



ELEC-H-313 – Instrumentation

Laboratoire 2 : dimensionnement analytique d'une chaîne d'acquisition

Corrigé

Ce second labo se concentre sur l'étage d'amplification et la conversion analogique-numérique de la chaîne d'acquisition. On ne se préoccupe ici pas du filtrage et on considère posséder tous les composants nécessaires à la réalisation de filtres permettant de limiter la bande-passante à la bande-passante du signal utile, sans bruit ajouté.

Il faut parcourir et utiliser les datasheets des CANs et des amplificateurs proposés afin de sélectionner :

- Le CAN qui convient (fréquence d'échantillonnage, plage d'entrée, résolution et bruit)
- Le/les amplis qui produisent un bruit $< 2 \mu\text{V}$ Pk-Pk RTI (crête-à-crête, referred to input/référent à l'entrée) dans notre bande-passante. Il faut également vérifier le CMRR et le produit gain bande-passante (GBW).

Nous commencerons par le CAN et les potentiels multiplexeurs. Il faut alors déterminer si l'on peut utiliser un seul CAN, pour peu que ce dernier possède une fréquence d'acquisition suffisante pour le nombre de canaux. Sinon, il faudra déterminer le nombre de MUXs et de CANs nécessaires.

Ensuite, il faudra déterminer le gain du premier étage d'amplification, et vérifier le CMRR, le GBW, et le bruit associé, pour chacun des amplificateurs.





1. Choix de l'ADC / CAN

Spécifications principales

1. Fréquence d'acquisition

$800 \text{ samples/s} \times 32 \text{ channels} = 25,6 \text{ kHz}$.

On peut choisir de prendre 1 CAN monocanal avec une fréquence d'acquisition de $25,6 \text{ kHz}$ minimum et un multiplexeur 32 entrées. Une autre solution possible serait de prendre 4 CAN à 8 canaux chacun et permettant une fréquence d'acquisition de 800 Hz minimum par canal. Il y a en fait une infinité de solutions, en jouant sur le nombre de CAN, le nombre de canaux par CAN, les multiplexeurs éventuels à l'entrée et en vérifiant que la fréquence d'acquisition est suffisante.

2. Plage d'entrée

D'après les spécifications fournies, le signal maximum à l'entrée est de 4 mV_{pp} et les amplificateurs choisis devront réaliser une amplification totale de 1200 V/V . La plage d'entrée du convertisseur devra donc être de $4 \text{ mV} \times 1200 = 4,8 \text{ V}$ minimum.

A noter qu'un CAN fonctionne réalise la conversion numérique sur base d'une tension de référence. Tout signal d'entrée est comparé à cette référence afin d'en déterminer la conversion numérique. Ceci implique que la tension maximale d'entrée correspond à cette valeur de référence. Bien souvent, cette tension de référence est égale, ou dérivée, de la tension d'alimentation du CAN (c'était l'hypothèse réalisée dans la chaîne d'acquisition virtuelle, dont la plage d'entrée était bornée par la plage d'alimentation). Une mauvaise référence (par exemple bruitée) impliquera une mauvaise conversion. Certains CAN utilisent une référence interne (dont la qualité est souvent dépendante de la qualité de la tension d'alimentation), tandis que d'autres permettent de fournir une tension de référence via une entrée dédiée.

3. Résolution

Le cahier des charges spécifie une résolution de 16 bits et tous les CAN proposés répondent positivement à cette demande.

4. Bruit

En pratique, puisque le CAN est en fin de chaîne, on s'attend à ce que le bruit généré soit faible devant l'amplitude du signal d'entrée. Il n'est donc pas forcément nécessaire de le calculer. Par bonne pratique on peut tout de même vérifier que le bruit généré, référé à l'entrée, ne dépasse pas le bruit maximum du cahier des charges.

On peut faire un rapide calcul quant au bruit maximum acceptable provenant du CAN. Si notre bruit en début de chaîne est limité à $2 \mu\text{V}_{pp}$, il correspondra à un bruit en fin de chaîne (à l'entrée du CAN) de $2 \mu\text{V} \times 1200 = 2,4 \text{ mV}$.

