:

$$\int_{x_1}^{x_2} P(x) dx$$

→ Comment calculer  $\sigma$ ? 🤔

- On peut démontrer numériquement que la probabilité pour que l'amplitude du bruit soit comprise entre:  $[-\sigma, +\sigma]$  is 68.27%, and  $[-3\sigma$  et  $+3\sigma]$  is 99.73%.



6σ est souvent considérée comme le «worse case» du bruit crête-à-crête du bruit

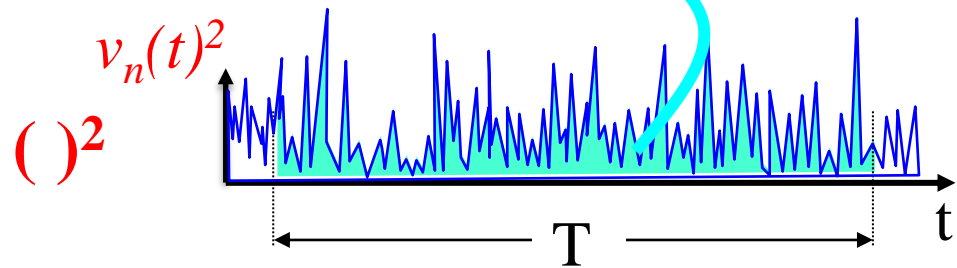
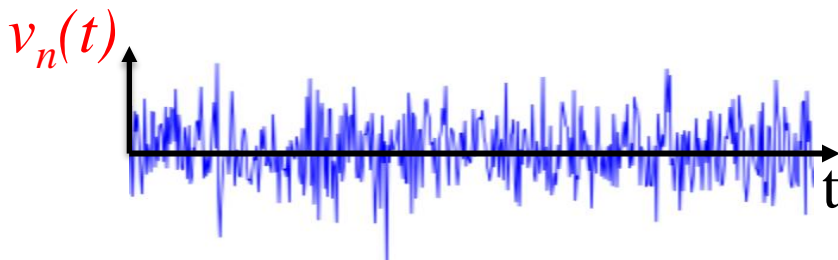
# Ecart type et puissance de bruit

L'écart type  $\sigma$  qui caractérise la dispersion des valeurs échantillonnées autour de la moyenne  $m$  (ici  $m = \overline{v_n(t)} = 0$ ) est donné par:

$$\sigma_n = v_{n,RMS} = \sqrt{\overline{(v_n(t) - m)^2}} = \sqrt{\overline{(v_n(t))^2}} = \sqrt{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v_n(t)^2 dt}$$

$$\sigma_n = \sqrt{\overline{v_n^2}} \equiv v_{n,RMS}: \text{tension efficace du bruit en tension (RMS). [V]}$$

$$\overline{v_n^2} = \sigma_n^2 \equiv \text{Puissance du bruit (normalized for } R = 1 \Omega). [V^2]$$



# Cas de plusieurs sources de bruit

- Dans le cas de deux sources  $v_{n1}$  and  $v_{n2}$ , la puissance moyenne résultante est:

$$\begin{aligned}\overline{(v_{n1} + v_{n2})^2} &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (v_{n1}(t) + v_{n2}(t))^2 dt \\ &= \overline{v_{n1}^2} + \overline{v_{n2}^2} + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} 2v_{n1}(t)v_{n2}(t) dt\end{aligned}$$

- L'intégral résiduel est appelé **terme de corrélation**.
- Ce terme  $\rightarrow 0$  si les sources ne sont pas corrélées (indépendantes)
- **Dans les circuits les sources sont souvent non-corrélées.** (Ex: le bruit généré par une résistance n'est pas corrélé avec celui d'un transistor).
- On peut donc écrire  $\overline{(v_{n1,2})^2} = \overline{v_{n1}^2} + \overline{v_{n2}^2}$

**→ La superposition est valable pour les puissances si les sources sont non-corrélées.**

# Rapport signal sur bruit (SNR)

- Rapport signal sur bruit SNR: mesure le niveau du signal utile  $\overline{v_s^2}$  par rapport au niveau du bruit  $\overline{v_n^2}$ , en d'autres termes le SNR est le rapport de la puissance du signal sur la puissance du bruit:

$$SNR_{dB} = 10 \log \left( \frac{\overline{v_s^2}}{\overline{v_n^2}} \right) = 20 \log \left( \frac{v_{s,RMS}}{v_{n,RMS}} \right)$$

- Pourquoi le SNR est important?:
  - Le niveau du bruit n'a de sens que **comparé** au niveau du signal utile.
  - L'optimisation du bruit n'est effective que si **elle ne dégrade pas** le signal utile.
    - Optimiser le SNR est plus efficace.

