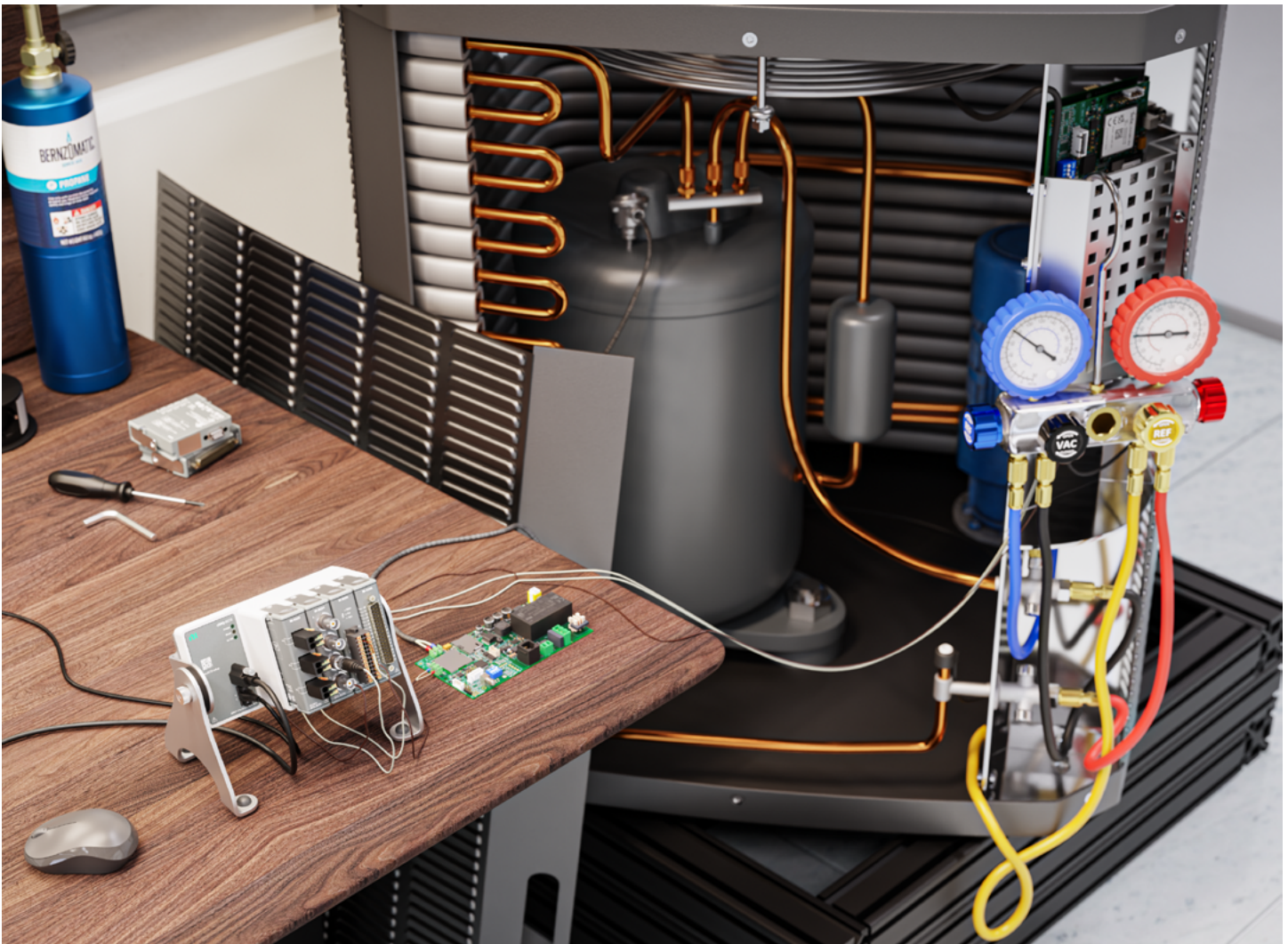


Principes fondamentaux de l'analogique

Sommaire

- 03** Principes fondamentaux de l'analogique
- 03** Circuits analogiques : loi d'Ohm et concepts de base
- 15** Qualité des échantillons analogiques : exactitude, sensibilité, précision et bruit
- 20** Fenêtrage : optimisation des FFT à l'aide des fonctions de fenêtre
- 34** Composants Dithering, Layout et de haute qualité : outils de réduction du bruit de fond
- 37** Mise à la masse pour l'amélioration des mesures
- 46** Mesures et isolation haute tension



Principes fondamentaux de l'analogique

Dans le cadre de la [série Principes fondamentaux des mesures de NI](#), cet ensemble de tutoriels vous permet de vous familiariser avec un sujet spécifique lié aux applications de mesure communes grâce à des explications théoriques et des exemples pratiques.

Un large éventail de systèmes et d'applications intègrent des périphériques et des signaux analogiques. Il est donc important d'approfondir vos connaissances de base en matière d'analogique pour maîtriser un grand nombre d'applications de test et de mesure actuelles. Cette série de tutoriels sur l'analogique vous fournit des informations essentielles sur les circuits analogiques, les boucles de masse, le bruit, l'échantillonnage, le fenêtrage, l'isolation et les schémas de connexion appropriés pour les mesures.

- Circuits analogiques : loi d'Ohm et concepts de base
- Qualité des échantillons analogiques : exactitude, sensibilité, précision et bruit
- Fenêtrage : optimisation des FFT à l'aide des fonctions de fenêtre
- Composants Dithering, Layout et de haute qualité : outils de réduction du bruit de fond
- Mise à la masse pour l'amélioration des mesures
- Mesures et isolation haute tension
- Mesures de fréquence et CC

Circuits analogiques : loi d'Ohm et concepts de base

Discutons des principes fondamentaux des circuits analogiques. Nous discuterons de la loi d'Ohm et des concepts de base des circuits analogiques, ainsi que de la façon d'effectuer divers calculs.

- Loi d'Ohm et concepts de base des circuits analogiques
- Calculs de capacité
- Calculs d'inductance
- Circuits d'amplificateurs analogiques
- Filtres RC analogiques

Loi d'Ohm et concepts de base des circuits analogiques

Résistance

La résistance est la caractéristique d'un média qui s'oppose au flux de courant à travers lui-même. L'unité de résistance est ohms, représentée par la lettre grecque Ω (oméga). La valeur de puissance associée à la résistance est quantifiée comme la quantité de puissance que la résistance peut dissiper sous forme de chaleur sans surchauffer.

Le courant (I) qui traverse la résistance (R) est défini comme suit :

$$I = \frac{V}{R}$$

$$V = I \cdot R$$

$$R = \frac{V}{I}$$

Pour une résistance de 1 M Ω , le courant résultant de l'application de 10 V serait de 10 μ A.

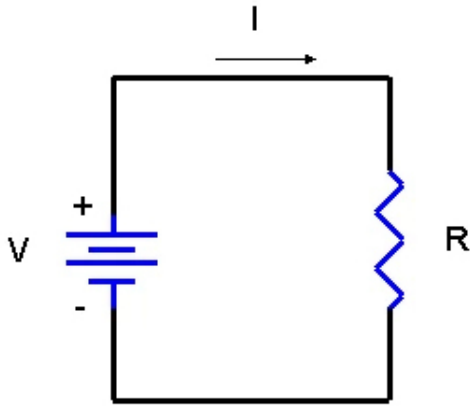


Figure 1. Représentation simple de la loi d'Ohm

La loi d'Ohm est l'équation fondamentale qui décrit la relation ci-dessus entre le potentiel de tension, le courant qui circule dans le circuit et la résistance d'un circuit. La puissance dissipée dans une résistance de charge (R) est définie comme le produit du courant et de la tension. D'autres relations de puissance peuvent être facilement dérivées en appliquant la loi d'Ohm en utilisant une substitution.

La puissance (P) dissipée dans (R) est définie comme suit :

$$P = I \cdot V$$

$$P = \frac{V^2}{R}$$

$$P = I^2 \cdot R$$

Pour calculer la valeur de résistance qui produira 10 W avec 10 V appliqués, nous rappelons que $P = V^2/R$. Après transposition, $R = V^2/P$. La résistance est $100/10$, soit 10 Ω . Donc 10 V appliqué à 10 Ω donnera 10 W. Lorsque deux des paramètres (V, R ou P) sont numériquement identiques, le troisième sera le même. Une façon courante de mesurer la résistance consiste à utiliser un **multimètre numérique (DMM)**.

Remarque : la dissipation de puissance (P) définit la limite de la tension qui peut être appliquée à l'entrée 50 Ω d'un numériseur. D'après les équations, nous voyons que 10 V en 50 Ω nécessiteront la charge d'entrée du numériseur pour dissiper 2 W. Si vous exécutez deux voies, cela fait 4 W. Cette quantité de dissipation de puissance est notable. Remarquez aussi qu'à cause de l'effet de la loi carrée, si vous doublez cette tension dans le numériseur, la puissance qu'il doit dissiper sera QUADRUPLE.

Calcul du diviseur de tension

Lorsque deux résistances sont connectées dans une configuration série, elles doivent partager la tension appliquée et le même courant passe à travers les deux.

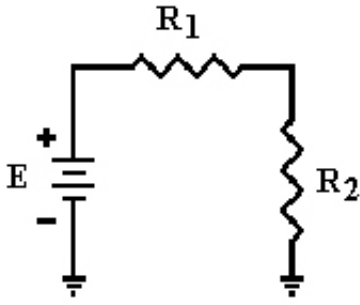


Figure 2. Exemple de circuit de division de tension

La formule utilisée pour calculer la tension appliquée est :

$$E_1 = R_1 \cdot I$$

(E1 = Chute de tension sur R1)

$$E_2 = R_2 \cdot I$$

(E2 = Chute de tension sur R2)

$$R_{eq} = R_1 + R_2$$

$$I = \frac{E}{R_{eq}}$$

$$E = E_1 + E_2$$

$$E = I \cdot (R_1 + R_2)$$

Pour calculer la tension sur R2 :

$$E_2 = R_2 \cdot I$$

$$E_2 = R_2 \cdot \frac{E}{R_{eq}}$$

$$E_2 = R_2 \cdot \frac{E}{R_1 + R_2}$$

$$E_2 = E \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Remarque : le diviseur de tension est décrit par l'équation ci-dessus.

Calcul du diviseur de courant

Lorsque deux résistances sont connectées en configuration parallèle, chacune d'elles a la même tension. La quantité de courant qui les traverse dépend de la valeur des résistances.

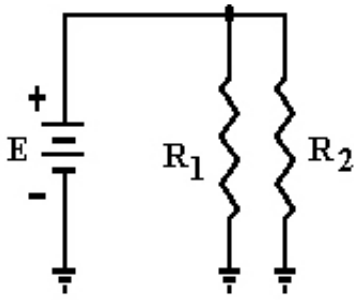


Figure 3. Exemple de circuit de division de courant

La figure ci-dessus représente deux résistances dans une configuration parallèle.

$$I = I_1 + I_2$$

$$E = I_1 \cdot R_1$$

$$E = I_2 \cdot R_2$$

$$I = \frac{E}{R_1} + \frac{E}{R_2}$$

$$I = E \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)$$

$$E = I \cdot R_{eq}$$

$$R_{eq} = \frac{1}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Calculs de capacité

Les condensateurs stockent l'énergie sous forme de charge électrique. La quantité de charge que le condensateur peut contenir dépend de l'aire des deux plaques de la figure ci-dessous et de la distance entre elles. Les grandes plaques séparées par une petite distance ont une plus grande capacité de contenir la charge. Le champ électrique entre les plaques d'un condensateur résiste aux changements de tension appliqués. Les condensateurs diminuent leur résistance avec la fréquence.

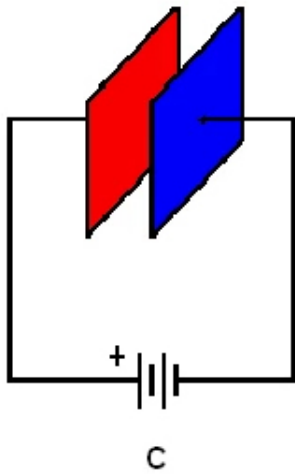


Figure 4. Exemple de circuit à capacité

Lecture des valeurs des condensateurs

L'unité de capacité est le Farad, ou F. La formule pour calculer la capacité est :

$$C = \frac{Q}{V}$$

où

C = Capacité en Farads

Q = Charge cumulée en Coulombs

V = Différence de tension entre les plaques

Configuration de la série

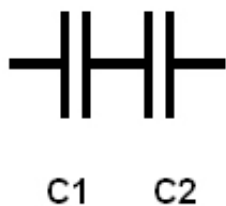


Figure 5. Configuration du condensateur série

La configuration ci-dessus représente deux condensateurs en série.

Comme la capacité d'un condensateur est inversement proportionnelle à la distance entre les plaques, la capacité totale (CT) de n'importe quel nombre de capacités peut être calculée par la formule suivante :

$$\frac{1}{C_{total}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots$$

Pour deux condensateurs connectés en série,

$$C_1 = \frac{Q}{V_1}$$

$$C_2 = \frac{Q}{V_2}$$

$$V_1 = \frac{Q}{C_1}$$

$$V_2 = \frac{Q}{C_2}$$

$$V = V_1 + V_2$$

$$V = \frac{Q}{C_{eq}}$$

$$C_{eq} = \frac{1}{\left(1/C_1 + 1/C_2\right)} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Configuration en parallèle

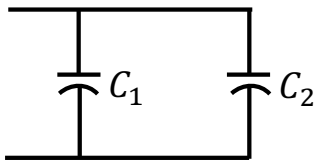


Figure 6. Configuration du condensateur parallèle

Chaque condensateur se charge à la même tension appliquée. La capacité totale est égale à la somme des capacités individuelles des condensateurs.

La formule utilisée pour calculer la capacité est :

$$Q_1 = C_1 \cdot V$$

$$Q_2 = C_2 \cdot V$$

$$Q = Q_1 + Q_2$$

$$Q = V \cdot (C_1 + C_2)$$

$$C_{eq} = C_1 + C_2$$

Calculs d'inductance

L'inductance est la quantité de tension qui traverse l'inducteur pour une vitesse de variation donnée du courant qui le traverse. Les inducteurs augmentent leur résistance avec la fréquence. L'unité d'inductance est Henry, ou H.

Configuration de la série

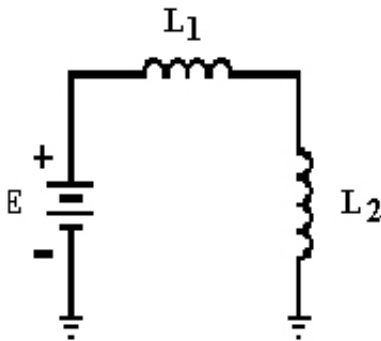


Figure 7. Configuration d'inducteur de série

La Figure 7 montre une configuration en série de deux inducteurs. Lorsque deux inducteurs sont connectés en série comme indiqué, leur inductance totale est égale à la somme des inductances individuelles :

$$L_1 = E \cdot \frac{dI}{dt}$$

$$L_2 = E \cdot \frac{dI}{dt}$$

$$L_T = L_1 + L_2$$

où dI/dt est le changement du courant au fil du temps.

Cependant, dans le monde réel, si nous considérons l'inductance réciproque où le champ magnétique de chaque inducteur affecte l'autre bobine, l'inductance totale peut être calculée en utilisant la formule ci-dessous :

$$L_T = L_1 + L_2 \pm 2 \cdot M$$

M étant l'inductance mutuelle entre les deux bobines.

Configuration en parallèle

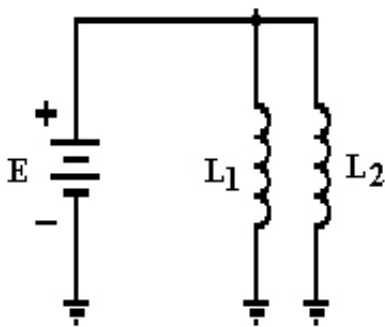


Figure 8. Configuration d'inducteur parallèle

La Figure 8 représente une configuration parallèle de deux inducteurs. Lorsque deux inducteurs sont connectés en configuration parallèle, l'inductance réciproque doit être prise en compte. De plus, l'inductance mutuelle sera soit ajoutée, soit soustraite de l'auto-inductance de chaque bobine car le courant a deux chemins d'entrée.

L'inductance totale peut être calculée à l'aide de la formule suivante :

$$L_T = \frac{L_1 \cdot L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2 \cdot M}$$

Impédance

L'impédance (Z) est généralement définie comme la résistance totale offerte par un périphérique ou un circuit au flux d'un courant (CA) à une fréquence donnée. Sa valeur est égale au rapport entre la tension et le courant sur un élément d'un circuit. Par conséquent, l'unité d'impédance est Ω .

L'impédance est représentée par une quantité complexe représentée graphiquement sur un plan vectoriel. Un vecteur d'impédance se compose d'une partie réelle (résistance, ou R) et d'une partie imaginaire (réactance, ou X). L'impédance peut être exprimée en utilisant des coordonnées rectangulaires

$$R + jX$$

ou sous la forme polaire comme angle d'amplitude et de phase : Z.