Bien souvent, le bruit généré par le CAN est exprimé sous la forme de dB (SNR). Un bruit de $2,4 \text{ mV}$, pour une plage d'entrée de $4,8 \text{ V}$, équivaut à un SNR de $20 \log \left(\frac{4,8}{2,4 \cdot 10^{-3}} \right) = 66 \text{ dB}$.

Un CAN respectera donc les spécifications du cahier des charges si le bruit est $< 2,4 \text{ mV}$ ou le $\text{SNR} > 66 \text{ dB}$.

Spécifications supplémentaires

D'autres spécifications sont généralement utilisées dans un cas de dimensionnement réaliste, par exemple :

- Prix et disponibilité chez les fournisseurs

- Tension d'alimentation, puissance, consommation et dissipation de chaleur
- Taille et empreinte physique du composant sur un PCB
- Durée d'ouverture du CAN
- Durée de la conversion numérique
- Linéarité
- Délai induit par la conversion
- Interface de communication numérique avec un microcontrôleur (SPI, I²C, ...)
- ...

Tableau comparatif des CAN

Par lecture des tables et des graphes dans les datasheets, on peut remplir le tableau suivant (avec les valeurs « typiques »)

CAN	Plage d'entrée	F _s	Bruit	Résolution
AD 7651	2.5 V <input type="checkbox"/>	100 kHz <input checked="" type="checkbox"/>	SNR = 86 dB <input checked="" type="checkbox"/>	16 bits <input checked="" type="checkbox"/>
AD 7788	5 V (différentiel) <input checked="" type="checkbox"/>	16.6 Hz <input type="checkbox"/>	1.5 μV_{RMS} <input checked="" type="checkbox"/>	16-24 bits <input checked="" type="checkbox"/>
MAX 11100	5 V <input checked="" type="checkbox"/>	200 kHz <input checked="" type="checkbox"/>	SNR = 91,7 dB <input checked="" type="checkbox"/>	16 bits <input checked="" type="checkbox"/>

Le seul CAN qui convient est le **MAX 11100**.

Pour information, plusieurs types d'ADC existent dont les plus connus : les Flash (ou pipeline), les SAR (approximations successives) et les Sigma-Delta ($\Sigma - \Delta$). Leur méthode de fonctionnement interne implique des spécifications particulières.

Le AD7788 est un exemple typique de sigma-delta : très grande résolution (24 bits) mais faible fréquence d'échantillonnage due à un temps de conversion élevé.

Le MAX11100 est un SAR, il dispose d'une fréquence d'échantillonnage élevée et d'une résolution « intermédiaire » de 16 bits, pour un faible budget (env. 10 €) et une faible consommation électrique.

Les ADC de type Flash ont généralement une très grande fréquence d'échantillonnage mais une résolution limitée (généralement 8 bits). Ils consomment également bien plus de courant (approx. 10x plus) que les autres types d'ADC et sont chers (approx. 3x plus) à cause de leur architecture basée sur du « pipelining » (mise en série de plusieurs « sous-ADC »). Ce pipelining induit généralement un délai important dans la transmission de l'information (le signal numérisé sortant est en général la valeur analogique 3 à 5 échantillons plus tôt).

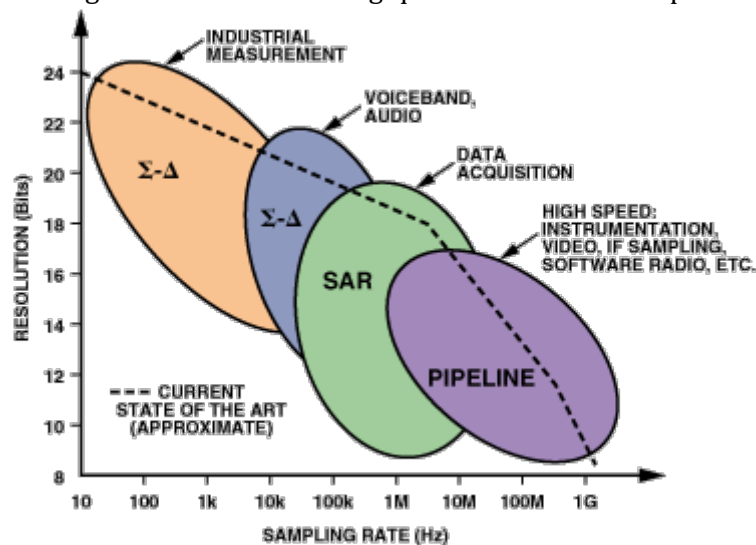


Figure 1: Classification générique des différents types d'ADC. (Source : Analog Devices)