# Outline 1

- Généralités sur le bruit
- Analyse Temporelle
  - Etude statistique et loi de distribution d'amplitude
  - Puissance moyenne et tension efficace (RMS)
  - Sources multiple de bruit (corrélées et non-corrélées)
- Analyse Fréquentielle
  - Densité spectrale de puissance (DSP)
  - Bruit dans un AmpliOp
  - Bruit Thermique des Résistances
- Bruit à travers un système linéaire à fonction de transfert  $H(j\omega)$ :
  - Propagation et façonnement du bruit par  $H(j\omega)$
  - Propagation et façonnement du bruit par filtre passe-bas d'ordre  $n$
- Analyse du bruit dans un circuit électronique
- Eude de cas:

# Analyse fréquentielle

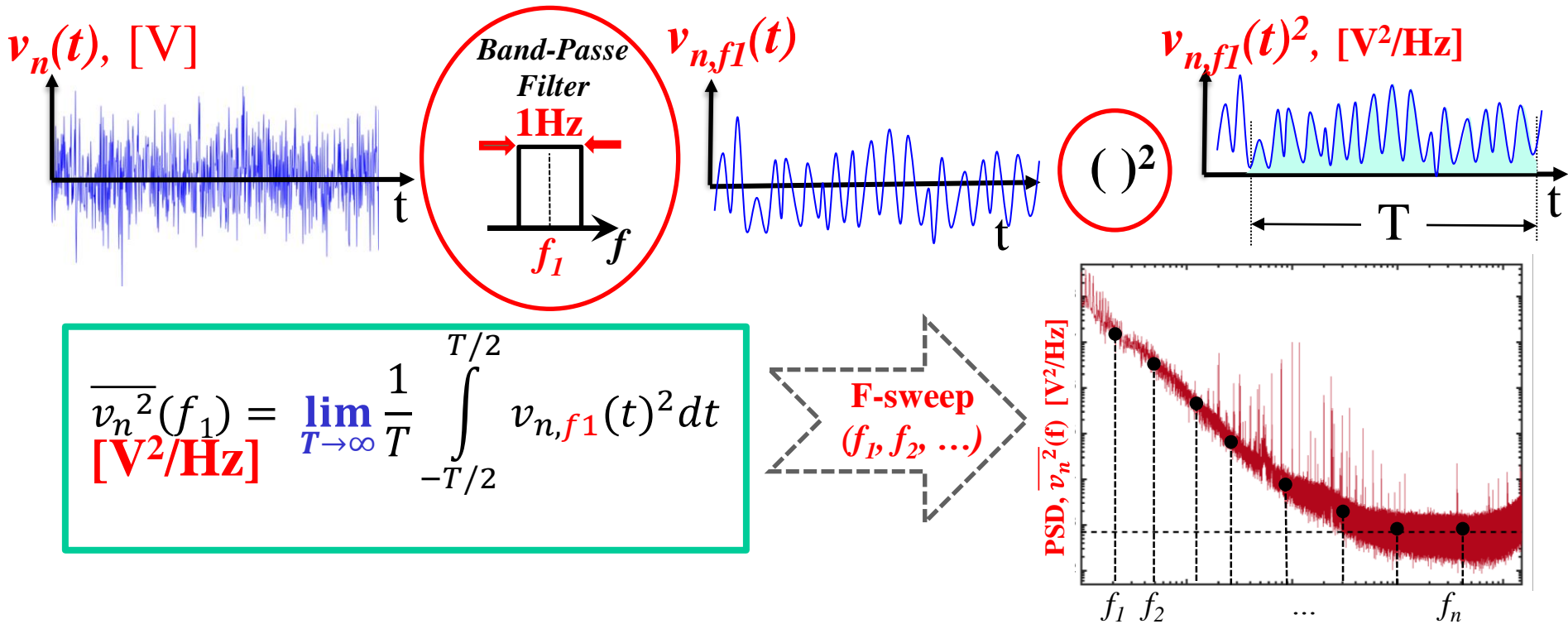
Remarque: Le concept de la puissance moyenne  $\overline{v_n^2}$  **quantifie** le bruit et donne des caractéristiques statistiques de son amplitude (*Ex.  $6\sigma$  is the worse case for pick to pick amplitude of  $v_n$* )

**Ne renseigne pas sur sa composition fréquentielle.** 🤔

- Or la décomposition fréquentielle du bruit (DSP: densité spectrale du bruit) est fondamentale en électronique
  - **ex: l'amplification et le filtrage varient en fonction de la fréquence**
- **Définition: DSP  $\equiv$  la puissance du bruit transportée par le signal à chaque fréquence.**

# Densité spectrale de puissance DSP

- La décomposition fréquentielle du bruit  $v_n(t)$  qui aboutit à la puissance moyenne par Hz (ou **DSP**)  $\overline{v_n^2}(f)$  [**W/Hz**] est réalisée comme suit:

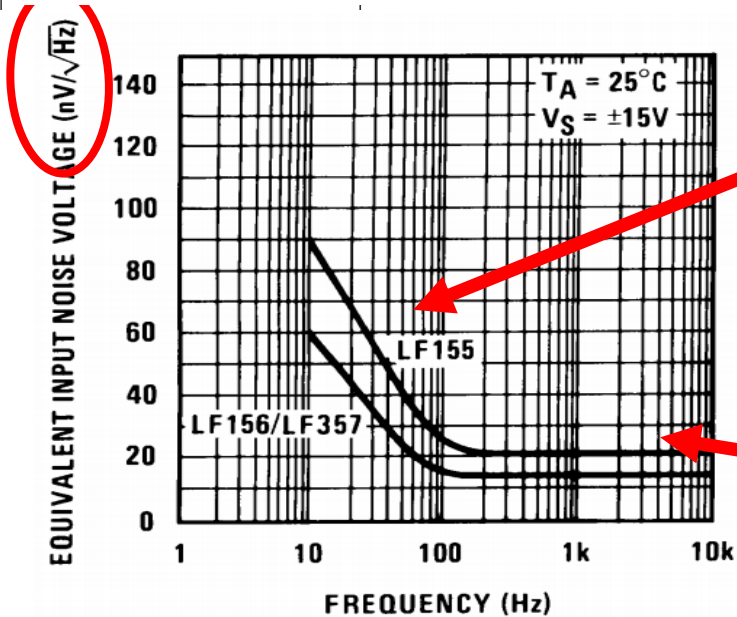


➤ La puissance totale de bruit en [V<sup>2</sup>] is:  $\overline{v_n^2} = \int_0^\infty \overline{v_n^2}(f) df = \sigma_n^2$