Admission

L'admission (Y) est l'inverse de l'impédance. Il s'agit aussi d'une quantité complexe : sa partie réelle est la conductance (C) et sa partie imaginaire est la susceptance (B).

L'unité d'admission est le siemens (S).

$$Y = G + jB$$

où Y est l'admission, G représente la conductance et B représente la susceptance.

Circuits d'amplificateurs analogiques

La Figure 9 est un modèle d'amplificateur opérationnel de base composé de trois étages de base :

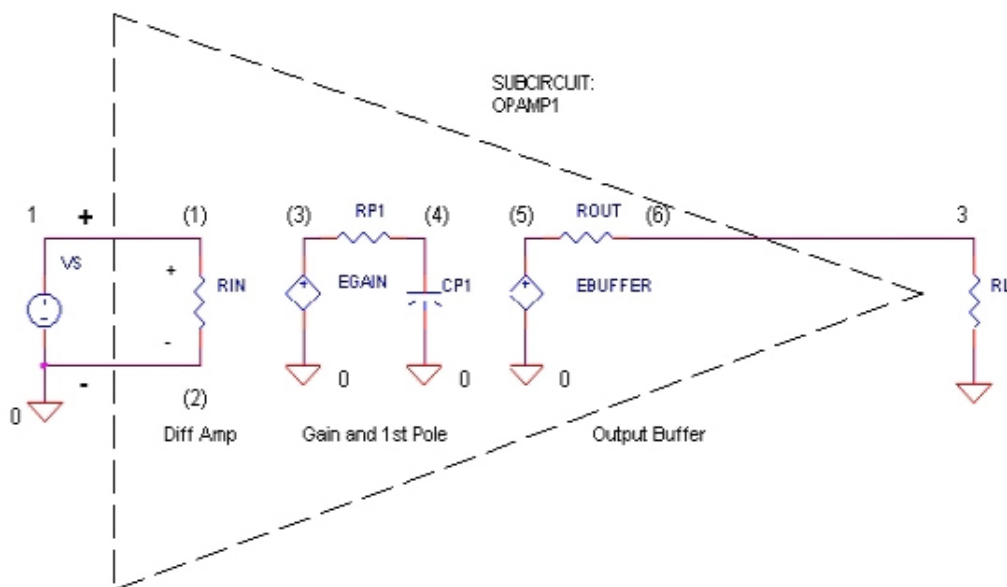


Figure 9. Modèle d'amplificateur opérationnel de base

Les étages comprennent :

- 1) Amplificateur différentiel — Amplificateur dont la sortie est proportionnelle à la différence entre les signaux en entrée.
- 2) Réponse gain/fréquence — Un filtre change les caractéristiques d'amplitude ou de phase d'un signal par rapport à la fréquence. Le comportement du domaine fréquentiel d'un filtre est décrit mathématiquement en termes de fonction de transfert ou de fonction réseau. La fonction de transfert $H(s)$ est décrite comme un rapport entre les signaux en sortie et en entrée.

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)}$$

Où $V_{out}(s)$ et $V_{in}(s)$ sont les signaux de tension de sortie et d'entrée et s est la variable de fréquence complexe. L'amplitude de la fonction de transfert est appelée réponse en amplitude ou réponse en fréquence, surtout dans les applications radio.

- 3) Buffer de sortie

Amplificateur inverseur

Une inversion est aussi simple qu'elle n'en a l'air ; elle inverse la polarité du signal en entrée. Par exemple, si la tension qui entre dans l'amplificateur est positive, elle est négative lorsqu'elle sort.

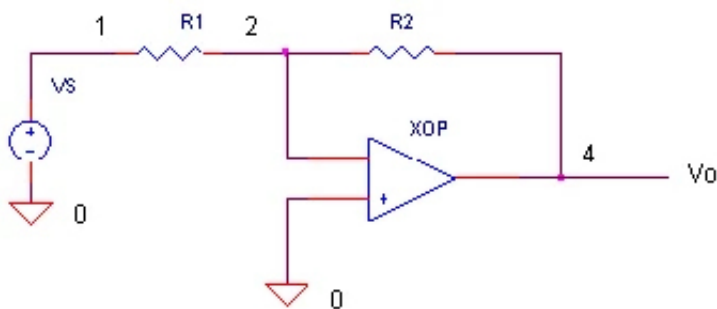


Figure 10. Amplificateur inverseur de base

Calcul du gain d'un amplificateur inverseur :

$$\frac{V_s - V_1}{R_1} = \frac{V - V_0}{R_2}$$

étant donné que $V_1 = V = 0$ (masse virtuelle)

$$\frac{V_s}{R_1} = \frac{-V_0}{R_2}$$

$$Gain = \frac{V_0}{V_s} = \frac{-R_2}{R_1}$$

Amplificateur inverseur

Le gain de l'amplificateur est déterminé par le rapport de R1 et R2.

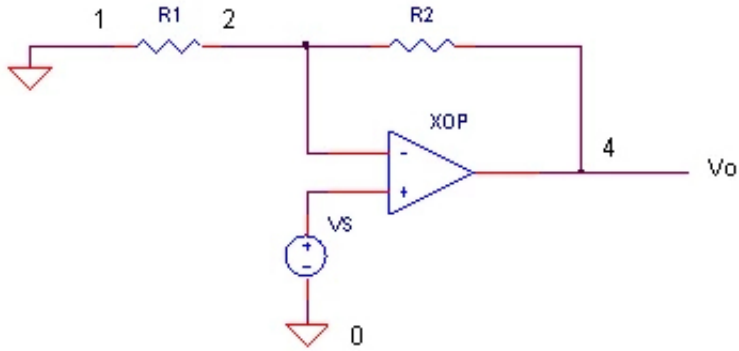


Figure 11. Amplificateur non inverseur de base

Calcul du gain d'un amplificateur non inverseur :

$$V_0 \cdot R_1 = V_s \cdot R_1 + V_s \cdot R_2$$

$$R_1 \cdot (V_0 - V_s) = V_s \cdot R_2$$

$$\frac{V_0}{V_s} - 1 = \frac{R_2}{R_1}$$

$$Gain - 1 = \frac{R_2}{R_1}$$

$$Gain = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

où

$$Gain = \frac{V_0}{V_s}$$

Remarque : Tous les produits **NI DAQ** ont des amplificateurs intégrés.

Filtres RC analogiques

Filtre passe-bas RC

Un circuit courant permettant d'atténuer les composantes haute fréquence d'un signal analogique est le filtre passe-bas RC. Examinez le diagramme ci-dessous, V_{in} étant la tension appliquée et la tension V_{out} sur $C1$ étant la sortie.

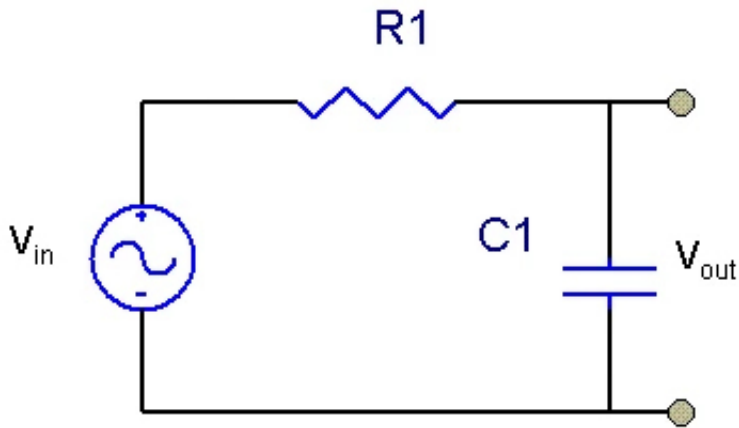


Figure 12. Filtre passe-bas RC simple

Le filtre passe-bas RC transmet les signaux basse fréquence et CC à la sortie, mais atténue les signaux haute fréquence. Vous pouvez obtenir l'équivalent de ce circuit même si vous ne le concevez pas explicitement. Par exemple, **C** peut être la capacité d'entrée d'un **multimètre numérique** ou d'un **numériseur**, et **R** peut être la résistance source du matériel sous test (DUT). Le DUT doit se charger et se décharger **C** au fur et à mesure que le signal varie. Lorsque la fréquence du signal augmente, l'impédance de **C** diminue ; une fois qu'elle devient comparable ou inférieure à **R**, le signal en sortie commence à être atténué.

La fréquence de coupure (ou -3 dB) est définie comme la fréquence où l'amplitude de la tension de sortie tombe à environ 70,7 % de l'entrée :

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{\sqrt{2}} \approx 0.707 V_{in}$$

À ce point, la puissance de sortie est égale à la moitié de la puissance d'entrée, cette fréquence est donc aussi appelée demi-puissance.

Le passe-bas RC unipolaire est représenté par :

$$t = R \cdot C$$

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot t}$$

Filtre passe-haut RC

Le circuit qui atténue les composantes basse fréquence dans un signal analogique est appelé un filtre passe-haut RC. Remarquez que le circuit est semblable à celui ci-dessus, mais que V_{out} est maintenant mesuré sur R1.

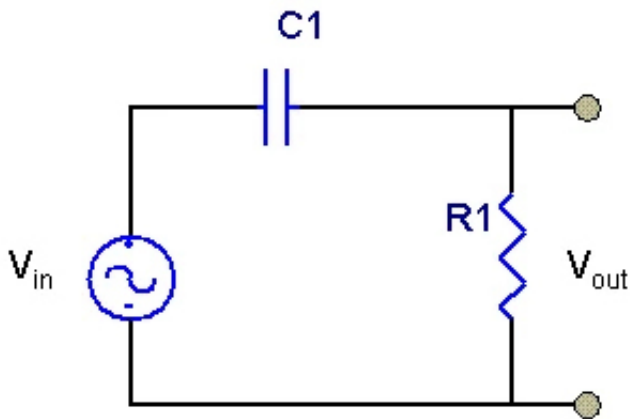


Figure 13. Filtre passe-haut RC simple

Une application typique très importante de ce circuit se trouve dans les circuits de couplage d'entrée d'un **numériseur** ou **DMM**. Avec le condensateur en entrée, il est « couplé CA ». Avec le condensateur court, il serait « couplé CC ».

Remarque : les filtres passe-bas et passe-haut sont également utilisés dans les périphériques d'**acquisition de signaux dynamiques** (DSA).

Pour résumer :

- Tension, courant et résistance sont liés par la loi d'Ohm. Les calculs de puissance aident à évaluer la dissipation d'énergie et la protection des entrées dans les périphériques DAQ.
- Les circuits diviseurs sont utilisés pour mettre à l'échelle les signaux et distribuer le courant, permettant une interface sûre avec le matériel de mesure.
- Les condensateurs résistent au changement de tension ; les inducteurs résistent au changement de courant. Leur comportement dans les circuits CA affecte le filtrage, le cadencement et le stockage d'énergie.
- L'impédance et l'admittance sont des quantités complexes qui décrivent comment les circuits répondent aux signaux CA ; elles sont cruciales pour l'analyse du domaine fréquentiel et l'intégrité du signal.
- Les amplificateurs opérationnels sont des blocs de construction polyvalents pour l'amplification, le filtrage et le conditionnement de signaux. Les configurations clés incluent les amplificateurs inverseurs, non inverseurs et différentiels.
- Les filtres passe-bas et passe-haut façonnent la bande passante du signal, suppriment le bruit et isolent les composants de fréquence désirés, ce qui est essentiel pour une acquisition de données propre.

Qualité des échantillons analogiques : exactitude, sensibilité, précision et bruit

Plus vous en savez sur ces facteurs, plus vous pouvez comprendre et améliorer la qualité de vos échantillons de mesure :

- Sensibilité de mesure
- Exactitude
- Précision
- Bruit et sources de bruit
- Stratégies de réduction du bruit

Sensibilité de mesure

Lorsque vous faites référence à la qualité de l'échantillon, vous souhaitez évaluer l'exactitude et la précision de votre mesure. Cependant, vous devez d'abord comprendre la sensibilité de votre oscilloscope. La sensibilité est le plus petit changement dans un signal d'entrée qui peut amener le dispositif de mesure à répondre. En d'autres termes, si un signal d'entrée est modifié selon une certaine quantité (selon une certaine sensibilité), vous pouvez constater un changement dans les données numériques.

Remarque : ne confondez pas la sensibilité et la résolution/**longueur de code**. La résolution définit la longueur de code. Il s'agit du niveau discret auquel l'instrument affiche les valeurs. Cependant, la sensibilité définit la modification de tension nécessaire pour que l'instrument enregistre un changement de valeur. Par exemple, un instrument proposant une plage de mesure de 10 V peut être capable de détecter des signaux avec une résolution de 1 mV, mais la plus petite tension détectable qu'il peut mesurer peut être de 15 mV. Dans ce cas, l'instrument a une résolution de 1 mV, avec une sensibilité de 15 mV.

Dans certains cas, la sensibilité est supérieure à la longueur de code. Au premier abord, cela peut sembler contre-intuitif. Cela ne signifie-t-il pas que la tension change selon une quantité qui peut être affichée mais pas enregistrée ? Oui ! Pour comprendre les avantages, pensez à une tension CC constante. Bien qu'il serait idéal si cette tension était constante avec exactitude et sans déviations, il existe toujours une légère variation dans un signal, ce qui est représenté dans la Figure 14. La sensibilité est indiquée par des lignes rouges et la longueur de code est également représentée. Dans cet exemple, étant donné que la tension ne dépasse jamais le niveau de sensibilité, elle est représentée par la même valeur numérique, même si elle est supérieure à la longueur de code. Cela est bénéfique dans la mesure où elle ne capte pas le bruit et représente plus exactement le signal sous forme de tension constante.

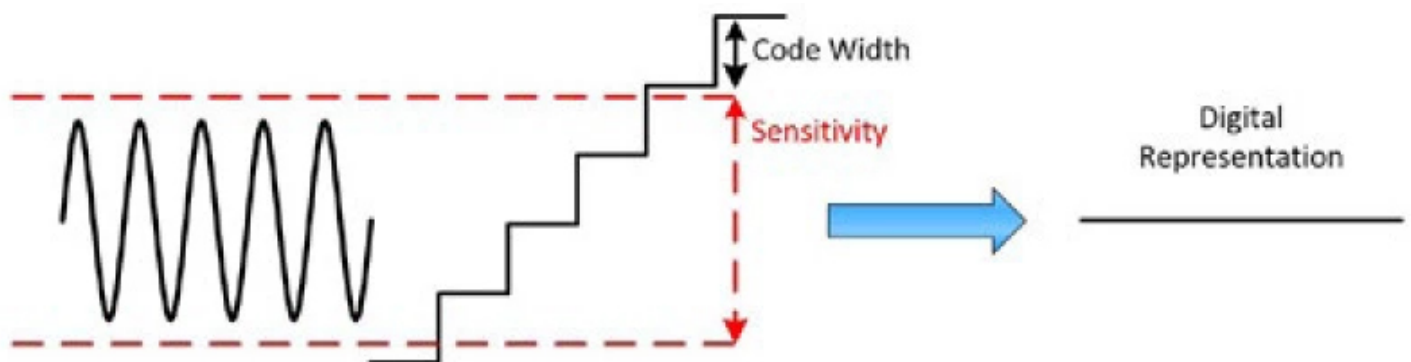


Figure 14. Une sensibilité supérieure à la longueur de code peut permettre de lisser un signal bruité.

Une fois que le signal commence à gagner en intensité, il franchit le niveau de sensibilité puis est représenté par une valeur numérique différente (voir Figure 15). Gardez à l'esprit que votre mesure ne peut jamais être plus exacte que la sensibilité.

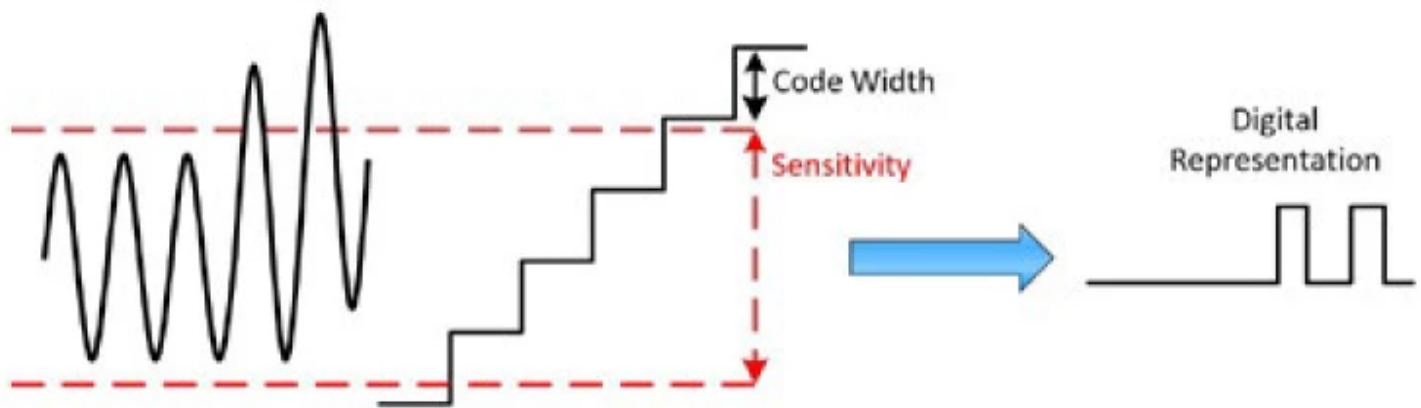


Figure 15. Une fois que le signal franchit le niveau de sensibilité, il est représenté par une valeur numérique différente.