2. Choix de l'amplificateur

Prédétermination du gain

Il est utile de connaître le gain maximum de la première amplification (amplificateur différentiel de tête) car certaines valeurs données dans les datasheets dépendent de ce gain. Lors de cette première amplification, l'offset physiologique n'a pas encore été filtré, il faut donc le prendre en compte dans la tension d'entrée. Le gain maximum peut alors être calculé en connaissant la plage de tension disponible et la tension d'entrée, offset compris :

$$G_{max} = \frac{5V}{252mV} \approx 20$$

NB : Pour éviter complètement la saturation, on choisira un gain de 19 en pratique, mais on utilisera un gain de 20 pour la simplification des calculs dans le corrigé.

Il faudra donc veiller à prendre dans les datasheets les valeurs renseignées pour un gain de 20 V/V. Si les valeurs ne sont pas renseignées exactement pour un gain de 20, on prendra les valeurs pour un gain avoisinant, en privilégiant le pire cas (bruit le plus élevé, CMRR le plus faible, ...). Dans l'exemple ci-dessous, le CMRR est plus faible pour un gain de 10 que pour un gain de 100, on peut en déduire que le CMRR pour un gain de 20 sera entre ces deux valeurs, mais sans pouvoir le calculer. On va donc vérifier les spécifications en prenant le pire cas, c'est-à-dire $G = 10$ dans ce cas-ci. Cette vérification doit se faire pour chaque critère indépendamment !

CMRR	Common Mode Rejection Ratio	1k Source Imbalance, $V_{CM} = 0V$ to $\pm 10V$		
		$G = 1$	90	dB
		$G = 10$	106	dB
		$G = 100$	120	dB
		$G = 1000$	126	dB

Produit gain bande-passante

Etant donné que le gain est faible et que la bande-passante du signal est 0 Hz-100 Hz, il est quasiment certain que tous les amplificateurs modernes proposés posséderont un produit gain bande-passante suffisant (> 2 kHz). Ceci se vérifie aisément dans la datasheet.

Le même exercice devrait être réalisé pour le second amplificateur de la chaîne d'acquisition. Dans ce cas, le gain sera de 60. Il faudra donc trouver un amplificateur single-ended avec un $GBW > 6$ kHz.

Il ne faut donc pas confondre les amplificateurs d'instrumentation (différentiels) avec les amplificateurs opérationnels avec lesquels on pourrait réaliser des montages inverseurs/non-inverseurs (single-ended).

Tableau comparatif pour les amplis

NB : quand plusieurs valeurs sont disponibles, on prendra la valeur *typique* dans le cadre de ces exercices. Dans certains cas pratiques, il peut être intéressant de prendre la valeur maximale ou minimale. On considèrera que le dispositif est dans des conditions normales (température ambiante (T_a) = 25 °C) et si plusieurs modèles du même amplificateur sont indiqués dans la même datasheet, on prendra la colonne la plus à gauche dans le cadre des exercices.





Ampli	Type	CMRR	GBW	Gain max	Impédance entrée
INA116	Ampli d'instrumentation	> 92 dB ✓	> 70 kHz ✓	1000 ✓	> $10^6 G\Omega$ ✓
LT1167	Ampli d'instrumentation	> 115 dB ✓	> 120 kHz ✓	10 000 ✓	$10^3 G\Omega$ ✓
LT1793	Ampli-op	(102 dB)	4.2 MHz ✓	N./A.	($10^5 G\Omega$)

A noter que ces valeurs proviennent des tables. D'autres informations contenues dans les graphes peuvent parfois être utiles. Par exemple, le CMRR peut dépendre de la fréquence de ce signal mode commun.