# DSP du bruit en tension d'un AO LF356

$e_n$ Equivalent Input Noise Voltage $R_S = 100 \Omega$	$f = 100 \text{ Hz}$	LFx55	25	$nV/\sqrt{\text{Hz}}$
		LFx56, LF356B	15	
		LFx57	15	
	$f = 1000 \text{ Hz}$	LFx55	20	$nV/\sqrt{\text{Hz}}$
		LFx56, LF356B	12	
		LFx57	12	

$$\equiv \sqrt{DSP} = \sqrt{v_n^2(f)}$$



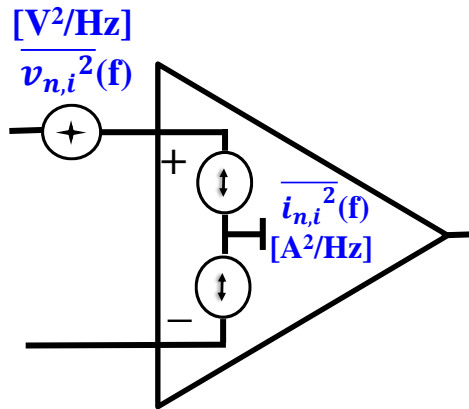
Deux types de bruit:

**Bruit 1/f (flicker):** dû au piégeage et dé-piégeage des porteurs par les défauts dans les composants.

**Bruit blanc (thermique):** indépendant de la fréquence et due à l'agitation thermique.

# Sources de Bruit dans un AmpliOp

OP37



## SPECIFICATIONS ( $V_S = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified )

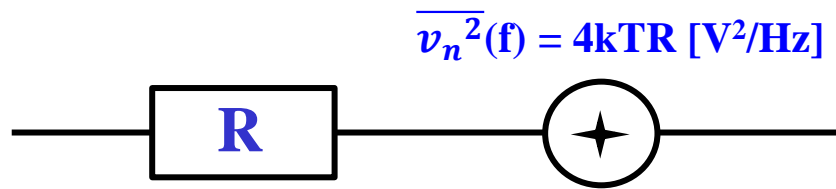
Parameter	Symbol	Conditions	OP37A/E			Unit
			Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$V_{OS}$	Note 1		10	25	$\mu\text{V}$
Long-Term Stability	$V_{OS}/\text{Time}$	Notes 2, 3		0.2	1.0	$\mu\text{V}/\text{Mo}$
Input Offset Current	$I_{OS}$			7	35	nA
Input Bias Current	$I_B$			$\pm 10$	$\pm 40$	nA
Input Noise Voltage	$e_n$	1 Hz to 10 Hz <sup>3,5</sup>		0.08	0.18	$\mu\text{V p-p}$
Input Noise Voltage Density	$e_n$	$f_0 = 10 \text{ Hz}^3$ $f_0 = 30 \text{ Hz}^3$ $f_0 = 1000 \text{ Hz}^3$		3.5 3.1 3.0	5.5 4.5 3.8	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Input Noise Current Density	$i_n$	$f_0 = 10 \text{ Hz}^3,6$ $f_0 = 30 \text{ Hz}^3,6$ $f_0 = 1000 \text{ Hz}^3,6$		1.7 1.0 0.4	4.0 2.3 0.6	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

- Le bruit en sortie de l'AO est produit par tous ses composants.
- Caractérisé par trois sources de bruit, une en tension  $\overline{v_{n,i}^2(f)}$  et deux en courant  $\overline{i_{n,i}^2(f)}$ .
- Le bruit en courant n'est important que s'il circule dans une résistance externe à l'AO et donc s'il génère un bruit en tension.

# Bruit Thermique d'une Résistance "Johnson noise"

Résistance: Agitation Thermique → Mouvement aléatoire de électrons

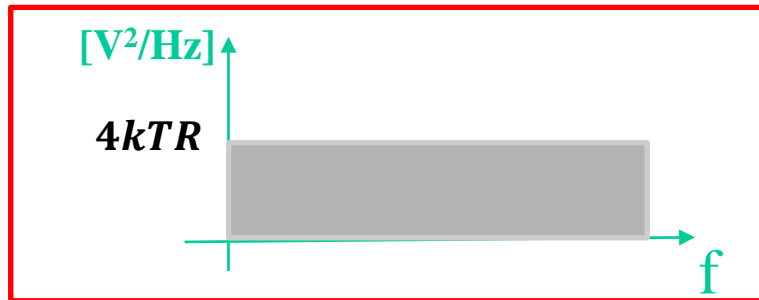
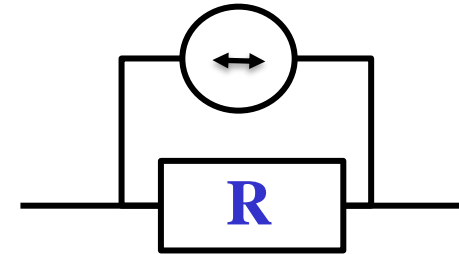
→ Bruit en tension d'une DSP:  $\overline{v_n^2}(f) = 4kTR$  [V<sup>2</sup>/Hz]