Il existe également une certaine ambiguïté dans la méthode de définition de la sensibilité d'un instrument. Elle peut parfois être définie comme une quantité constante, tel que dans l'exemple ci-dessus. Dans ce cas, dès que le signal d'entrée franchit le niveau de sensibilité, le signal est représenté par une valeur numérique différente. Cependant, elle est parfois définie comme un changement de signal. Une fois que le signal a changé en fonction de la valeur de sensibilité spécifiée, il est représenté par un signal différent. Dans ce cas, la tension absolue n'a pas d'importance. Il convient plutôt de s'intéresser au **changement** de tension. De plus, certains instruments définissent la sensibilité comme étant proche de zéro.

Pour ne rien simplifier, non seulement la définition exacte du terme « sensibilité » varie d'une entreprise à l'autre, mais différents produits d'une même entreprise peuvent également l'utiliser pour signifier quelque chose de légèrement différent. Il est important de vérifier les spécifications de votre instrument pour déterminer de quelle manière la sensibilité est définie. Si vous ne trouvez pas ces informations rapidement, contactez le fabricant pour obtenir des précisions.

Exactitude

L'exactitude est définie comme une mesure de la capacité de l'instrument à indiquer la valeur du signal mesuré de manière fidèle à la réalité. Ce terme n'est pas lié à la résolution. Toutefois, l'exactitude ne peut jamais être supérieure à la résolution de l'instrument.

Les attentes en matière d'exactitude diffèrent selon l'instrument ou le numériseur. Par exemple, en général, on s'attend à ce qu'un DMM présente une meilleure exactitude qu'un oscilloscope. La manière dont l'exactitude est calculée varie également en fonction du dispositif, mais vérifiez toujours les spécifications de votre instrument pour déterminer de quelle façon votre instrument procède au calcul de l'exactitude.

Exactitude du périphérique DAQ

Les périphériques DAQ définissent souvent l'exactitude comme étant l'écart par rapport à une fonction de transfert idéale. L'équation suivante décrit comment une carte DAQ peut spécifier l'exactitude :

$$\text{Accuracy} = (\text{Reading} * \text{Gain Error}) + (\text{Reading} * \text{Offset Error}) + (\text{Noise Uncertainty})$$

Les termes individuels sont ensuite définis :

$$\begin{aligned} \text{Gain Error} = & \text{Residual AI Gain Error} \\ & + (\text{Gain Temperature Coefficient} * \text{Temperature Change From Last Internal Calibration}) \\ & + (\text{Reference Temperature Coefficient} * \text{Temperature Change From Last External Calibration}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Offset Error} = & \text{Residual AI Offset Error} \\ & + (\text{Offset Temperature Coefficient} * \text{Temperature Change From Last Internal Calibration}) \\ & + \text{INL_Error} \end{aligned}$$

La majorité de ces termes sont définis dans un tableau et basés sur la plage nominale. Les spécifications définissent également le calcul de l'incertitude du bruit. L'incertitude du bruit fait référence à l'incertitude de la mesure due à l'effet du bruit dans la mesure ; cette valeur est prise en compte dans la détermination de l'exactitude.

De plus, il peut exister plusieurs tableaux d'exactitude pour votre périphérique, selon que vous recherchez l'exactitude de l'entrée ou de la sortie analogique ou si un filtre est activé ou désactivé.

Précision

Les termes « exactitude » et « précision » sont souvent utilisés de manière interchangeable, mais il existe cependant une différence subtile. La précision est définie comme une mesure de la stabilité de l'instrument, ainsi que de sa capacité à produire la même mesure à plusieurs reprises pour le même signal d'entrée. Tandis que l'exactitude fait référence à la proximité d'une valeur mesurée par rapport à la valeur réelle, la précision correspond à la manière dont des mesures individuelles répétées concordent les unes avec les autres.

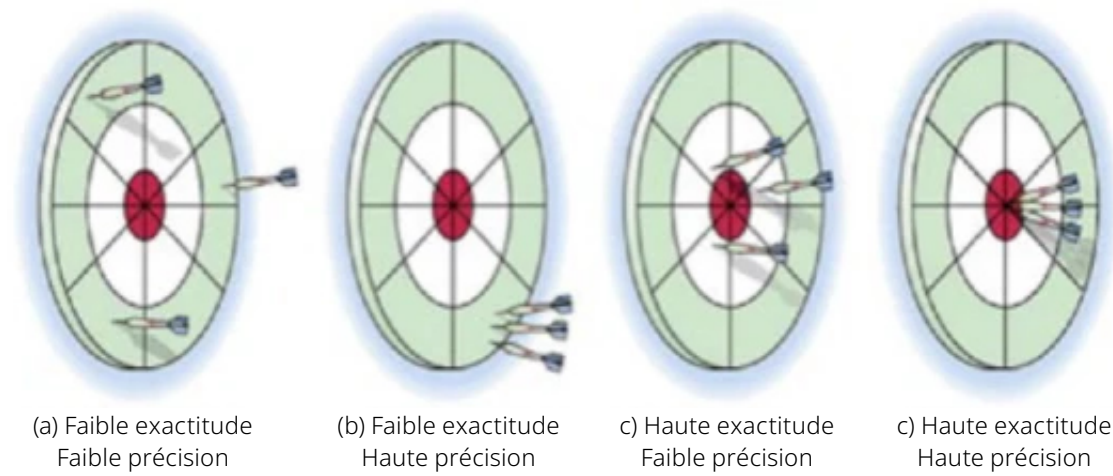


Figure 16. La précision et l'exactitude sont liées mais ne sont pas identiques.

La précision est surtout affectée par le bruit et la dérive à court terme de l'instrument. La précision d'un instrument n'est souvent pas fournie directement, mais elle doit être déduite d'autres spécifications telles que le rapport de transfert, le bruit et la dérive de la température. Cependant, si vous disposez d'une série de mesures, vous pouvez calculer la précision.

$$Precision = 1 - \frac{|Offset From Input Signal|}{|Input Signal|}$$

Par exemple, si vous surveillez une tension constante de 1 V et que vous remarquez que votre valeur mesurée change de 20 µV entre les mesures, la précision de votre mesure peut être calculée comme suit :

$$Precision = 1 - \frac{|20\mu V|}{|1V|} = 1 - \frac{|20\mu V|}{|1,000,000\mu V|} = 0.99998$$

La précision est généralement exprimée en pourcentage. Dans cet exemple, la précision est de 99,998 pour cent.

La précision est significative principalement lorsque des mesures relatives (par rapport à une lecture précédente de la même valeur), telles que l'étalonnage du périphérique, doivent être relevées.

Bruit et sources de bruit

Ne confondez pas la sensibilité et la résolution/[longueur de code](#). La résolution définit la longueur de code. Il s'agit du niveau discret auquel l'instrument affiche les valeurs. Cependant, la sensibilité définit la modification de tension nécessaire pour que l'instrument enregistre un changement de valeur. Par exemple, un instrument proposant une plage de mesure de 10 V peut être capable de détecter des signaux avec une résolution de 1 mV, mais la plus petite tension détectable qu'il peut mesurer peut être de 15 mV. Dans ce cas, l'instrument a une résolution de 1 mV, avec une sensibilité de 15 mV.

Bruit thermique

Un circuit électronique idéal ne produit pas de bruit par lui-même, de sorte que le signal de sortie d'un tel circuit contient uniquement le bruit qui se trouve dans le signal d'origine. Cependant, les circuits et composants électroniques réels produisent un certain niveau de bruit inhérent. Même une simple résistance à valeur fixe est bruitée.

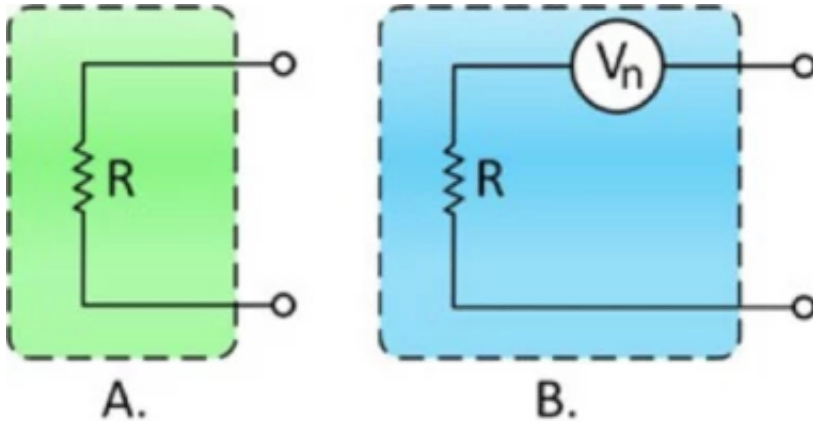


Figure 17. Une résistance idéale est réfléchiée dans la partie A, mais, en pratique, les résistances comportent un bruit thermique interne comme représenté dans la partie B.

La Figure 17 montre le circuit équivalent pour une résistance idéale sans bruit. Le bruit inhérent est représenté dans la Figure 17 élément B par une source de tension de bruit V_n en série avec la résistance idéale sans bruit R_i . À n'importe quelle température au-dessus du zéro absolu (0 °K ou environ -273 °C), les électrons dans tous les matériaux sont en mouvement aléatoire constant. Cependant, en raison du caractère aléatoire inhérent de ce mouvement, il n'existe pas de courant détectable dans une direction. En d'autres termes, la dérive des électrons dans une direction unique est annulée sur de courtes périodes de temps par une dérive égale dans la direction opposée. Les mouvements des électrons sont donc statistiquement décorrélés. Cependant, il existe une série continue d'impulsions de courant aléatoires générées dans le matériau. Ces impulsions sont perçues par le monde extérieur comme un signal de bruit. Ce signal a plusieurs dénominations : bruit de Johnson, bruit d'agitation thermique ou bruit thermique. Ce bruit augmente avec la température et la résistance, comme une fonction racine carrée. Cela signifie que vous devez quadrupler la résistance pour doubler le bruit de celle-ci.

Scintillation ou bruit $1/f$

Les périphériques à semi-conducteurs ont tendance à présenter un bruit qui ne correspond pas de manière linéaire avec la fréquence. Il augmente à la limite inférieure. C'est ce qu'on appelle le bruit $1/f$, le bruit rose, le bruit excessif ou le bruit de scintillation. Ce type de bruit se produit également dans de nombreux systèmes physiques autres qu'électriques. Par exemple, les protéines, les temps de réaction des processus cognitifs et même l'activité sismique. Le tableau ci-dessous montre la source de bruit la plus probable, en fonction de la fréquence à laquelle le bruit se produit pour une tension spécifique. Connaître la cause du bruit contribue grandement à le réduire.

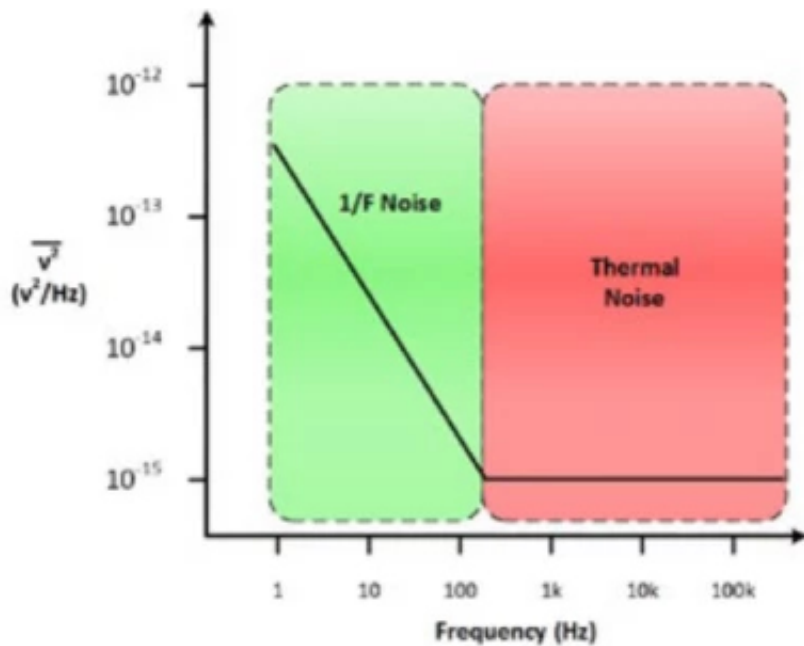


Figure 18. Le bruit comme fonction de la tension

Stratégies de réduction du bruit

Bien que le bruit soit un problème sérieux pour un concepteur, en particulier lorsque de faibles niveaux de signal sont présents, vous pouvez minimiser les effets du bruit sur un système. Voici quelques stratégies de réduction du bruit :

- Maintenir la résistance de la source et la résistance d'entrée de l'amplificateur aussi basses que possible. Utiliser des résistances de valeur élevée augmente proportionnellement le bruit thermique.
- Le bruit thermique total est également une fonction de la bande passante du circuit. Par conséquent, la réduction de la bande passante du circuit à une valeur minimum réduit également le bruit. Toutefois, ce travail doit être effectué consciencieusement car les signaux disposent d'un spectre de Fourier qui doit être préservé pour une mesure exacte. La solution consiste à faire correspondre la bande passante à la réponse en fréquence requise pour le signal d'entrée.
- Empêchez le bruit externe d'affecter les performances du système en utilisant la mise à la masse, le blindage, le câblage, un placement physique judicieux des fils et le filtrage.
- Utilisez un amplificateur à faible bruit à l'étape d'entrée du système.
- Pour certains circuits à semi-conducteurs, utilisez le potentiel d'alimentation CC le plus bas compatible pour effectuer le travail.

Pour résumer :

- La sensibilité est le plus petit changement dans un signal d'entrée qui amène le dispositif de mesure à répondre.
- L'exactitude est définie comme une mesure de la capacité de l'instrument à indiquer la valeur du signal mesuré de manière fidèle à la réalité.
- L'exactitude et la sensibilité sont consignées dans le document de spécifications. Étant donné que différentes entreprises, et les produits d'une même entreprise, peuvent utiliser ces termes différemment, vérifiez toujours la documentation et contactez l'entreprise pour obtenir des précisions si nécessaire.
- La précision est définie comme une mesure de la stabilité de l'instrument, ainsi que de sa capacité à produire la même mesure à plusieurs reprises pour le même signal d'entrée.
- Le bruit correspond à tout signal indésirable qui interfère avec le signal concerné.
- Il existe différents types de bruit et différentes stratégies de réduction du bruit.

Fenêtrage : optimisation des FFT à l'aide des fonctions de fenêtre

Ensuite, nous aborderons le domaine temporel et fréquentiel, les transformées de Fourier rapides (FFT) et le fenêtrage, ainsi que la façon dont vous pouvez les utiliser pour améliorer votre compréhension d'un signal :

- Domaine temporel, domaine fréquentiel et FFT
- Fenêtrage

Domaine temporel, domaine fréquentiel et FFT

La FFT peut s'avérer puissante pour aider à décoder les signaux quotidiens et à corriger les erreurs de signaux. Bien que la FFT soit une fonction mathématique complexe, ce n'est pas un concept difficile à associer à vos signaux mesurés. En termes simples, ce concept dit qu'il est possible de décomposer un signal en ondes sinusoïdales de différentes amplitudes et fréquences. Examinons de plus près ce que cela signifie et pourquoi c'est utile.

Tous les signaux sont la somme des sinus

Lorsque l'on examine des signaux du monde réel, on les considère généralement comme une tension qui change au fil du temps. C'est ce que l'on appelle le domaine temporel. Le théorème de Fourier stipule que toute waveform dans le domaine temporel peut être représentée par la somme pondérée des sinus et des cosinus. Par exemple, prenons deux signaux sinusoïdaux, dont l'un est trois fois plus rapide que l'autre avec une fréquence égale à 1/3 du premier signal. Lorsqu'on les ajoute, on obtient un signal différent.