Sans prendre en compte le critère du bruit, les deux premiers amplis conviennent donc pour l'étage d'amplification de tête, et le dernier ampli convient pour l'étage d'amplification single-ended. A noter que dans cet étage single-ended, le CMRR et l'impédance d'entrée n'ont pas d'importance puisque (1) le mode commun aura déjà été rejeté par l'ampli de tête, et (2) on suppose que l'impédance de sortie de l'étage précédent celui-ci sera faible, donc l'adaptation d'impédance sera aisément réalisée sans avoir besoin d'une très grande impédance d'entrée.

Calcul de bruit

La procédure classique pour le calcul de bruit est la suivante :

- Déterminer les valeurs de densité spectrale de bruit blanc et la fréquence de coin via les tables et les graphes.
- Déterminer le bruit mesuré par le constructeur (0.1-10 Hz).
- Calculer le bruit de l'amplificateur dans cette bande-passante via le modèle théorique (bruit blanc + bruit rose)
- Comparer le modèle théorique et le bruit mesuré pour déterminer la pertinence du modèle, et, si possible, améliorer sa précision sur la bande-passante du cahier des charges en utilisant le bruit mesuré si les bandes-passantes se chevauchent.
- Réaliser la même procédure pour le bruit en courant, et sommer quadratiquement les deux contributions.

Le corrigé allant droit au but, voici quelques informations supplémentaires :

- Tous les calculs se basent sur la formule décrite dans le document annexe « bruit d'un ampli ». Deux des variables sont propres à l'amplificateur étudié, e_{wn} et f_c (respectivement la densité spectrale du bruit blanc de l'amplificateur, en $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$, et la fréquence de coin, en Hz). Deux autres variables définissent simplement la bande-passante : F_{high} et F_{low} (en Hz).
- Dans la grande majorité des datasheets, vous trouverez e_{wn} dans les tables et f_c dans les graphes. La méthode graphique est généralement suffisante pour déterminer la fréquence de coin si elle n'est pas indiquée sur le graphe. Il est aussi possible d'utiliser la formule : $f_c = f_x \cdot \left(\left(\frac{e_{pn}(f_x)}{e_{wn}} \right)^2 - 1 \right)$





- Il faut multiplier une valeur RMS calculée par 6,6 pour obtenir le bruit crête-à-crête équivalent. Cela permet de comparer les résultats avec le bruit mesuré par le constructeur, en crête-à-crête, généralement dans l'intervalle 0.1-10Hz.
- Ainsi, la démarche proposée est d'abord d'utiliser le modèle dans cette bande-passante 0.1 Hz (= F_{low}) à 10 Hz (= F_{high}), avec la e_{wn} et la f_c trouvées, et de comparer ce résultat avec la valeur du constructeur dans la même bande-passante. Si les valeurs coïncident cela valide le modèle théorique, et il suffit alors d'utiliser la formule dans la bande-passante propre à notre application. Dans le cas où les deux valeurs sont éloignées, la meilleure solution est de conserver le bruit que le constructeur a mesuré dans l'intervalle 0.1-10Hz, et de compléter avec le modèle dans le reste de la bande-passante, donc de 10 Hz (= F_{low}) à 100 Hz (= F_{high}). **Ceci est possible puisque les bande-passante se chevauchent** (on va même surestimer légèrement le bruit puisque 0.5 Hz > 0.1 Hz, ce qui est mieux que de le sous-estimer avec un modèle inadéquat).
- Cette même démarche s'applique pour le calcul du bruit en courant, qui utilise le même modèle théorique avec une densité spectrale de bruit blanc ($\frac{A}{\sqrt{Hz}}$) et une fréquence de coin, propres au bruit en courant.
- Une fois que le bruit en tension (en V_{pp}) et le bruit en courant (en A_{pp}) sont calculés dans la bande-passante du cahier des charges, il faut calculer le bruit en tension résultant du bruit en courant en multipliant le bruit en courant par la résistance de source. On peut ensuite sommer *quadratiquement* les deux sources de bruit. Cela nous donne le résultat final pour chaque amplificateur.

Cette démarche globale s'applique à n'importe quel amplificateur. Néanmoins, chaque datasheet a ses propres spécificités et il faudra analyser les datasheets afin de trouver les valeurs adéquates. Si une information est manquante (par exemple pour le calcul de la composante « bruit rose » du bruit en courant) il ne faut pas l'inventer (!), mais utiliser le modèle sans la composante bruit rose, tout en restant critique quant aux valeurs obtenues !