Avec: **k** is Boltzmann constant =  $1,38 \cdot 10^{-23}$  [j/K]  
**T** = Temperature in [°K]  
**R** = resistance in  $\Omega$

*Norton representation*

$$\overline{i_n^2}(f) = 4kT/R$$
 [A<sup>2</sup>/Hz]

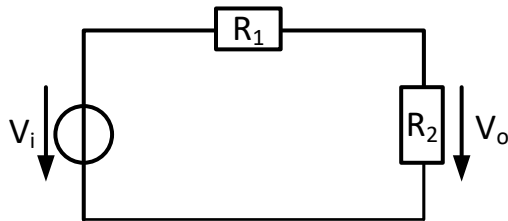


**Remarque:** Le bruit thermique en tension augmente avec T, R et la bande passante.

- Cas particulier: R = 1 k $\Omega$  @ 300 °K à un bruit en tension  $\sqrt{\overline{v_n^2}} = \sqrt{4kTR} = 4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- → pour R = x k $\Omega$  donne  $\sqrt{\overline{v_n^2}} = \sqrt{x} \cdot 4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

# Exemple 1 : diviseur résistive

- Déterminer le bruit à la sortie d'un diviseur résistive ( $R_1$ ,  $R_2$ ) et analyser l'impact de chaque résistance.
- Réévaluer cet impact en utilisant de rapport signal sur bruit (SNR).



$$\overline{v_{n,o}^2}(f) = 4kT(R_1//R_2) = \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} [\text{V}^2/\text{Hz}]$$

$$\overline{v_{n,o}^2} = 4kT(R_1//R_2) \Delta f [\text{V}^2]$$

**Output Noise**  $\searrow$  if  $R_1 \searrow$  and  $R_2 \searrow$

$$|A_v| = \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

$$SNR = \frac{\overline{v_o^2}}{\overline{v_{n,o}^2}} = \frac{\left(\frac{R_2}{R_2 + R_1}\right)^2 \overline{v_i^2}}{\frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} 4kT \Delta f}$$

$$= \frac{R_2}{4kT \Delta f R_1 (R_2 + R_1)} \overline{v_i^2} = \frac{\overline{v_i^2}}{4kT \Delta f} \frac{1}{R_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}$$

$\rightarrow$  **SNR**  $\nearrow$  if  $R_1 \searrow$  and  $R_2 \nearrow$



*Conclusion: L'optimisation du bruit par diminution de  $R_2$  est contre-productive puisqu'elle dégrade encore plus le signal utile*

*$\rightarrow$  Optimiser le SNR est toujours plus judicieuse.*

$\neq$

# Outline 1

- Généralités sur le bruit
- Analyse Temporelle
  - Etude statistique et loi de distribution d'amplitude
  - Puissance moyenne et tension efficace (RMS)
  - Sources multiple de bruit (corrélées et non-corrélées)
- Analyse Fréquentielle
  - Densité spectrale de puissance (DSP)
  - Bruit Thermique des Résistances
  - Bruit dans un AmpliOp
- Bruit à travers un système linéaire à fonction de transfert  $H(j\omega)$ :
  - Propagation et façonnement du bruit par  $H(j\omega)$
  - Propagation et façonnement du bruit par filtre passe-bas d'ordre  $n$
  - Méthodologie d'analyse du bruit dans un circuit électronique
- Eude de cas:

# Noise Amplification and Filtering

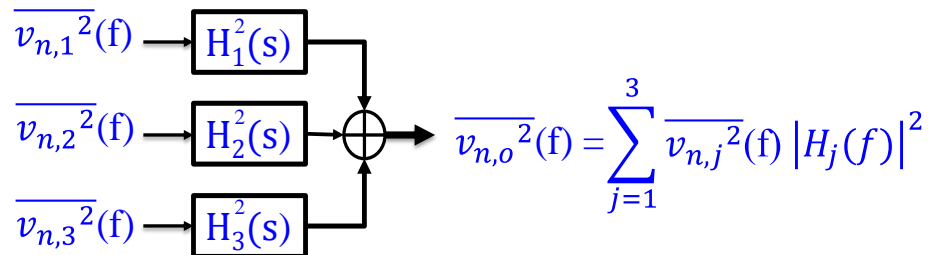
- Noise shaping Theorem: Une DSP  $\overline{v_{n,i}^2}(f)$  [ $V^2/Hz$ ] à l'entrée d'un **system linéaire** dont la fonction de transfert est  $H(f)$ , donne à la sortie une PSD  $\overline{v_{n,o}^2}(f)$  donnée par:

$$\overline{v_{n,o}^2}(f) = \overline{v_{n,i}^2}(f) |H(f)|^2 \text{ [V}^2/\text{Hz]}.$$