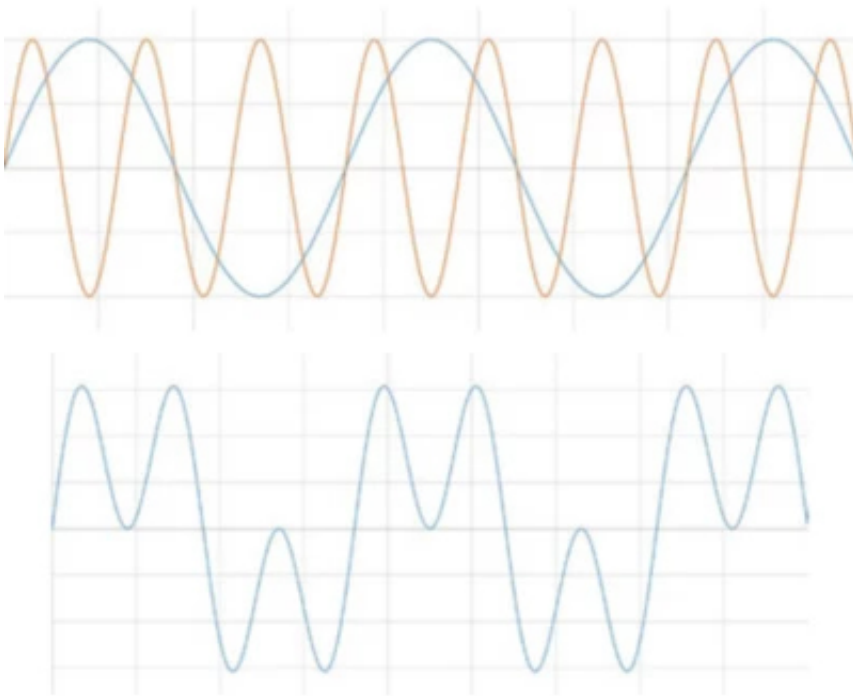


Figure 19. Lorsque l'on ajoute deux signaux, on obtient un nouveau signal.

Maintenant, imaginons que la deuxième onde représente elle aussi $1/3$ de l'amplitude. Cette fois, seuls les pics sont affectés.

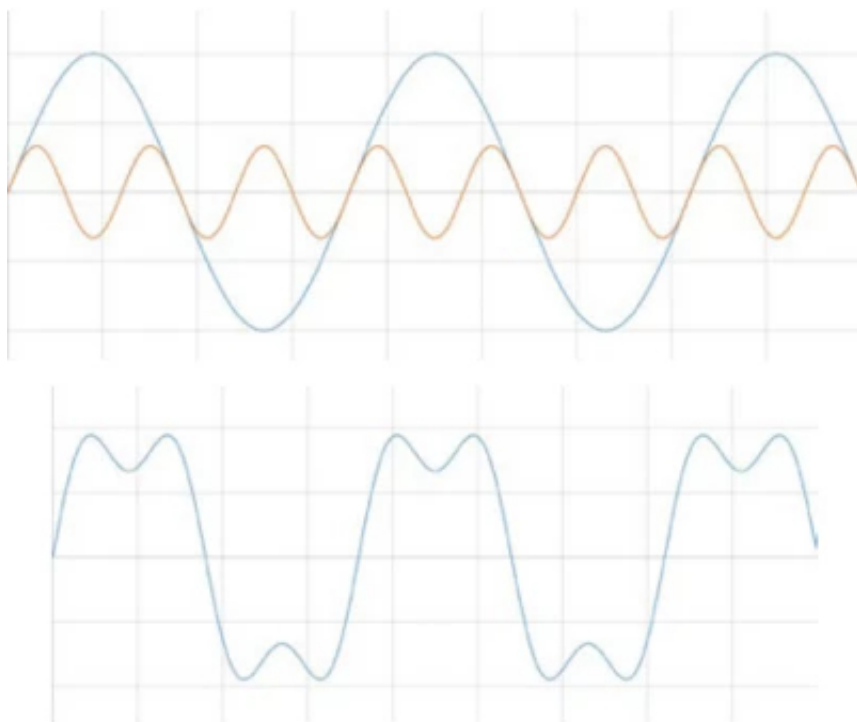


Figure 20. Ajuster l'amplitude lors de l'ajout de signaux affecte les pics.

Disons maintenant que nous avons ajouté un troisième signal qui représente $1/5$ de l'amplitude et de la fréquence du signal d'origine. Si nous continuons ainsi jusqu'à atteindre le bruit de fond, une waveform reconnaissable apparaît.

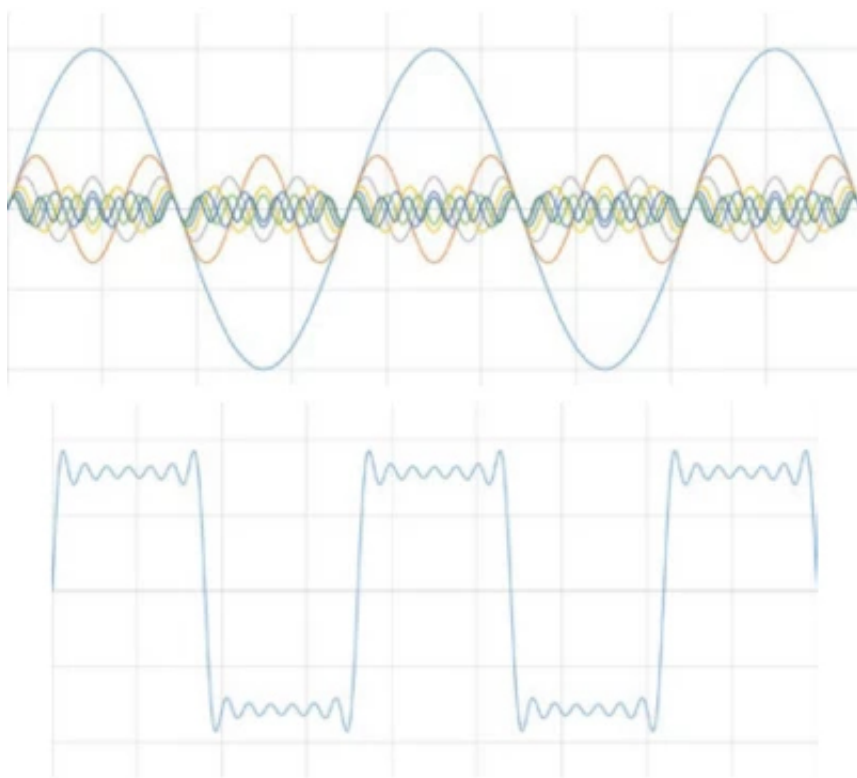


Figure 21. Un signal carré est la somme des sinus.

Nous avons créé un signal carré. De cette façon, tous les signaux dans le domaine temporel peuvent être représentés par une série de sinus.

Bien qu'il soit assez intéressant de pouvoir construire des signaux de cette manière, pourquoi est-ce important ? C'est très simple : s'il est possible de construire un signal en utilisant des sinus, il est également possible de déconstruire des signaux en sinus. Une fois qu'un signal a été déconstruit, on peut voir et analyser les différentes fréquences qui sont présentes dans le signal d'origine. Examinons quelques exemples dans lesquels la déconstruction d'un signal pourrait s'avérer utile :

- En déconstruisant les ondes radio, on peut choisir la fréquence (ou la station) que l'on veut écouter.
- En déconstruisant des ondes audio en différentes fréquences telles que les graves et les aigus, on peut modifier les tons ou les fréquences pour amplifier certains sons et supprimer le bruit indésirable.
- En déconstruisant les vibrations des tremblements de terre de vitesses et de forces variables, on peut optimiser la conception des bâtiments et éviter les vibrations les plus fortes.
- En déconstruisant les données de l'ordinateur, on peut ignorer les fréquences les moins importantes et créer des représentations plus compactes dans la mémoire, ce que l'on appelle aussi la compression de fichiers.

Déconstruire des signaux à l'aide de la FFT

La FFT déconstruit une représentation du domaine temporel d'un signal en représentation du domaine fréquentiel. Le domaine de fréquence montre les tensions présentes à des fréquences variables. C'est une façon différente de regarder un même signal.

Un numériseur échantillonne une waveform et la transforme en valeurs discrètes. À cause de cette transformation, la FFT ne fonctionnera pas sur ces données. À la place, on utilise la transformée de Fourier discrète (DFT). Cette dernière produit les composantes du domaine fréquentiel en valeurs discrètes, ou intervalles. La FFT (fast Fourier transform, en anglais) est une implémentation optimisée d'une DFT ; elle nécessite moins de calculs, mais ne fait essentiellement que déconstruire un signal.

Observez le signal de la Figure 21 ci-dessus. Il y a deux signaux qui possèdent deux fréquences différentes. Dans le cas présent, le signal présente deux pics dans le domaine fréquentiel : un à chacune des deux fréquences des sinus qui composaient le signal à l'origine.

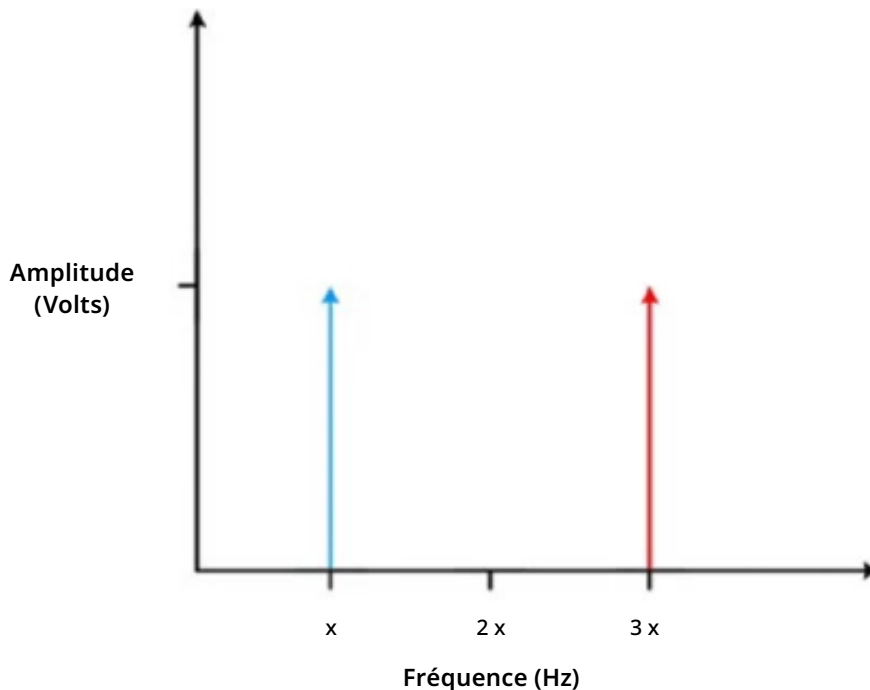


Figure 22. Lorsque deux signaux sinusoïdaux d'amplitude égale sont additionnés, ils produisent deux pics dans le domaine fréquentiel.

L'amplitude du signal d'origine est représentée sur l'axe vertical. Si l'on observe le signal de la Figure 22 ci-dessus (où deux signaux différents possèdent différentes amplitudes), on constate que le pic le plus important correspond à la fréquence du signal sinusoïdal de tension le plus élevé. En observant un signal dans le domaine temporel et en analysant les fréquences auxquelles les signaux de tension les plus élevés se produisent, on peut avoir une bonne idée du signal d'origine.

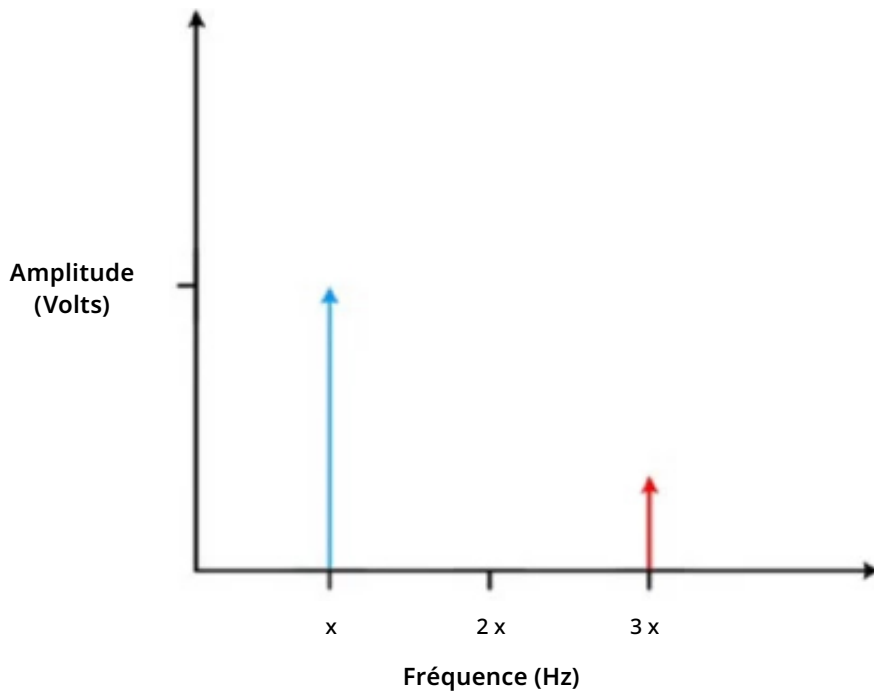


Figure 23. Le pic le plus élevé est la fréquence de la plus grande amplitude.

Il peut aussi être utile d'examiner la forme du signal dans le domaine fréquentiel. Examinons par exemple le signal carré dans le domaine fréquentiel. Un peu plus tôt, nous avons réussi à créer un signal carré en utilisant de nombreux signaux sinusoïdaux à différentes fréquences. Ainsi, on pourrait s'attendre à trouver de nombreux pics de signal dans le domaine fréquentiel, un pour chaque signal ajouté. La présence d'une rampe marquée dans le domaine fréquentiel indique que le signal d'origine était un signal carré.

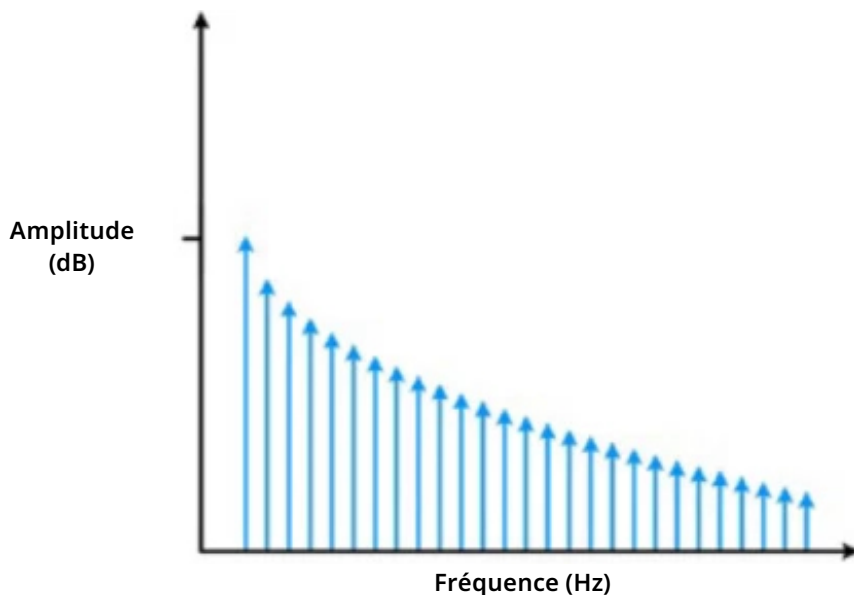


Figure 24. Le domaine fréquentiel d'un signal sinusoïdal ressemble à une rampe.

Mais dans le monde réel, à quoi ça ressemble ? De nombreux oscilloscopes à signaux mixtes (MSO) ont une fonction FFT. Ci-dessous, on peut voir à quoi ressemble la FFT d'un signal carré sur un graphe de signaux mixtes. En effectuant un zoom avant, on peut voir les pics individuels dans le domaine fréquentiel.

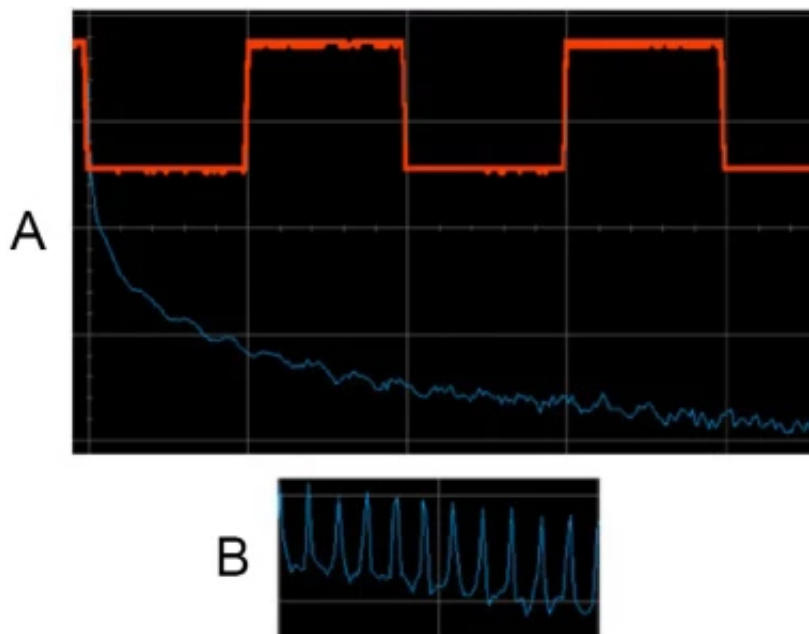


Figure 25. Le signal sinusoïdal d'origine et sa FFT correspondante sont affichés dans A, tandis que B est une zone agrandie de la FFT dans laquelle il est possible de distinguer les pics individuels.