INA 116

Bruit en tension

D'après le tableau :

$E_n(0,1\text{Hz} \rightarrow 10\text{Hz}) = 2 \mu V_{pp} \rightarrow$ On pourrait en fait déjà s'arrêter ici puisque l'on dépasse déjà la valeur de bruit du cahier des charges sur une bande-passante plus petite.

$$e_{\omega_n} = e_n @ 1 \text{ kHz} = 28 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} @ G = 1000 \text{ (seule valeur du tableau)}$$

D'après la figure :

$$f_c \approx 400 \text{ Hz} @ G = 10, 1000 \text{ (et environ 316 Hz par la formule)}$$

$$e_{\omega_n} @ 1 \text{ kHz} \approx 35 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} @ G = 10$$

$$e_{\omega_n} @ 1 \text{ kHz} \approx 25 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} @ G = 1000$$

On compare la valeur du constructeur avec le modèle (@ G = 1000 pour comparer aux valeurs mesurées par le constructeur @ G = 1000) :

$$E_n(0,1\text{Hz} \rightarrow 10\text{Hz}) = 2 \mu V_{pp}$$

$$E_n(0,1\text{Hz} \rightarrow 10\text{Hz}) = 28 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \sqrt{(10 - 0,1) + 400 \ln \left(\frac{10}{0,1} \right)} = 1,2 \mu V_{RMS} = 8 \mu V_{pp}$$

→ Les valeurs ne correspondent pas tout à fait. Le modèle a tendance à surévaluer le bruit.

On va utiliser la valeur du constructeur pour compléter le modèle. On sait aussi que $E_n^2(0,5\text{Hz} \rightarrow 100\text{Hz}) \leq E_n^2(0,1\text{Hz} \rightarrow 10\text{Hz}) + E_n^2(10\text{Hz} \rightarrow 100\text{Hz})$ donc on va surestimer légèrement le bruit dans la vraie bande-passante. Il faut aussi garder en tête que la valeur du constructeur est obtenue à G = 1000, et que (d'après le graphe) le bruit à G = 1000 est inférieur au bruit à G = 10. Le bruit dans la bande-passante 0.1-10 Hz sera donc sous-estimé.

$$\begin{aligned} (E_n(0,1 \text{ Hz} \rightarrow 100 \text{ Hz}))^2 &= (2 \mu V_{pp})^2 + \left[35 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \cdot \sqrt{(100 - 10) + 400 \ln \left(\frac{100}{10} \right)} \cdot 6,6 \right]^2 \\ &= (2 \mu V_{pp})^2 + (7,35 \mu V_{pp})^2 \end{aligned}$$

$$E_n(0,1\text{Hz} \rightarrow 100 \text{ Hz}) = 7,62 \mu V_{pp}$$

→ On dépasse largement le cahier des charges, on pourrait s'arrêter là.

Bruit en courant

$$i_{wn} = i_n @ 1 \text{ kHz} = 0,1 \frac{fA}{\sqrt{Hz}}$$

Pas de graphe disponible afin d'estimer la fréquence de coin.

On va donc appliquer le modèle avec uniquement le bruit blanc, ce qui sous-estime probablement le bruit total.





$$I_n(0,5 \rightarrow 100 \text{ Hz}) = 0,1 \frac{fA}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot \sqrt{(100 - 0,5)} \cdot 6,6 = 5,94 fA_{pp}$$

$$\text{Soit un bruit en tension} = 5,94 fA_{pp} \cdot 50 \text{ k}\Omega = 297 pV_{pp}$$

Ce qui est largement négligeable devant le bruit en tension (se vérifie aisément via la somme quadratique)

Conclusion

En conclusion, l'amplificateur ne permet pas de respecter le cahier des charges.