- Et une puissance totale à la sortie:

$$\overline{v_{n,o}^2} = \int_0^\infty \overline{v_{n,i}^2}(f) |H(f)|^2 df \text{ [V}^2\text{]}$$

- Dans le cas de sources multiples



# Exemple3: Filtre passe-bas d'ordre 1

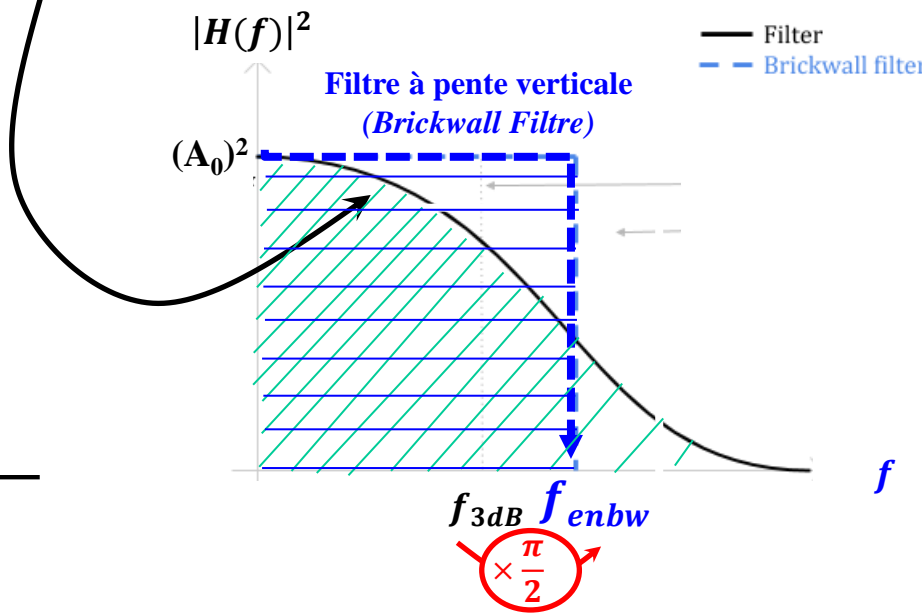
- Example:** cas d'un bruit blanc ( $\overline{v_{n,i}^2}(f) = N = cst [V^2/Hz]$ ) à l'entrée d'un filtre passe-bas d'ordre 1 et de pôle  $f_p = f_{3dB}$ .

Q: Estimer la puissance du bruit à la sortie  $\overline{v_{n,o}^2} [V^2]$  et sa valeur crête-à-crête maximale  $v_{n,p-p,max} [V]$ .

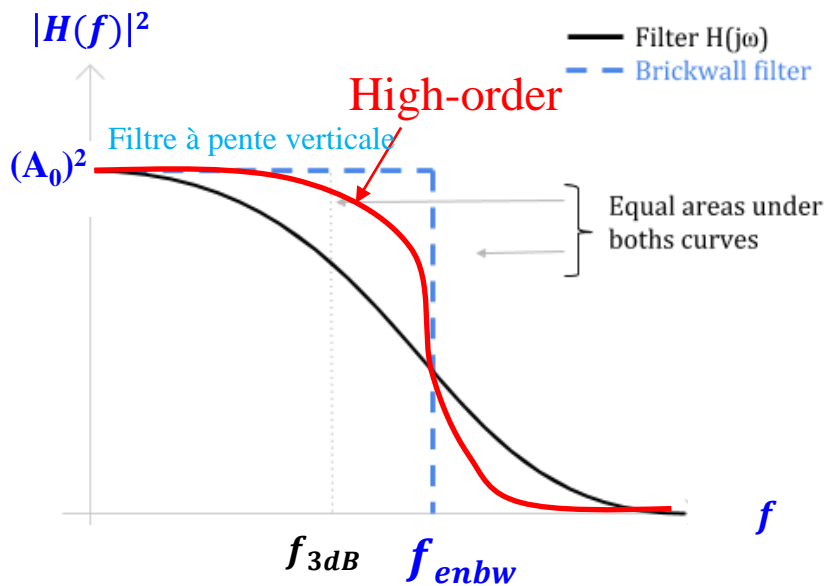
Note:  $H(f) = \frac{A_0}{1 + \frac{jf}{f_c}}$  and  $\int \frac{dx}{1+x^2} = \text{Arctg}x + c$

$$\overline{v_{n,o}^2} = N \int_0^{\infty} \frac{A_0^2}{1 + \left(\frac{f}{f_{3dB}}\right)^2} df = N \cdot A_0^2 f_{3dB} [\text{Arctg} x]_0^{\infty} = N A_0^2$$