L'examen des signaux dans le domaine fréquentiel peut être utile lors de la validation et du dépannage des signaux. Supposons, par exemple, qu'un circuit est censé produire un signal sinusoïdal. À la figure 26 ci-dessous, on peut visualiser le signal en sortie sur l'oscilloscope dans le domaine temporel. Il est presque cohérent !

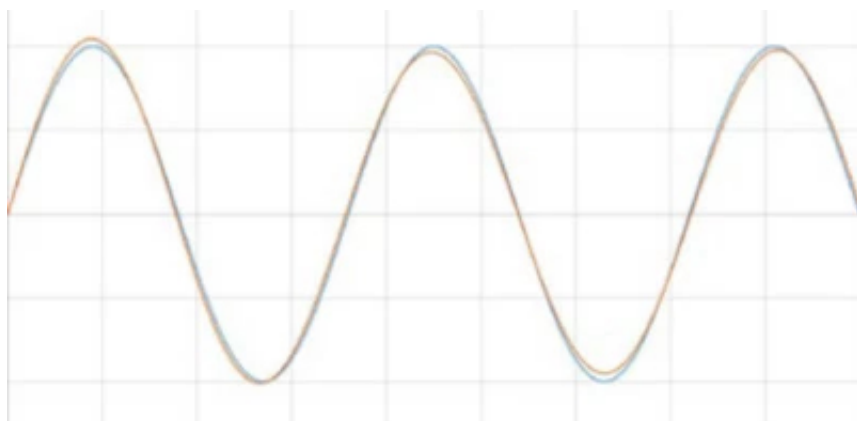


Figure 26. Si l'on additionnait ces deux ondes, en raison de leur similitude, elles créeraient une onde sinusoïdale parfaite.

Cependant, lorsque l'on affiche un signal dans le domaine fréquentiel, on ne s'attend à voir qu'un seul pic. En effet, la logique voudrait que l'on génère un seul signal sinusoïdal à une seule fréquence. On observe toutefois ici un pic plus petit à une fréquence plus élevée : cela indique que le signal sinusoïdal n'est pas aussi bon que prévu. Pour éliminer la cause du bruit ajouté à cette fréquence particulière, il faut retravailler le circuit. Le domaine fréquentiel est idéal pour déterminer si un signal propre dans le domaine temporel contient réellement des interférences, du bruit ou du jitter.

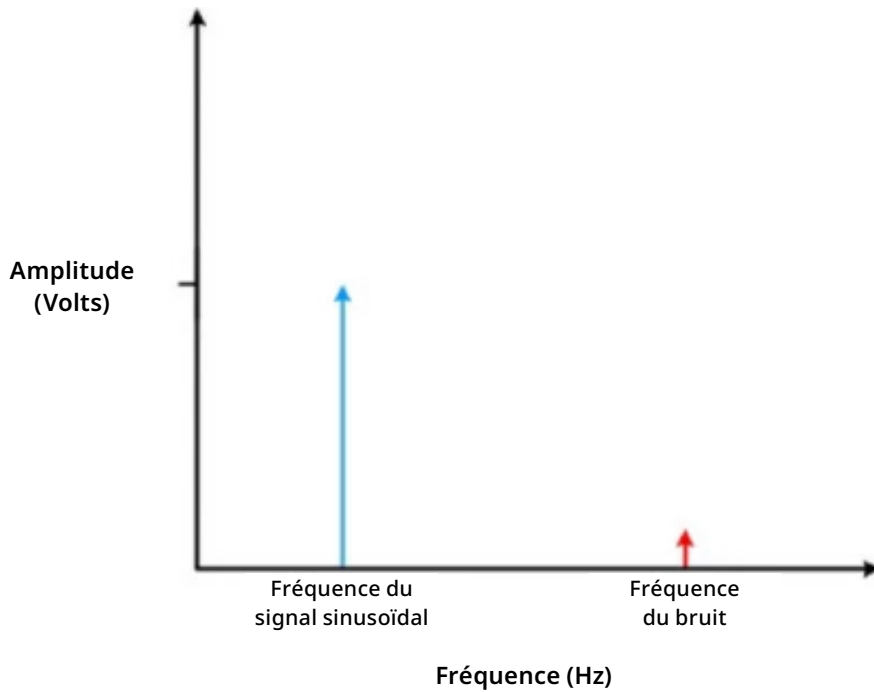


Figure 27. En observant le signal sinusoïdal apparemment parfait de la Figure 26, on remarque la présence d'une impulsion transitoire.

Fenêtrage

Bien que l'exécution d'une FFT sur un signal puisse être très utile, il est important de connaître les limites de la FFT et de savoir comment améliorer la clarté du signal en utilisant le fenêtrage.

Fonctionnement du fenêtrage

Lorsque l'on utilise la FFT pour mesurer la composante fréquentielle d'un signal, on base l'analyse sur un ensemble fini de données. La transformée FFT réelle fait l'hypothèse qu'il s'agit d'un ensemble de données fini, un spectre continu qui correspond à une période d'un signal périodique. Pour la FFT, le domaine temporel et le domaine fréquentiel sont des topologies circulaires : les deux extrémités du signal temporel sont interprétées comme si elles étaient connectées. Lorsque le signal mesuré est périodique et qu'un nombre entier de périodes remplit l'intervalle de temps d'acquisition, la FFT s'avère correcte car elle correspond à l'hypothèse de base.

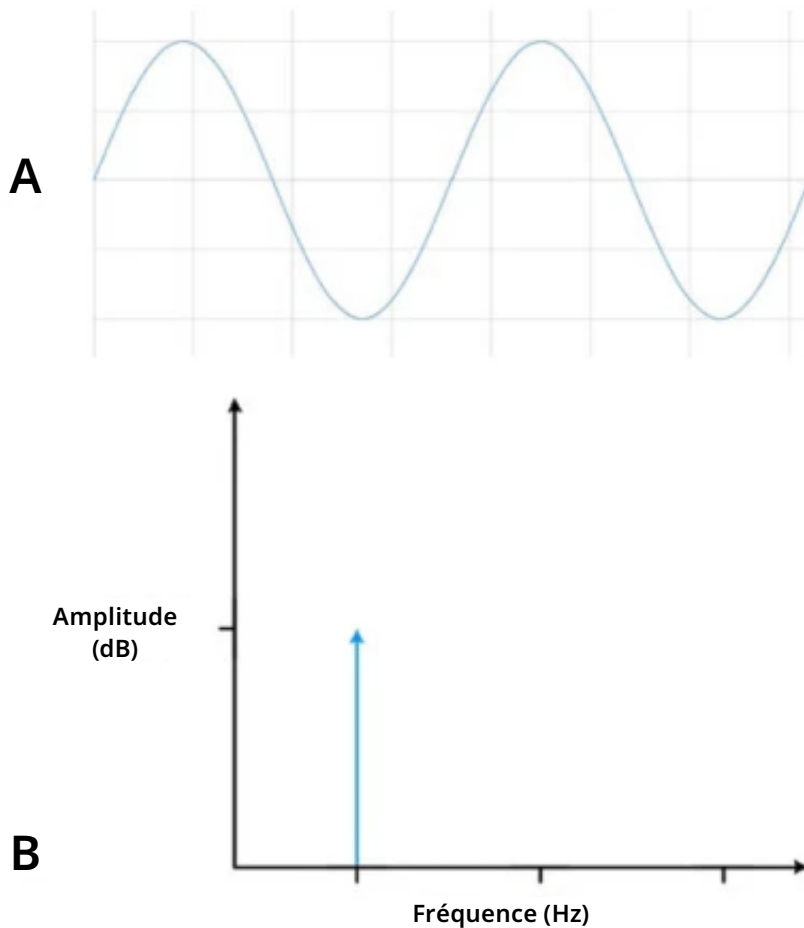


Figure 28. Mesurer un nombre entier de périodes (A) donne une FFT idéale (B).

Cependant, souvent, le signal mesuré n'est pas un nombre entier de périodes. Par conséquent, si le signal mesuré est fini, on peut voir apparaître une waveform tronquée qui présente des caractéristiques différentes du signal à temps continu d'origine. En outre, la finitude peut introduire des changements de transition brusques dans le signal mesuré. Les transitions brusques sont des discontinuités.

Lorsque le nombre de périodes dans l'acquisition n'est pas un entier, les extrémités sont discontinues. Ces discontinuités artificielles apparaissent dans la FFT sous forme de composantes haute fréquence qui ne sont pas présentes dans le signal d'origine. Ces fréquences peuvent être beaucoup plus élevées que la fréquence de Nyquist et sont repliées entre 0 et la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Par conséquent, le spectre obtenu en utilisant une FFT n'est pas le spectre réel du signal d'origine, mais une version étalée. C'est comme si l'énergie à une fréquence donnée s'infiltrait dans d'autres fréquences. Ce phénomène est connu sous le nom de fuite spectrale ; il provoque la propagation de raies spectrales fines dans des signaux plus larges.

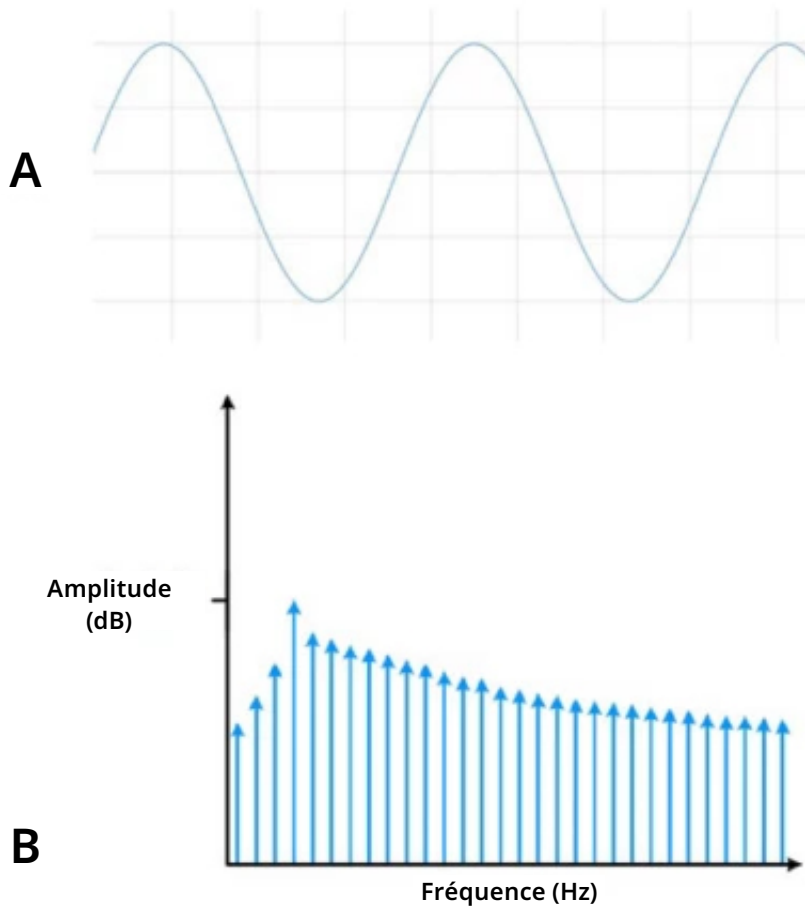


Figure 29. Mesurer un nombre non entier de périodes (A) ajoute une fuite spectrale à la FFT (B).

En utilisant une technique appelée fenêtrage, il est possible de minimiser les effets d'une FFT sur un nombre non entier de cycles. Le fenêtrage réduit l'amplitude des discontinuités aux limites de chaque séquence finie acquise par le numériseur. Le fenêtrage consiste à multiplier l'enregistrement de temps par une fenêtre de longueur finie. Cette fenêtre possède une amplitude qui varie progressivement vers zéro aux extrémités. Cela permet aux extrémités de la waveform de se rencontrer et, par conséquent, d'obtenir une waveform continue sans transitions brusques. Cette technique est aussi appelée application d'une fenêtre.

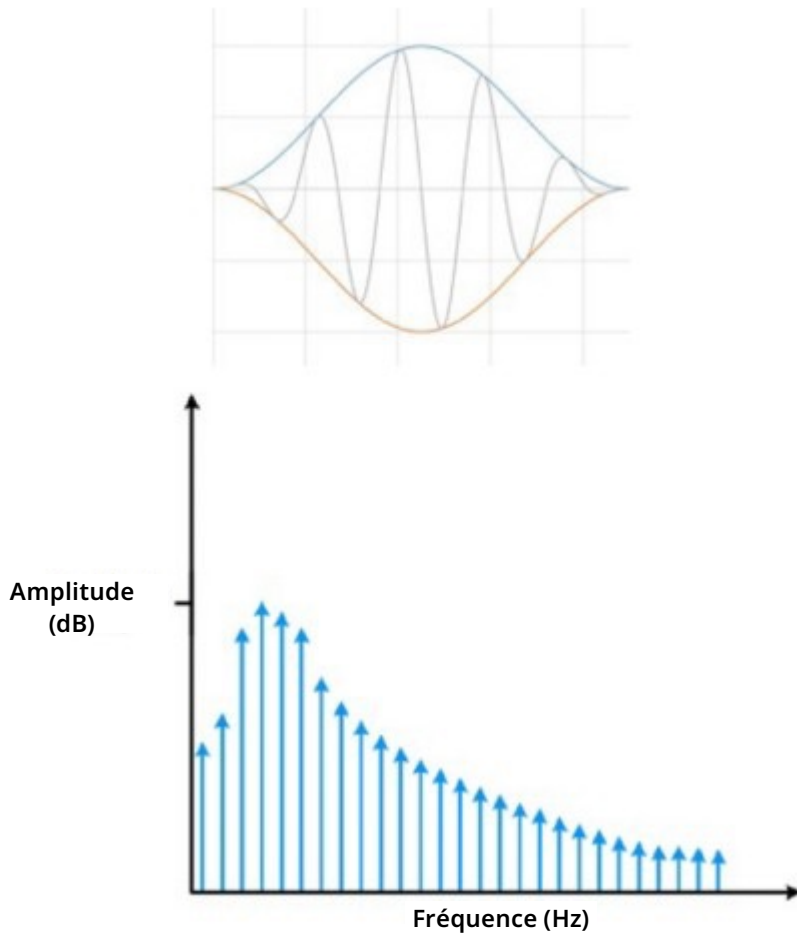


Figure 30. L'application d'une fenêtre minimise l'effet de la fuite spectrale.

Fonctions de fenêtrage

Il existe plusieurs fonctions de fenêtre que vous pouvez appliquer en fonction du signal. Pour comprendre comment une fenêtre donnée affecte le spectre de fréquence, il faut s'intéresser aux caractéristiques de fréquence des fenêtres.

Le tracé réel d'une fenêtre montre que la caractéristique de fréquence d'une fenêtre est un spectre continu avec un lobe principal et plusieurs lobes latéraux. Le lobe principal est centré à chaque composante de fréquence du signal temporel, tandis que les lobes latéraux approchent de zéro. La hauteur des lobes latéraux indique l'effet de la fonction de fenêtrage sur les fréquences situées autour des lobes principaux. La réponse des lobes latéraux d'un signal sinusoïdal puissant peut surpasser la réponse du lobe principal d'un autre signal sinusoïdal faible situé à proximité. Typiquement, les lobes latéraux inférieurs réduisent les fuites dans la FFT mesurée, mais ils augmentent la bande passante du lobe principal. Le taux de roll off des lobes latéraux est le taux de décroissance asymptotique des pics des lobes latéraux. En augmentant le taux de roll off des lobes latéraux, on peut réduire les fuites spectrales.

La sélection d'une fonction de fenêtrage n'est pas une tâche simple. Chaque fonction de fenêtre a ses propres caractéristiques adaptées à des applications spécifiques. Pour choisir une fonction de fenêtrage, il convient d'estimer le contenu fréquentiel du signal :

- Si le signal contient de fortes composantes de fréquence interférentes qui s'éloignent de la fréquence d'intérêt, il est préférable de choisir une fenêtre de lissage avec un taux de roll off élevé du lobe latéral.
- Si le signal contient de forts signaux d'interférence près de la fréquence d'intérêt, il vaut mieux choisir une fonction de fenêtre avec un niveau de lobe latéral maximum bas.
- Si la fréquence d'intérêt contient deux signaux ou plus très proches l'un de l'autre, la résolution spectrale est importante. Dans ce cas, il est préférable de choisir une fenêtre de lissage avec un lobe principal très étroit.
- Si l'exactitude de l'amplitude d'une composante de fréquence unique est plus importante que l'emplacement exact de la composante dans un intervalle de fréquence donné, on choisira une fenêtre avec un lobe principal large.
- Si le spectre du signal est plutôt plat ou large bande, une fenêtre uniforme conviendra. Dans ce cas, on peut aussi ne pas utiliser de fenêtre.
- En général, la fenêtre de Hanning (Hann) convient dans 95 % des cas. Elle offre une bonne résolution de fréquence et minimise la fuite spectrale. Si vous ne connaissez pas la nature du signal, mais que vous voulez appliquer une fenêtre de lissage, commencez par utiliser une fenêtre de Hann.