LT1167

Bruit en tension

D'après le tableau :

$$E_n(0,1\text{Hz} \rightarrow 10\text{Hz}) = 0,50 \mu V_{pp} @ G = 10$$

$$e_{n_i} @ 1 \text{ kHz} = 7,5 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$$

$$e_{n_o} @ 1 \text{ kHz} = 67 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$$

$$e_{wn} = e_{n_{TOT}} @ 1 \text{ kHz} = \sqrt{7,5^2 + \left(\frac{67}{10}\right)^2} = 10 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} @ G = 10$$

D'après la figure (@ G = 10) :

$$e_{n_{TOT}} \approx 19 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$$

$$fc = 9 \text{ Hz}$$

On peut déjà remarquer une différence significative entre la valeur obtenue par le tableau et la valeur obtenue par le graphe. On va comparer le bruit du modèle théorique pour ces deux valeurs avec le bruit mesuré par le constructeur.

$$E_n(0,1 - 10\text{Hz}) = 10 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \sqrt{(10 - 0,1) + 9 \ln\left(\frac{10}{0,1}\right)} \cdot 6,6 = 0,47 \mu V_{pp}$$

$$E_n(0,1 - 10\text{Hz}) = 19 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \sqrt{(10 - 0,1) + 9 \ln\left(\frac{10}{0,1}\right)} \cdot 6,6 = 0,9 \mu V_{pp}$$

En comparant ces deux valeurs, le modèle utilisant la valeur du tableau est plus proche du mesurée par le constructeur. On va donc conserver cette valeur pour la suite du développement. Etant donné la très forte adéquation des valeurs, on peut même directement utiliser le modèle sur toute la bande-passante.

$$E_n(0,5\text{Hz} \rightarrow 100\text{Hz}) = 10 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \sqrt{(100 - 0,5) + 9 \ln\left(\frac{100}{0,5}\right)} \cdot 6,6 = 0,8 \mu V_{pp}$$

Bruit en courant

D'après le tableau :

$$i_n = 124 \frac{fA}{\sqrt{Hz}} @ 10 \text{ Hz} \rightarrow \text{Faible fréquence} \rightarrow \text{Bruit rose!}$$

$$I_n(0,1\text{Hz} \rightarrow 10\text{Hz}) = 10 \text{ pA}_{pp}$$

D'après la figure :

$$i_{\omega_n} \approx 55 \frac{fA}{\sqrt{Hz}}$$

$$fc \approx 40 \text{ Hz (Et environ 48 Hz par la formule)}$$

Comparons le modèle avec le bruit mesuré par le constructeur :





$$I_n(0,1\text{Hz} \rightarrow 10\text{Hz}) = 10 \text{ pA}_{pp}$$

$$I_n(0,1\text{Hz} \rightarrow 10\text{Hz}) = 55 \frac{fA}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot \sqrt{(10 - 0,1) + 40 \ln\left(\frac{10}{0,1}\right)} \cdot 6,6 = 5 \text{ pA}_{pp}$$

On a donc une différence entre le modèle et le bruit mesuré, le modèle ayant tendance à sous-évaluer le bruit. On va utiliser la valeur mesurée pour une bande-passante 0,1-10 Hz et compléter avec le modèle.

$$(I_{nTOT} (0,1 - 10\text{Hz}))^2 = (10 \text{ pA}_{pp})^2 + \left[55 \frac{fA}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot \sqrt{(100 - 10) + 40 \ln\left(\frac{100}{10}\right)} \cdot 6,6 \right]^2$$

$$(I_{nTOT} (0,1 - 10\text{Hz}))^2 = (10 \text{ pA}_{pp})^2 + (5 \text{ pA}_{pp})^2$$

$$I_{nTOT} = 11,1 \text{ pA}_{pp}$$

$$\text{Soit un bruit en tension} = 11,1 \text{ fA}_{pp} \cdot 50 \text{ k}\Omega = 0,56 \mu\text{V}_{pp}$$

Bruit total

$$E_{TOT} = \sqrt{E_n^2 + E_{In}^2} = \sqrt{(0,8)^2 + (0,56)^2} = 0,97 \mu\text{V}_{pp}$$

Conclusion

L'amplificateur permet de respecter le cahier des charges.

Le modèle semble être une bonne approximation du bruit en tension.

Cependant, le modèle a tendance, pour cet amplificateur, à sous-estimer le bruit en courant. Pour contrer cet effet, une bande-passante plus large que nécessaire a été utilisée afin d'exploiter le bruit mesuré par le constructeur.