$f_{3dB} \frac{\pi}{2}$   
 $f_{ENBW}$   
 Equivalent  
 Noise Bandwidth



# ENBW “Equivalent noise Bandwidth” pour filtre d’ordre n



$$H(f) = \frac{A_0}{\left(1 + j \frac{f}{f_p}\right)^n}$$

Filter Order n	$f_{enbw}/f_{-3dB}$
1	$\pi/2 = 1.57$
2	1.22
3	1.15
4	1.13

Plus l’ordre du filtre augmente, plus son atténuation devient raide et approche donc celle du “Filtre à pente verticale”

$$\rightarrow \frac{f_{ENBW}}{f_{-3dB}} \xrightarrow{n \nearrow} 1$$

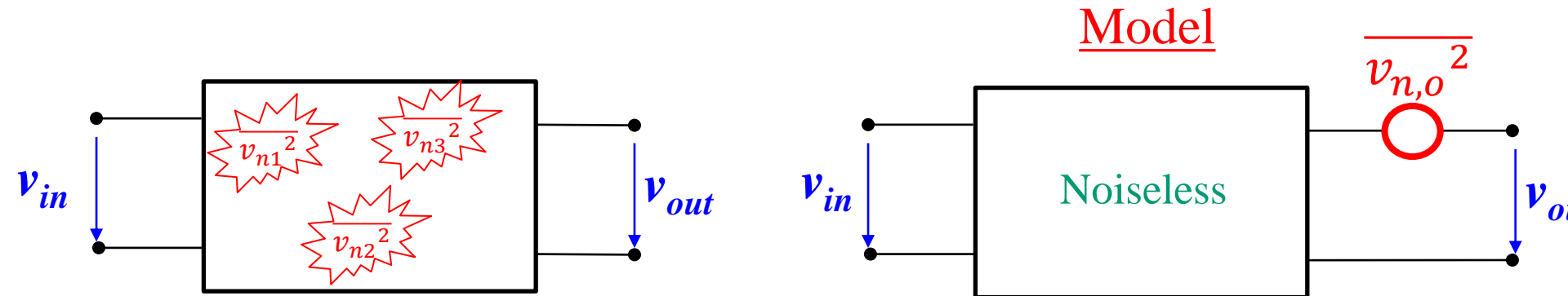
$$\overline{v_{n,o}^2} = \underbrace{N}_{\text{Bruit blanc}} \cdot A_0^2 f_{enbw} = \sigma^2$$

Bruit blanc [ $V^2/Hz$ ]



Remarque:  $f_p = f_{-3dB} \times n$  et  $f_{-3dB} = f_p \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$

# Circuit-Noise Analysis and Modeling Procedure

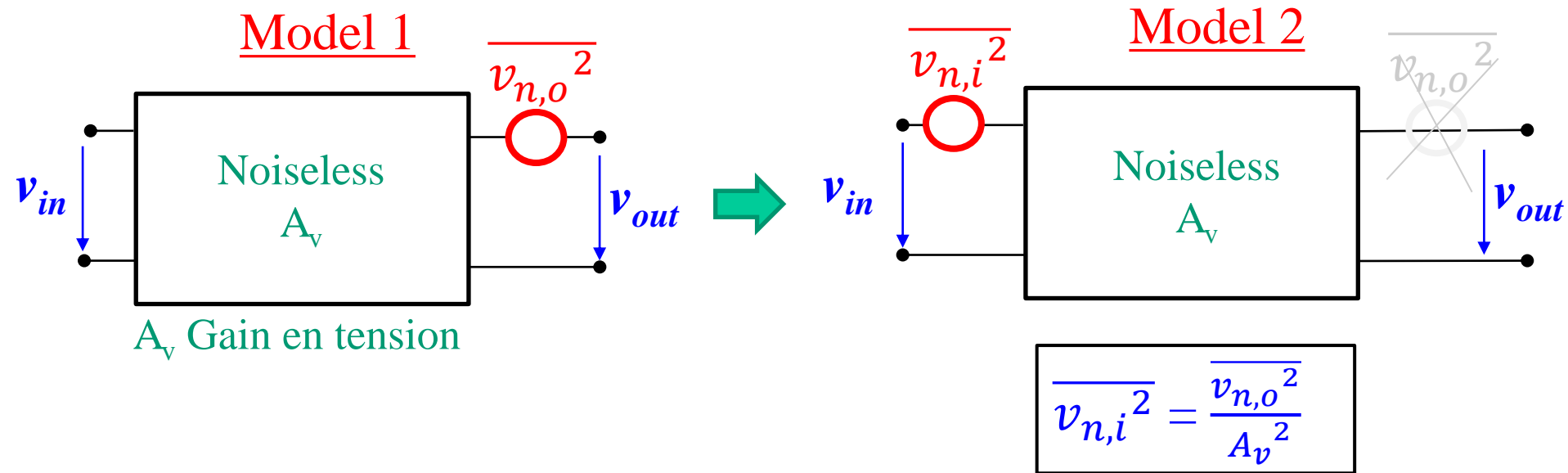


- ↓
- Identifier les sources de bruit.
  - Déterminer ( $H_i(s)$ ) de  $\overline{v_{ni}^2}$  à la sortie.
  - Additionner les puissances de toutes les contributions (non-corrélées) à la sortie comme suit:

$$\overline{v_{n,o}^2}(f) = \sum_{j=1}^3 \overline{v_{n,j}^2}(f) |H_j(f)|^2$$

↑

# Bruit équivalent en entrée (*Input-Referred Noise*)



- Pourquoi  $\overline{v_{n,i}^2}$  est important?