Même si vous n'utilisez pas de fenêtre, le signal est convolué avec une fenêtre de forme rectangulaire et de hauteur uniforme. En effet, il est nécessaire de prendre un instantané du signal en entrée et de travailler avec un signal discret. Cette convolution a un spectre caractéristique de fonction sinusoïdale. C'est pourquoi le fait de n'appliquer aucune fenêtre est souvent appelé « fenêtre uniforme ou rectangulaire », car il existe toujours un effet de fenêtrage.

Les fonctions de fenêtrage de Hamming et de Hann ont toutes deux une forme sinusoidale. Les deux fenêtrages produisent un pic large mais des lobes latéraux bas. Toutefois, la fenêtrage de Hann atteint zéro aux deux extrémités, éliminant ainsi toute discontinuité. La fenêtrage de Hamming n'atteint pas tout à fait zéro et présente donc encore une légère discontinuité dans le signal. En raison de cette différence, la fenêtrage de Hamming est idéale pour annuler le lobe latéral le plus proche, mais pas pour annuler les autres lobes. Ces fonctions de fenêtrage sont utiles pour mesurer le bruit avec une meilleure résolution de fréquence, pourvu que des lobes latéraux modérés ne posent pas de problème.

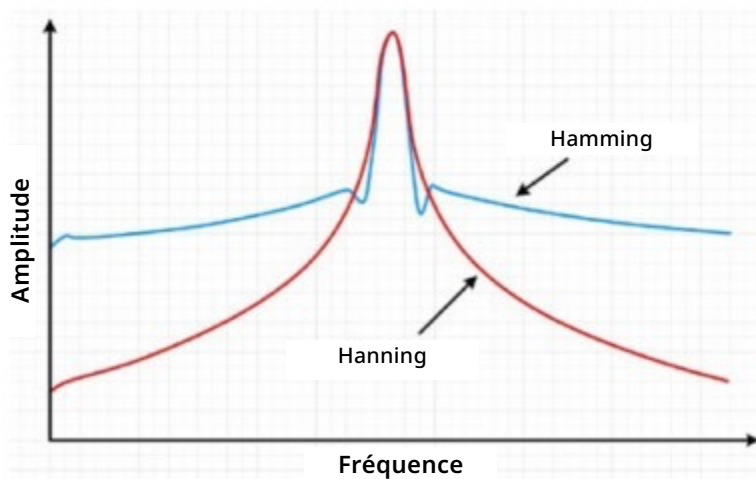
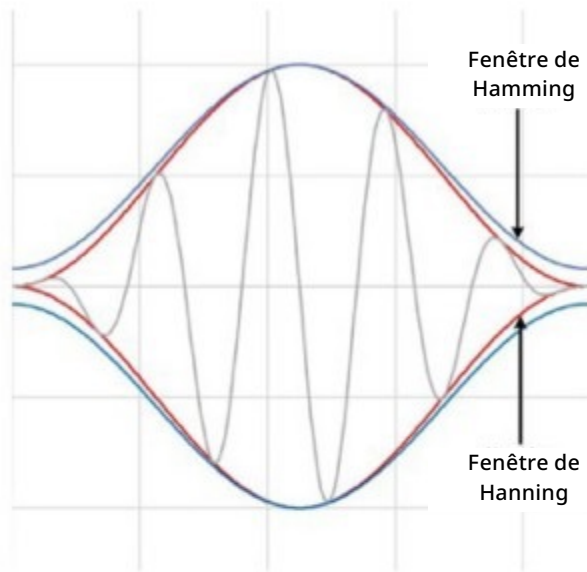


Figure 31. Les fenêtrages de Hamming et de Hann produisent un pic large ainsi que des lobes latéraux bas marqués.

La fenêtre de Blackman-Harris est semblable aux fenêtres de Hamming et de Hann. Le spectre résultant présente un pic large, mais une bonne compression des lobes latéraux. Il existe deux types principaux pour cette fenêtre : la fenêtre de Blackman-Harris à 4 termes est une bonne fenêtre d'usage général. Elle rejette les lobes latéraux dans les 90 dB et présente un lobe principal modérément large. La fonction de fenêtre de Blackman-Harris à 7 termes, quant à elle, offre toute la gamme dynamique dont vous avez besoin, mais son lobe principal est large.

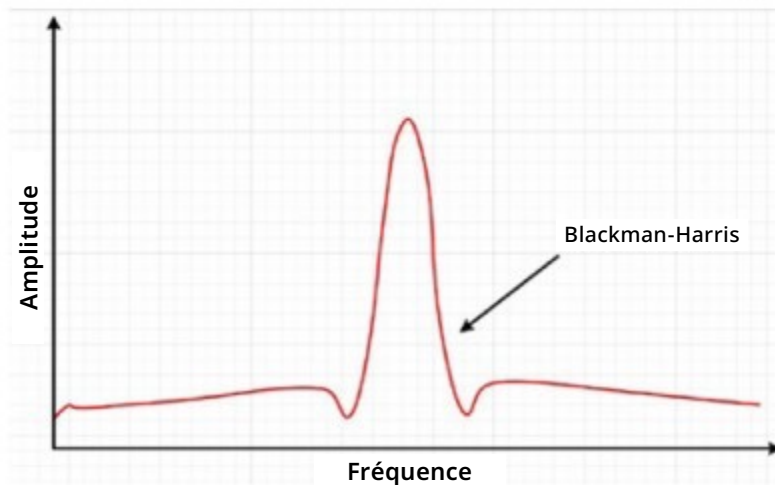
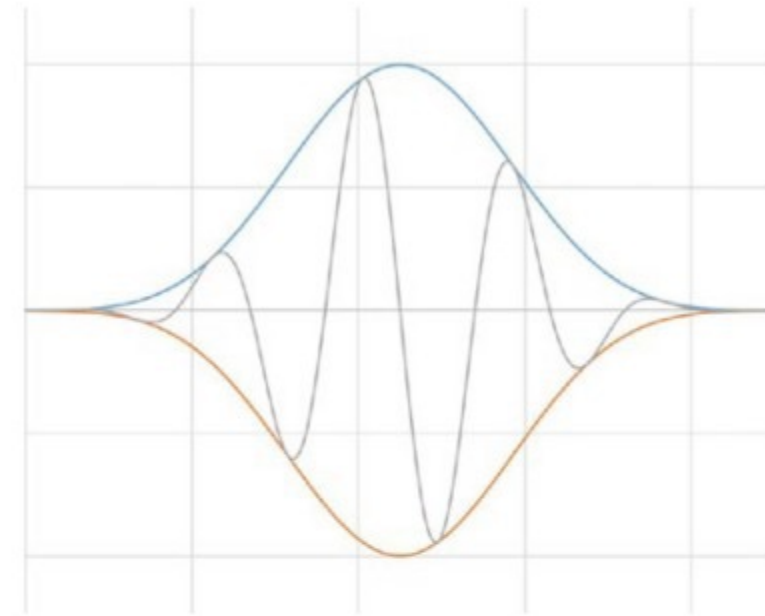


Figure 32. La fenêtre de Blackman-Harris produit un pic large, mais elle compresse bien les lobes latéraux.

La fenêtre de Kaiser-Bessel réussit à trouver un équilibre entre les différents objectifs contradictoires d'exactitude d'amplitude, de distance des lobes latéraux et de hauteur des lobes latéraux. Elle est comparable aux fonctions de fenêtre de Blackman-Harris, mais pour une même largeur du lobe principal, ses lobes latéraux proches ont tendance à être plus hauts, tandis que ses lobes latéraux plus éloignés sont plus bas. Avec cette fenêtre, on obtient souvent des signaux proches du bruit de fond.

La fenêtre à profil plat est également sinusoidale, mais elle franchit la ligne du zéro. Cela génère un pic beaucoup plus large dans le domaine fréquentiel, qui est plus proche de l'amplitude réelle du signal qu'avec d'autres fenêtres.

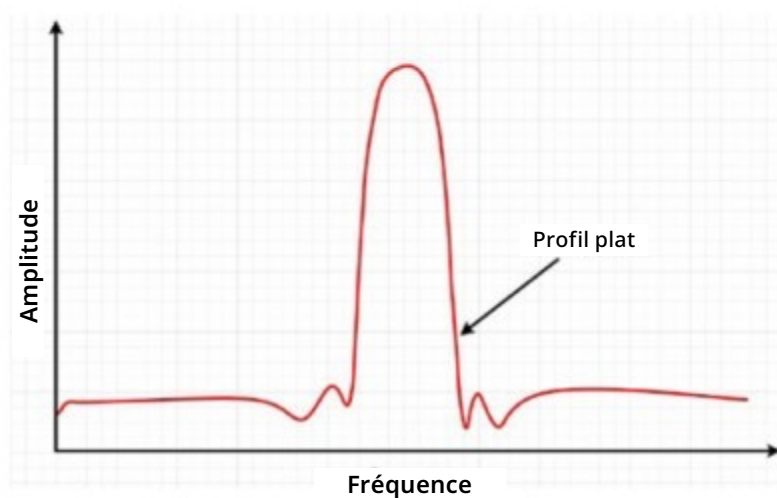
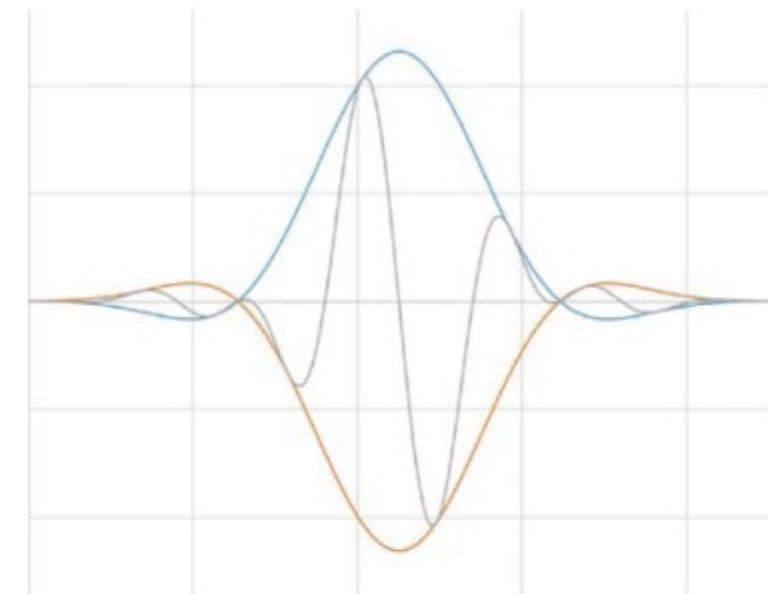


Figure 33. La fenêtre à profil plat donne des informations plus exactes sur l'amplitude.

Ce ne sont là que quelques-unes des fonctions de fenêtre possibles. Il n'existe pas d'approche universelle pour sélectionner une fonction de fenêtrage. Cependant, le tableau ci-dessous peut vous aider dans votre choix initial. Comparez toujours les performances des différentes fonctions de fenêtrage pour trouver celle qui convient le mieux à votre application.

Contenu du signal	Fenêtre
Signal sinusoïdal ou combinaison de signaux sinusoïdaux	Hann
Signal sinusoïdal (l'exactitude de l'amplitude est importante)	Profil plat
Signal aléatoire à bande étroite (données de vibration)	Hann
Signal aléatoire à large bande (bruit blanc)	Uniforme
Ondes sinusoïdales rapprochées	Uniforme, Hamming
Signaux d'excitation (marteau d'impact)	Force
Signaux de réponse	Exponentielle
Contenu inconnu	Hann
Signal sinusoïdal ou combinaison de signaux sinusoïdaux	Hann
Signal sinusoïdal (l'exactitude de l'amplitude est importante)	Profil plat
Signal aléatoire à bande étroite (données de vibration)	Hann
Signal aléatoire à large bande (bruit blanc)	Uniforme
Deux tons avec des fréquences proches mais des amplitudes très différentes	Kaiser-Bessel
Deux tons avec des fréquences proches et des amplitudes presque égales	Uniforme
Mesures exactes d'amplitude de ton unique	Profil plat

Pour résumer :

- Tous les signaux dans le domaine temporel peuvent être représentés par une série de sinus.
- Une transformée FFT déconstruit une représentation du domaine temporel d'un signal en représentation du domaine fréquentiel. Cela permet ainsi d'analyser les différentes fréquences d'un signal.
- Le domaine fréquentiel est idéal pour déterminer si un signal propre dans le domaine temporel contient réellement des interférences, du bruit ou du jitter.
- La fuite spectrale est causée par des discontinuités dans le signal d'origine lorsque le nombre de périodes n'est pas un entier. En utilisant un fenêtrage, il est possible de corriger ce phénomène.
- Le fenêtrage réduit l'amplitude des discontinuités aux extrémités de chaque séquence finie acquise par le numériseur.
- Le fait de n'appliquer aucune fenêtre est souvent appelé « fenêtre uniforme ou rectangulaire », car il existe toujours un effet de fenêtrage.
- En général, la fenêtre de Hanning convient dans 95 % des cas. Elle offre une bonne résolution de fréquence et minimise la fuite spectrale.
- Il faut toujours comparer les performances des différentes fonctions de fenêtrage pour trouver celle qui convient le mieux à l'application.

Composants Dithering, Layout et de haute qualité : outils de réduction du bruit de fond

Les scientifiques et les ingénieurs effectuant des mesures analogiques utilisent souvent le terme « bruit de fond », qui est fréquemment mal compris et, par conséquent, mal utilisé. Réduisez le bruit qui se produit lors de vos mesures grâce à une compréhension approfondie du bruit de fond, de ses composantes et ce que vous pouvez faire pour le réduire dans votre système de mesure :

- Présentation du bruit de fond
- Composantes du bruit de fond
- Limitation du bruit de fond
- Réduction avancée du bruit de fond

Présentation du bruit de fond

Le bruit de fond d'un périphérique de mesure est le niveau de bruit mesuré avec ses entrées mises à la masse.

Il est généralement exprimé comme une fonction de densité de bruit avec des unités de $V/\sqrt{Hz}$, ou comme un nombre unique représentant le bruit total, exprimé en V_{eff} . Pour convertir une fonction de densité de bruit en V_{eff} , vous devez intégrer la fonction de densité de bruit sur la bande passante qui vous intéresse. Dans le cas d'un bruit large bande (plat), cette intégration se décompose en multiplication simple, où

$$V_{RMS} = \sqrt{Bandwidth \times noise\ density}$$

En général, vous pouvez dériver le bruit RMS d'un périphérique à partir de la fonction de densité de bruit, mais pas obtenir la forme d'un graphe à partir d'un seul nombre. La figure ci-dessous illustre la courbe typique de densité de bruit d'un périphérique de mesure à basse fréquence. Cette courbe comprend les deux sections de la figure. On appelle bruit $1/f$ la partie en forte pente à gauche de la pointe, appelée coin $1/f$. À droite du coin $1/f$, le niveau de bruit s'aplatit et est connu sous le nom de bruit à large bande.

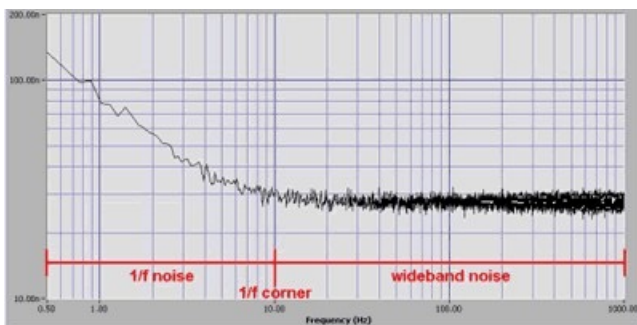


Figure 34. Courbe de densité spectrale du bruit

Composantes du bruit de fond

Le bruit à large bande apparaît généralement plat dans le domaine fréquentiel, ce qui signifie qu'une énergie égale se produit dans chaque Hz de bande passante. Ce type de bruit peut résulter de presque tous les composants du périphérique de mesure, qu'ils se trouvent dans le chemin du signal ou que vous les utilisiez comme référence. Ces composants comprennent les amplificateurs opérationnels, les résistances, les références de tension et les convertisseurs analogiques-numériques (C A/N). L'utilisation de techniques de post-traitement telles que le moyennage permet de minimiser les effets du bruit à large bande sur l'exactitude de vos mesures. Nous aborderons ces techniques plus tard.

Le bruit $1/f$ est, quant à lui, plus complexe. On parle de bruit $1/f$ car sa densité de tension est proportionnelle à la racine carrée de fréquence. Vous pouvez également entendre du bruit $1/f$ appelé « bruit de scintillation » parce qu'il fait basculer

ou « scintiller » le bit de poids faible d'un DMM. Les gradients thermiques entre les composants de la carte et la contamination pendant les processus de fabrication de CI sont les principales causes de ce bruit. Ces causes rendent le bruit $1/f$ difficile à prévoir et à contrôler, et les fabricants de CI ne spécifient généralement pas correctement l'impact du bruit $1/f$. Les utilisateurs finaux de périphériques DAQ peuvent trouver cela particulièrement gênant, car il est impossible de lever cette incertitude avec des opérations de post-traitement. Par exemple, plus la moyenne est longue, plus il y a de possibilités de dérive. Par conséquent, selon la pente $1/f$, vous pourriez ne jamais converger vers la valeur « vraie », quelle que soit la moyenne. En fait, pour autant que cela ait été prouvé, le spectre $1/f$ continue sa pente montante vers la gauche, limitée uniquement par l'ouverture de votre mesure. Les fabricants de circuits intégrés ont observé une forte corrélation entre les niveaux de bruit $1/f$ et la dérive à long terme des références de tension qu'ils fabriquent.