LT1793

Il s'agit ici d'un amplificateur opérationnel. Il sera donc utilisé comme amplificateur single-ended en milieu de chaîne. Puisque le signal aura déjà été amplifié d'un gain de 20, il faut que le bruit ne dépasse pas $2 \mu V \cdot 20 = 40 \mu V$ afin de respecter le critère de bruit référé à l'entrée du cahier des charges.

Bruit en tension

D'après le tableau :

$$E_n(0,1\text{Hz} \rightarrow 10\text{Hz}) = 2,4 \mu V_{pp}$$

$$e_{\omega_n} = e_n @ 1 \text{ kHz} = 6 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$$

D'après la figure :

$$f_c = 30 \text{ Hz}$$

$$e_{wn} \approx 6 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$$

On compare le bruit mesuré avec le modèle :

$$E_n(0,1\text{Hz} \rightarrow 10\text{Hz}) = 6 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \sqrt{(10 - 0,1) + 30 \ln\left(\frac{10}{0,1}\right)} \cdot 6,6 = 0,481 \mu V_{pp}$$

→ Les valeurs ne correspondent pas. Le modèle a tendance à sous-estimer le bruit.

On va donc utiliser la valeur du constructeur et compléter avec le modèle pour le reste de la bande-passante.

$$\begin{aligned} (E_n(0,1 \text{ Hz} \rightarrow 100 \text{ Hz}))^2 &= (2,4 \mu V_{pp})^2 + \left[6 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \cdot \sqrt{(100 - 10) + 30 \ln\left(\frac{100}{10}\right)} \cdot 6,6 \right]^2 \\ &= (2,4 \mu V_{pp})^2 + (0,5 \mu V_{pp})^2 \end{aligned}$$

$$E_n(0,1\text{Hz} \rightarrow 100 \text{ Hz}) = 2,45 \mu V_{pp}$$

Bruit en courant

Cet amplificateur opérationnel étant utilisé comme amplificateur single-ended, la résistance de source dépend de l'impédance de sortie de l'étage précédent (le filtre passe-haut). On peut donc considérer que, via une adaptation d'impédance adéquat et un filtre bien dimensionné, cette résistance de source sera très faible ($< 1 \Omega$). Il n'est donc généralement pas nécessaire de calculer la composante bruit en courant de cet ampli.

Juste pour l'exercice, on peut tout de même calculer la contribution théorique si la résistance de source était de $50 \text{ k}\Omega$:

$$i_{wn} = i_n @ 1 \text{ kHz} = 0,8 \frac{fA}{\sqrt{Hz}}$$





Pas de graphe disponible afin d'estimer la fréquence de coin. On va donc appliquer le modèle avec uniquement le bruit blanc, ce qui sous-estime probablement le bruit total.

On ne dispose pas non plus d'une valeur de bruit mesurée par le constructeur qui permettrait d'évaluer ou de compléter le modèle.

On peut toutefois remarquer dans le tableau que $i_n @ 1 \text{ kHz} = i_n @ 10 \text{ Hz}$. On peut donc supposer que la bande-passante dans laquelle le bruit rose est prédominant est faible ($< 10 \text{ Hz}$).

$$I_n(0,5 \rightarrow 100 \text{ Hz}) = 0,8 \frac{fA}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot \sqrt{(100 - 0,5)} \cdot 6,6 = 53 fA_{pp}$$

$$\text{Soit un bruit en tension} = 53 fA_{pp} \cdot 50 \text{ k}\Omega = 2,65 \text{ nV}_{pp}$$

Ce qui est largement négligeable devant le bruit en tension (se vérifie aisément via la somme quadratique)

Conclusion

L'amplificateur permet de respecter le cahier des charges en tant qu'amplificateur single-ended.

Cependant, le modèle a tendance, pour cet amplificateur, à sous-estimer le bruit en tension. Pour contrer cet effet, une bande-passante plus large que nécessaire a été utilisée afin d'exploiter le bruit mesuré par le constructeur. Le bruit en courant est largement négligeable devant le bruit en tension dû à la résistance de sortie de l'étage précédent (et idem si on considère $50 \text{ k}\Omega$).

On peut également remarquer si l'amplificateur de tête n'avait pas amplifié suffisamment le signal (soit dû à un offset trop important, ou à un mauvais dimensionnement du gain), le bruit généré aurait été trop important.