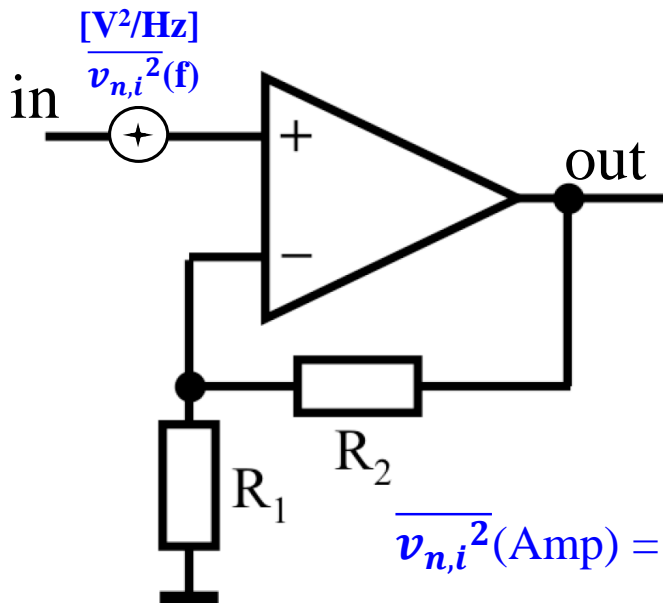
- Optimiser  $\overline{v_{n,o}^2}$  peut aboutir à une dégradation du gain ( $A_v$ ) et donc du signal utile ce qui dégraderait le SNR à la sortie.

→ Comparer le signal au bruit en entrée et plus pertinent ainsi que l'optimisation de  $\overline{v_{n,i}^2}$  (similaire au SNR)

# Exemple 2: Cas d'un Ampli non-inverseur

- Soit l'ampli non-inverseur ci-dessous de gain  $A_0 \approx 40$  dB réalisé avec l'AmpliOp OP37:
  - Identifier toutes les sources de bruit, calculer leurs densité spectral en tension [ $V/\sqrt{Hz}$ ] à 1kHz et indiquer leur emplacement (sortie ou entrée). En déduire l'équivalent de la densité spectral totale du bruit en tension à l'entrée (in).

Données:  $\overline{v_{n,i}^2}(f) \approx \left(3 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2$ ;  $\overline{i_{n,i}^2}(f) \approx \left(0.4 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}\right)^2$ ;  $R_1 \approx 1 \text{ k}\Omega$  et  $R_2 \approx 10^2 \text{ k}\Omega$ .



$$\overline{v_{n,i}^2}(R_1) = 4kTR_1 = \left(4 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2$$

$$\overline{v_{n,o}^2}(R_2) = 4kTR_2 = \left(10 \times 4 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2 = \left(40 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2$$

$$\overline{v_{n,i}^2}(R_2) = \left(10 \times 4 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2 A_0^{-2} = \left(0.4 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2$$

$$\overline{v_{n,o}^2}(\overline{i_{n,i}^2}) = \overline{i_{n,i}^2}(f) (R_2)^2$$

$$\overline{v_{n,i}^2}(\text{Amp}) = \overline{i_{n,i}^2}(f) (R_1 // R_2)^2 + \overline{v_{n,i}^2}(f) = \left(0.4 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}\right)^2 10^6 \Omega^2 + \left(3 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2$$

$$= \left(0.4 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2 + \left(3 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2$$

$$\overline{v_{n,i}^2} = \overline{v_{n,i}^2}(R_1) + \overline{v_{n,i}^2}(R_2) + \overline{v_{n,i}^2}(\text{Amp}) \approx \left(5 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2$$

# Rappel : Impérfection de l'AmpliOp:

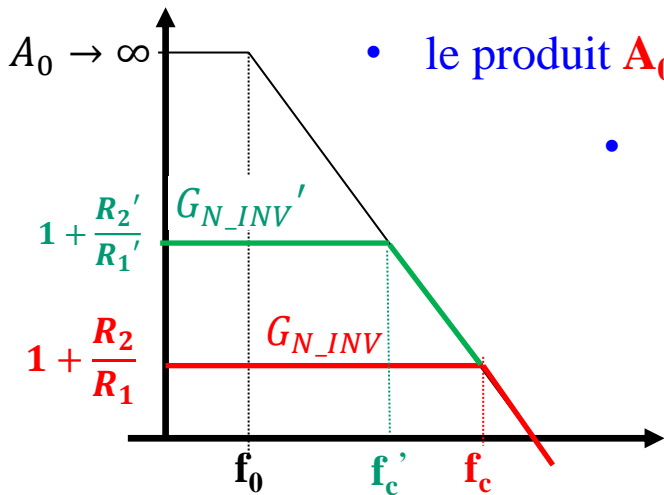
AO idéal:

$$\begin{cases} R_{in} \rightarrow \infty \Rightarrow i+ = i- \\ A \rightarrow \infty \Rightarrow (\text{AO} + \text{ReacNeg}) \Rightarrow v^+ = v^- \\ R_{out} \rightarrow 0 \Rightarrow \text{Gain indep de } R_L \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} G_{N\_INV} = \frac{v_2}{v_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \\ G_{INV} = \frac{v_2}{v_1} = -\frac{R_2}{R_1} \end{cases}$$

AO réel:  $A \rightarrow \infty$  seulement pour  $f < f_0$

$$\Rightarrow \begin{cases} G_{N\_INV} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \\ G_{INV} = \frac{v_2}{v_1} = -\frac{R_2}{R_1} \end{cases} \text{ seulement pour } f < f_c$$



- le produit  $A_0 \cdot f_0$  est appelé le produit **Gain·Band-passante** ou **GBW [Hz]**

- GBW est une caractéristique de l'AmpliOp donnée par le fabricant: Ex: GBW (LM741)  $\approx 1$  MHz et GBW (LM356)  $\approx 5$  MHz.