Limitation du bruit de fond

NI a minimisé le bruit à large bande sur les périphériques DAQ en les concevant avec des amplificateurs de haute qualité avec un taux de réjection de mode commun (CMRR) élevé. Cela signifie que les périphériques rejettent une partie importante du bruit ressenti sur les deux bornes de l'amplificateur, rendant vos mesures moins sensibles au bruit de mode commun qui peut diminuer l'exactitude.

NI conçoit des périphériques **DAQ multifonctions** avec des plans de masse séparés qui se connectent à une seule référence à la masse. Les puces de convertisseur numérique-analogique et analogique-numérique sont généralement conçues avec des signaux analogiques d'un côté de la puce et des signaux numériques de l'autre. En plaçant les puces de sorte qu'elles chevauchent la barrière entre les plans de masse analogique et numérique, le bruit généré sur le côté numérique de la carte d'acquisition de données n'affecte pas le côté analogique de la puce ou les traces résidant autour du plan de masse analogique.

Les gradients thermiques dans le périphérique de mesure peuvent souvent induire du bruit $1/f$. Pour éviter cela, les périphériques de mesure NI intègrent plusieurs fonctionnalités permettant une dérive minimale de la température. NI utilise des circuits adaptés de suivi de température et des réseaux de résistances personnalisés pour limiter la dérive de température à 6 ppm/°C sur tout le matériel DAQ. En outre, NI utilise des composants de haute qualité avec des caractéristiques de dérive et $1/f$ bien définies. Enfin, le circuit d'auto-étalonnage NI, accessible via un seul appel de fonction, fait référence à une source de tension hautement stable qui dérive à un taux de seulement 0,6 ppm/°C.

Réduction avancée du bruit de fond

Bien que certains types de bruit résultent d'imperfections dans les circuits intégrés ou de facteurs environnementaux tels que la température, la résolution de l'appareil peut également créer du bruit. Ceci est appelé « erreur de quantification ».

Grâce au **logiciel de drivers** NI, vous pouvez tirer parti du dithering. Cela ajoute environ 0,5 LSB_{eff} de bruit blanc gaussien au signal en entrée. Ce bruit est ajouté au signal avant l'entrée au C/A/N. Par conséquent, un signal qui pourrait se trouver quelque part dans la plus petite différence de tension que la carte peut détecter (appelée largeur de code et définie par la formule $\frac{\text{Range}}{\# \text{ of codes}}$) rebondit maintenant aléatoirement au-dessus et au-dessous des limites de ce code. Lorsqu'ils sont échantillonnés, les points apparaissent maintenant sur les limites supérieure et inférieure, et le nombre de points sur la largeur supérieure ou inférieure du code est pondéré en fonction de l'emplacement du signal réel. Vous pouvez alors utiliser le moyennage pour zoomer au-delà de la résolution spécifiée de la carte, fournissant des mesures plus exactes qui sont moins influencées par le bruit à large bande. Par exemple, une carte 12 bits peut fonctionner avec une résolution de 14 bits avec le dithering activé. Vous pouvez aussi désactiver le dithering pour les applications haute vitesse qui n'utilisent pas de moyennage.

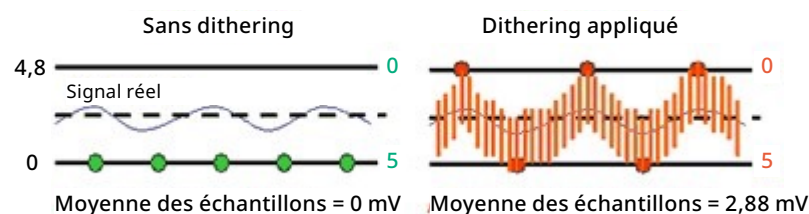


Figure 35. Vous pouvez atténuer l'erreur de quantification sur les périphériques 12 bits en utilisant le dithering.

Ces techniques réduisent non seulement le bruit causé par des composants du périphérique de mesure qui ne seraient pas idéals, mais elles aident également à réduire le bruit provenant d'autres composants du système de mesure. En outre, le bruit $1/f$ au niveau du système peut résulter du capteur. Choisissez donc un capteur de haute qualité pour aider à garantir un bruit de fond plus faible pour votre système global. L'environnement, les fils longs, les champs électromagnétiques à proximité et d'autres sources peuvent également induire du bruit sur le système. Pour réduire le bruit provenant de sources externes, mettez votre système correctement à la masse et utilisez des câbles blindés.

Pour résumer :

- Le bruit de fond correspond au niveau de référence du bruit dans un système de mesure, généralement exprimé en V_{eff} ou en fonction de la densité du bruit ; la compréhension de ses composants est essentielle pour améliorer l'exactitude de la mesure.
- Le bruit à large bande est plat sur toutes les fréquences et provient de composants tels que les amplificateurs opérationnels, les résistances et les C A/N ; il peut être réduit en utilisant des techniques telles que le moyennage.
- Le bruit $1/f$ (bruit de scintillation) augmente à des fréquences plus basses et est plus difficile à contrôler, car il est souvent causé par des gradients thermiques et des imperfections de fabrication de circuits intégrés.
- NI minimise le bruit grâce à une structure réfléchie, y compris des plans de masse analogiques et numériques séparés, des amplificateurs à CMRR élevé et des circuits de suivi de température.
- Le dithering ajoute du bruit gaussien contrôlé avant la conversion C A/N pour réduire les erreurs de quantification, augmentant ainsi la résolution (par exemple, les cartes 12 bits peuvent se comporter comme des cartes 14 bits).
- L'auto-étalonnage et la qualité des composants (par exemple, les références de tension à faible dérive) réduisent davantage les sources de bruit interne dans les périphériques DAQ de NI.
- Le bruit externe des capteurs, du câblage et de l'environnement peut être atténué avec une mise à la masse, un blindage et une sélection de capteur appropriés.

Mise à la masse pour l'amélioration des mesures

La mise à la masse peut déterminer la façon dont un système de mesure doit être connecté pour augmenter l'exactitude des mesures.

- Mise à la masse et mesures
- Sources de signaux
- Systèmes de mesure
- Source de signal : configurations du système de mesure

Mise à la masse et mesures

Les systèmes de mesure utilisent différentes configurations de mise à la masse car les sources de signaux peuvent elles aussi avoir différentes configurations de mise à la masse. Cette capacité est essentielle pour assurer une mesure exacte. Cependant, disposer de cette flexibilité pose problème au moment de choisir la configuration de mise à la masse du système de mesure.

La Figure 36 montre un diagramme des composants utilisés pour effectuer une mesure. À droite, un système de mesure est composé d'un instrument et d'un conditionnement de signal (notez que vous pouvez intégrer le conditionnement de signal dans votre instrument ou le garder à l'extérieur de l'instrument). Sur la gauche, la source du signal. Cette dernière peut être un transducteur unique qui produit une tension à partir d'un phénomène physique, ou un matériel sous test. À l'aide de ce diagramme, nous allons aborder le sujet de la mise à la masse de la source du signal, de la mise à la masse du système de mesure, et enfin de la manière de choisir une configuration du système de mesure pour minimiser le bruit et les erreurs de mesure.

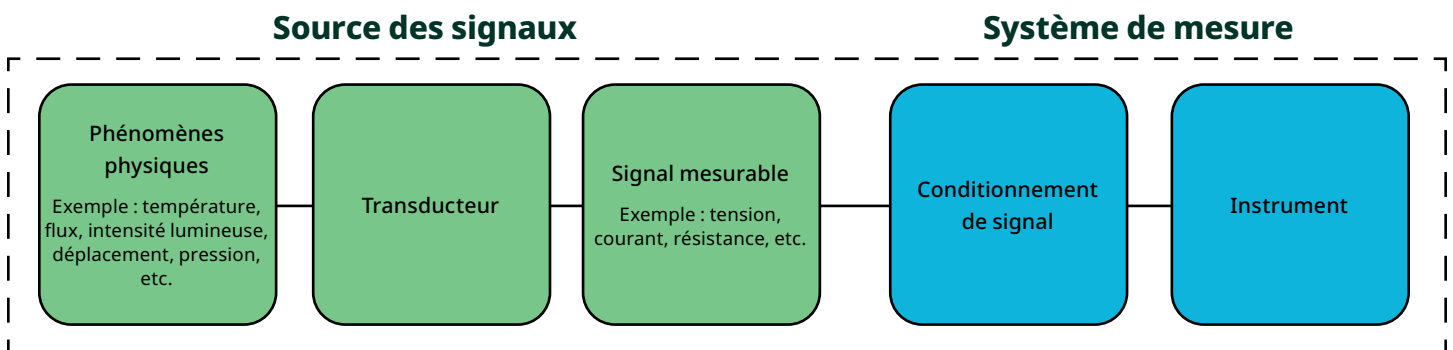


Figure 36. Une source de signal est injectée dans un système de mesure qui comprend un instrument et un conditionnement de signal.

Sources de signaux

Il existe deux sources de signaux principales que nous utiliserons pour cette discussion, toutes deux présentées sous forme schématique dans la Figure 37.

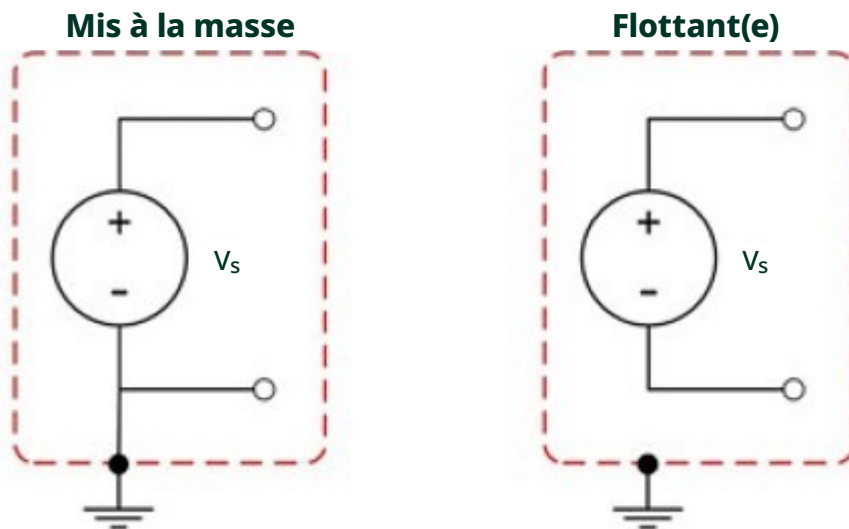


Figure 37. Il est important de savoir si le signal est mis à la masse ou s'il est flottant.

Source de signal mise à la masse ou référencée à la masse

On peut dire qu'une source de signal est mise à la masse lorsqu'un signal de tension est référencé à la masse d'un système, comme la terre ou la masse d'un bâtiment. Ceci est représenté à la Figure 37 ci-dessus par le schéma de gauche. En effet, le signal de tension suit un chemin électrique direct vers la masse du système. Les exemples les plus courants de sources mises à la masse sont les périphériques qui se connectent à la terre d'un bâtiment via des prises murales à trois broches, comme les générateurs de signaux et les blocs d'alimentation. Il est important de savoir que les masses de deux sources de signaux mises à la masse indépendamment n'ont généralement pas le même potentiel. La différence de potentiel de masse entre deux systèmes connectés à la même terre d'un bâtiment peut être de 10 mV, 200 mV ou plus.

Sources de signaux flottantes ou non mises à la masse

Une source de signal non mise à la masse ou flottante est une source dans laquelle le signal de tension n'est pas référencé à la masse d'un système, comme la terre ou la masse d'un bâtiment. Ceci est représenté à la Figure 37 par le schéma de droite. On notera que ni la borne positive ni la borne négative n'ont de lien électrique direct avec la masse. Des exemples courants de sources de signaux flottantes sont les batteries, les transformateurs et les thermocouples.

Systèmes de mesure

Il est possible de configurer les instruments dans l'un des trois modes suivants : différentiel (DIFF), asymétrique référencé (RSE) ou asymétrique non référencé (NRSE).

Systèmes de mesure différentielle

Un instrument différentiel nécessite deux entrées, aucune entrée de l'amplificateur d'instrumentation n'étant référencée à la masse du système. Ceci est illustré à la Figure 38, où CH0+ et CH0- sont respectivement reliés aux bornes positives et négatives de l'amplificateur d'instrumentation, mais ne sont pas connectés à la masse du système (AI GND, ou entrée analogique GND).

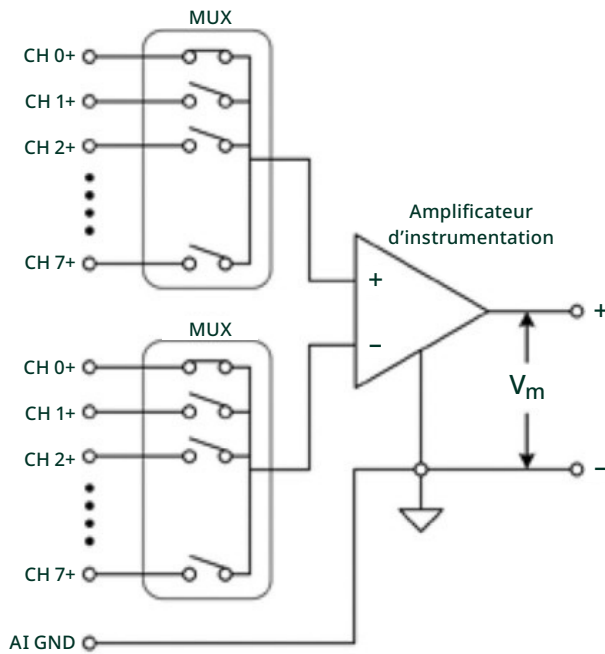


Figure 38. Un système d'acquisition différentiel idéal ne répond qu'à la différence de tension entre ses deux bornes.

Un système d'acquisition différentiel idéal ne répond qu'à la différence de tension entre ses deux bornes : l'entrée positive (+) et l'entrée négative (-). La tension différentielle aux bornes de ces deux fils est le signal désiré. Toutefois, il peut exister un signal indésirable commun aux deux côtés de la paire de fils différentiels. Cette tension est connue sous le nom de tension de mode commun. Un système de mesure différentiel idéal ne mesure pas la tension de mode commun, au contraire, il la rejette complètement afin d'obtenir des mesures plus exactes. Cependant, les périphériques pratiques ont des limites décrites par des spécifications telles que la plage de tension de mode commun et le rapport de réjection de mode commun (CMRR).

La plage de tension de mode commun correspond à la variation de tension maximale permise sur chaque entrée par rapport à la masse de l'instrument. Le non-respect de cette contrainte entraîne non seulement une erreur de mesure, mais aussi d'éventuels dommages aux composants de l'instrument. Voici la formule pour calculer la tension de mode commun :

$$V_{CM} = \frac{V_{IN+} + V_{IN-}}{2}$$

où

V_{CM} = Common-mode voltage

V_{IN+} = Voltage at noninverting input terminal with respect to measurement ground

V_{IN-} = Voltage at inverting input terminal with respect to measurement ground

Un exemple de violation de la spécification de la plage de tension de mode commun serait de tenter une mesure différentielle avec un fil à 110 V et un autre à 100 V. Bien que la mesure différentielle soit de 10 V, ce qui peut correspondre aux spécifications du périphérique, la tension de mode commun serait de 105 V. Une telle tension pourrait ne pas correspondre aux spécifications de l'instrument.

Le CMRR décrit la capacité d'un système de mesure à rejeter les tensions de mode commun. Les amplificateurs qui présentent des CMRR plus élevés rejettent mieux les tensions de mode commun et sont, par conséquent, plus adaptés pour effectuer des mesures exactes. Comme le montre la première équation ci-dessous, le CMRR peut être décrit comme le rapport du gain différentiel sur le gain de mode commun. Le CMRR peut également être décrit en dB, comme le montre l'équation 2.

$$CMRR = \frac{|Differential\ Gain|}{|Common\ Mode\ Gain|}$$

$$CMRR_{dB} = 20\log_{10}\left(\frac{Differential\ Gain}{Common\ Mode\ Gain}\right)$$

Par exemple, si l'instrument a un CMRR de 100 000:1 (ou 100 dB) et que la tension de mode commun est de 5 V, on peut distinguer des différences de tension supérieures à 50 µV sur les fils différentiels. La réjection de mode commun est critique. En effet, les sources de bruit provenant de l'environnement sont présentes sur les deux lignes de la mesure différentielle. Cependant, si le bruit est présent sur les deux lignes, il est annulé par la mesure différentielle. C'est pourquoi les configurations différentielles conduisent à des mesures plus exactes par rapport aux mesures asymétriques. En revanche, les mesures différentielles nécessitent deux fois plus de canaux par rapport aux mesures asymétriques.