$f_c = ?$  🤔 • On peut aussi démontrer que:

$$GBW = A_0 f_0 = G_{N\_INV} f_c = G_{N\_INV}' f_c'$$

- Si on connaît  $G_{N\_INV}$  on peut déterminer  $f_c$

# Exemple 4.a: Cas d'un suiveur

- Calculer la puissance du bruit  $\overline{v_{n,o}^2} [\text{V}^2]$  et  $v_{n,pp,max}$  à la sortie d'un suiveur réalisé avec l'AmpliOp (OP37)
- (OP7:  $\overline{v_{n,i}^2}(f) \approx \left(3 \frac{nV}{\sqrt{\text{Hz}}}\right)^2 = N$ ;  $\overline{i_{n,i}^2}(f) \approx \left(0.4 \frac{pA}{\sqrt{\text{Hz}}}\right)^2$ ; GBW = 63 MHz.

## • Solution:

La fonction de transfert d'un AO en configuration suiveur est:

$$\underline{H}(j2\pi f) = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_{3dB}}} \text{ avec } A_0 = 1 \text{ et } f_{3dB} = \text{GBW} / A_0 = 2 \text{ MHz}$$

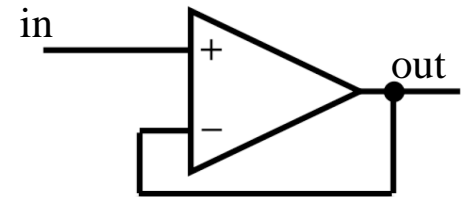
$$\overline{v_{n,o}^2} = \int_0^\infty \overline{v_{n,i}^2}(f) \cdot | \underline{H}(j 2\pi f) |^2 df = N \int_0^{f_{enbw}} A_0^2 df = N \cdot A_0^2 f_{3dB} \frac{\pi}{2}$$

$$= (3 \cdot 10^{-9})^2 \cdot 63 \cdot 10^6 \cdot \frac{\pi}{2} = 8.9 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2 = \left(29.83 \frac{\mu\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}}\right)^2$$

Rq:  $\overline{i_{n,i}^2}$  sans effet car ne traversant aucune résistance

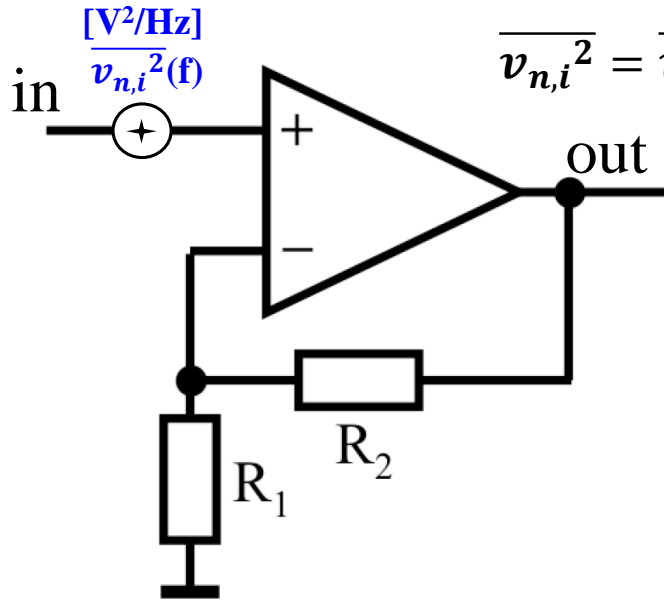
La valeur crête à crête maximale du bruit (dans 99.73 % des cas ) est

$$v_{n,pp,max} \approx 6\sigma = 6 \sqrt{\overline{v_{n,o}^2}} \approx 179 \mu\text{V}$$



# Exemple 4 b: Cas d'un Ampli non-inverseur

- Calculer le bruit en tension  $\sqrt{v_{n,o}^2}$  [uV] à la sortie de l'AmpliOp de l'exemple 2.
  - La contribution du Bruit 1/f de OP 37 est négligeable et son GBW = 63 MHz



$$\overline{v_{n,i}^2} = \overline{v_{n,i}^2}(R_1) + \overline{v_{n,i}^2}(R_2) + \overline{v_{n,i}^2}(\text{Amp}) \approx \left(5 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}\right)^2$$

$$\overline{v_{n,o}^2} = \overline{v_{n,i}^2} \cdot A_0^2 f_{3dB} \frac{\pi}{2}$$

avec  $A_0 = 10^2$  et  $f_{3dB} = \text{GBW}/A_0 = 0.63 \text{ MHz}$

$$\overline{v_{n,o}^2} = \left(5 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}\right)^2 10^4 0.63 10^6 \frac{\pi}{2} = 250 \text{ nV}^2$$

$$\text{et } \sigma = v_{n,RMS} = \sqrt{\overline{v_{n,o}^2}} \approx 0.5 \text{ mV}$$

La valeur crête à crête maximale du bruit (dans 99.73 % des cas) est

$$v_{n,pp,max} \approx 6\sigma \approx 3 \text{ mV}$$