Systèmes de mesure asymétriques

Les configurations asymétriques sont généralement la configuration par défaut des instruments. Elles diffèrent des configurations différentielles, car un seul canal d'entrée analogique est nécessaire pour la mesure. Tous les canaux de l'instrument utilisent l'entrée négative de l'amplificateur d'instrumentation comme référence commune, comme le montre la Figure 39. Étant donné que les configurations asymétriques n'utilisent qu'une seule entrée, elles peuvent effectuer deux fois plus de mesures qu'un système à configuration différentielle avec le même nombre de canaux physiques. En contrepartie, les mesures asymétriques sont sensibles aux boucles de masse, ce qui peut diminuer l'exactitude des mesures.

Vous trouverez ci-dessous deux types de systèmes de mesure asymétriques :

- **Tout d'abord, les systèmes asymétriques référencés à la masse (GRSE), aussi appelés systèmes asymétriques référencés (RSE).** Le canal de référence de ces systèmes est connecté à la masse de l'instrument. Dans l'exemple de système RSE illustré à la Figure 39, le canal de masse de l'instrument est étiqueté AI GND (entrée analogique GND).

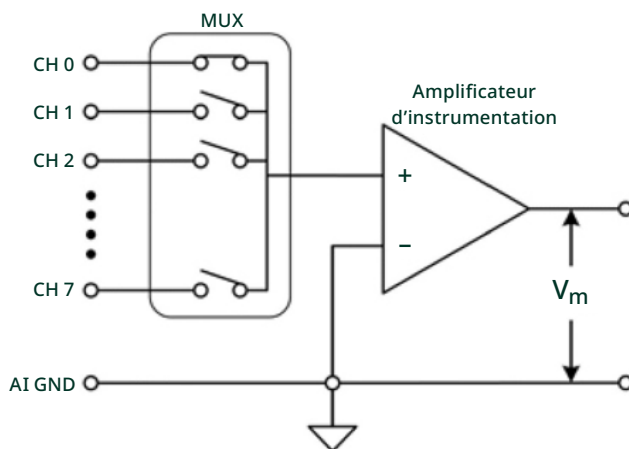


Figure 39. Le canal de référence commun des systèmes GRSE ou RSE est connecté à la masse de l'instrument.

- **Puis, les instruments NRSE.** Ces instruments disposent également d'un canal de référence commun, mais ce dernier est la tension fournie à la borne négative de l'amplificateur d'instrumentation. Dans l'exemple NRSE illustré à la Figure 40, la référence commune est la ligne AI SENSE (entrée analogique SENSE). Par conséquent, la tension mesurée est la différence de potentiel entre le canal X et la tension présente sur le canal AI SENSE.

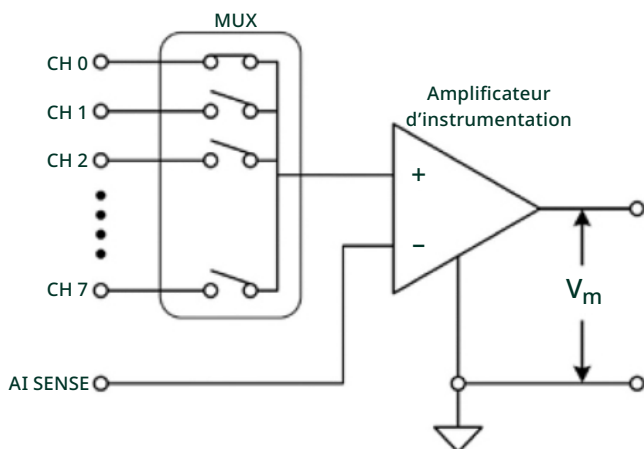


Figure 40. Le canal de référence commun d'un instrument NRSE est la tension fournie à la borne négative de l'amplificateur d'instrumentation.

Source de signal : configurations du système de mesure

Maintenant que nous avons caractérisé à la fois les types de mise à la masse des sources de signaux et les configurations d'instruments, nous allons examiner les combinaisons de sources de signaux et de configurations d'instruments qui peuvent donner les résultats les plus exacts.

Mesure des sources de signaux connectées à la masse

Pour mesurer une source de signal mise à la masse le plus exactement possible, on utilise une configuration d'instrument différentielle ou NRSE. La raison est qu'aucune masse supplémentaire n'est introduite dans l'ensemble du système. Une masse supplémentaire dans le système peut générer des boucles de masse, sources courantes de bruit dans les applications de mesure.

Elles se produisent lorsque deux bornes connectées dans un circuit présentent des potentiels de masse différents, ce qui se traduit par une circulation du courant entre les deux points. La masse de la source du signal peut se trouver à plusieurs volts au-dessus ou en dessous de la masse de l'instrument. Cette tension supplémentaire peut provoquer une erreur dans la mesure elle-même. De plus, le courant circulant peut induire des tensions sur les fils à proximité, provoquant une erreur de mesure supplémentaire. Ces erreurs peuvent apparaître sous forme de signaux scalaires ou périodiques ajoutés au signal mesuré. Par exemple, si une boucle de masse se forme avec une ligne d'alimentation CA de 60 Hz (la fréquence standard pour les lignes d'alimentation aux États-Unis et dans certains autres pays), ce signal CA de 60 Hz indésirable peut apparaître comme une erreur de tension périodique dans la mesure.

Pour calculer la tension mesurée, V_m , utilisez l'équation suivante :

$$V_m = V_s + \Delta V_g$$

où

$$V_m = \text{Measured Voltage}$$

$$V_s = \text{Signal Voltage}$$

$$\Delta V_g = \text{Voltage difference between the signal source ground and the measurement system ground}$$

En utilisant l'équation ci-dessus, il est possible de connaître mathématiquement la tension mesurée lorsqu'une boucle de masse est présente. En reprenant l'exemple de la ligne d'alimentation de 60 Hz, ΔV_g est une valeur qui change avec le temps au lieu d'un offset scalaire. Par conséquent, le signal mesuré semble périodique et n'apparaît pas comme une simple erreur d'offset pour la tension mesurée.

La Figure 41 est le schéma d'un système avec une boucle de masse. Sur cette Figure 41, si l'on mesure la source de tension V_s avec un instrument utilisant une configuration RSE, on peut simplifier le schéma à gauche de l'équation avec le schéma à droite de l'équation, ce qui correspond aux calculs de l'équation ci-dessus.

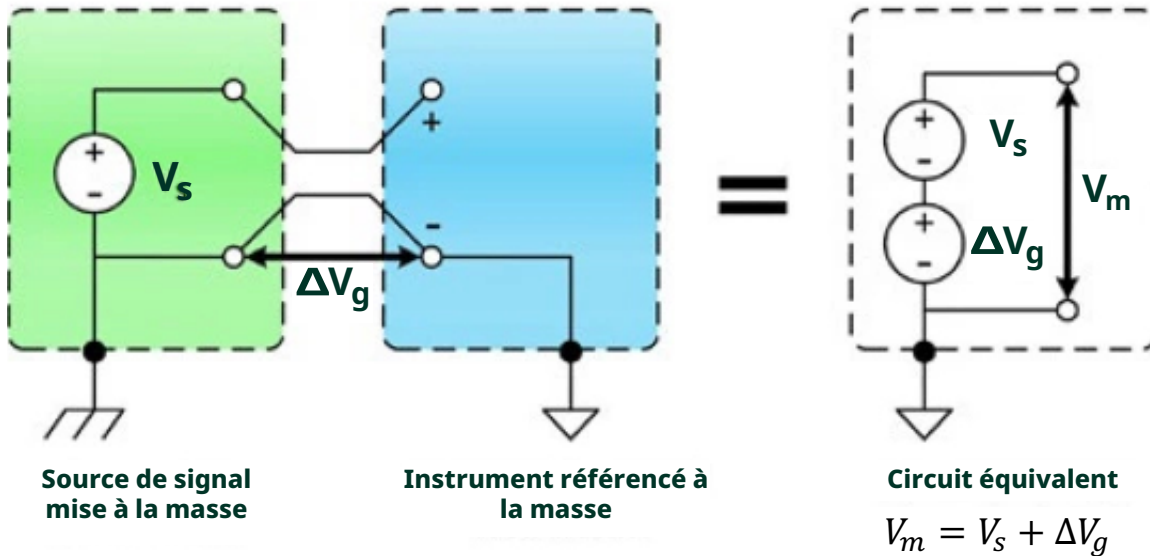


Figure 41. Une source de signal mise à la masse mesurée à l'aide d'un système référencé à la masse introduit une boucle de masse ainsi que des erreurs de mesure.

Pour éviter les boucles de masse, comme le montre la Figure 41, assurez-vous qu'il n'y a bien qu'une seule référence à la masse dans la source du signal ainsi que dans le système de mesure. Pour ce faire, vous pouvez utiliser une configuration d'instrument différentielle ou NRSE, ou du matériel de mesure isolé. Ces procédures sont décrites dans le white paper [Types d'isolation et considérations de mesure](#) de la série Instrument Fundamentals.

Mesure des sources de signaux flottantes

Vous pouvez mesurer des sources de signaux flottantes avec n'importe laquelle des configurations de mesure décrites : différentielle, GRSE/RSE ou NRSE. Veuillez noter que lorsque vous utilisez des configurations de mesure différentielles ou NRSE avec une source flottante, vous devez inclure les résistances de polarisation de chaque fil, positive (+) et négative (-), à la masse de l'instrument (voir Figure 42).

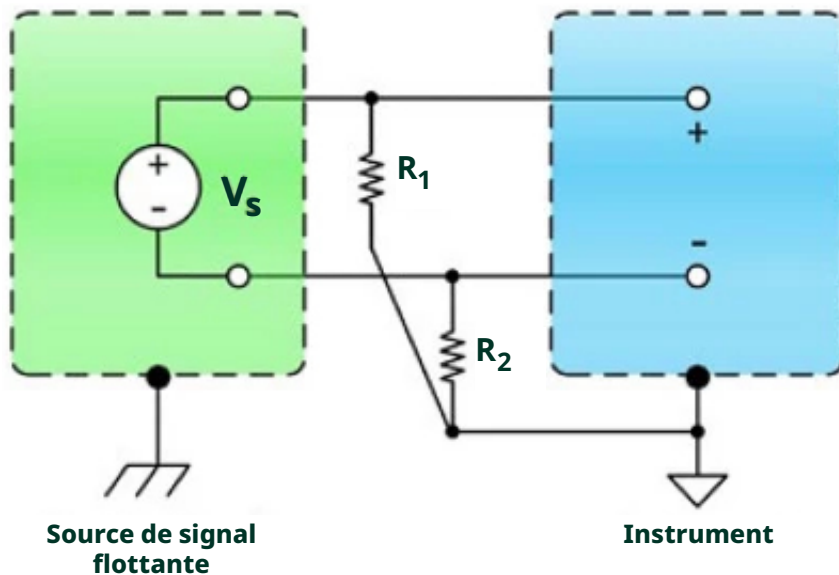


Figure 42. Lors de la mesure d'une source de signal flottante avec une configuration d'instrument différentielle ou NRSE, utilisez des résistances de polarisation.

Les résistances de polarisation fournissent un chemin CC entre les entrées et la masse de l'amplificateur de l'instrument. Ces dernières doivent présenter une résistance suffisamment élevée pour ne pas charger la source du signal et permettre à celle-ci de flotter par rapport à la référence de l'instrument. Toutefois, les résistances de polarisation doivent être suffisamment petites pour maintenir la tension dans la plage spécifiée de l'instrument. C'est pourquoi les résistances de polarisation ont généralement une résistance située entre 10 k Ω et 100 k Ω . Pour vous assurer que vous utilisez une valeur de résistance de polarisation qui se situe dans la plage appropriée, consultez toujours le guide des spécifications de votre périphérique.

Si les résistances de polarisation ne sont pas utilisées dans une configuration différentielle ou NRSE lors de la mesure de sources de signaux flottantes, les signaux mesurés peuvent être instables ou à pleine échelle positive ou négative de l'instrument.

Lorsque l'on utilise une configuration GRSE/RSE pour mesurer une source de signal flottante, les résistances de polarisation ne sont pas nécessaires. Pour obtenir les meilleurs résultats de mesure lors de l'utilisation de configurations d'instruments asymétriques, vérifiez les aspects suivants :

- Les signaux en entrée sont égaux ou supérieurs à 1 V.
- Le câblage du signal est relativement court et traverse un environnement sans bruit (ou est correctement blindé).
- Tous les signaux d'entrée peuvent partager un signal de référence commun, stable et connu, généralement un point du système où la tension est égale à 0 V.

Pour connaître les combinaisons recommandées de sources de signaux et de configurations d'instruments, reportez-vous à la Figure 43.

Signal Source Type

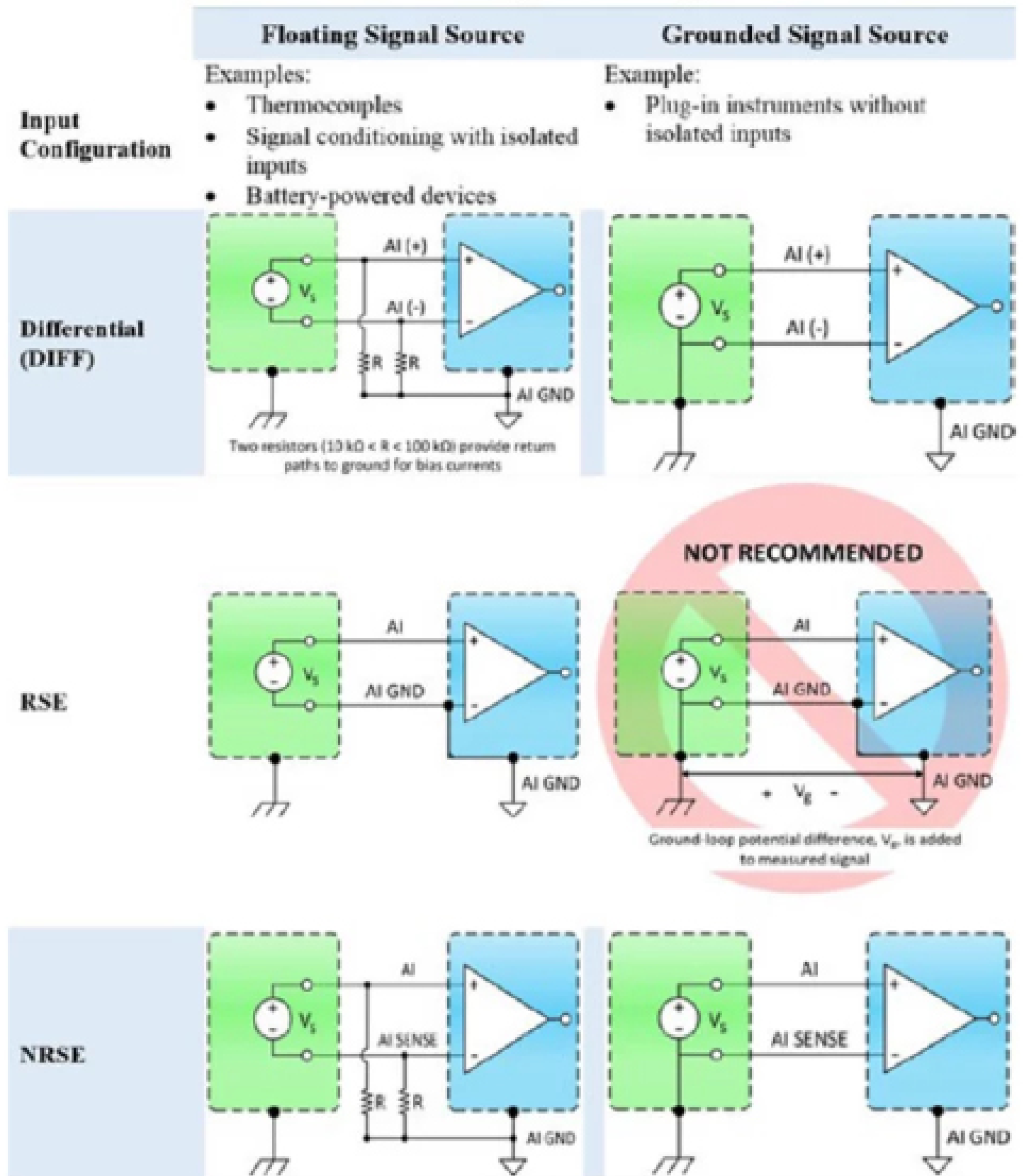


Figure 43. Configuration d'un instrument vs. Type de source du signal

Pour résumer :

- Les systèmes de mesure incluent un instrument et un conditionnement de signal. Selon l'instrument, le conditionnement du signal peut faire partie de l'instrument ou être externe.
- Il existe deux catégories principales de sources de signaux :
 - **Source de signal mise à la masse** : le signal a un chemin électrique direct vers la masse.
 - **Source de signal flottante** : le signal n'a pas de chemin électrique direct vers la masse.
- Les instruments peuvent avoir trois configurations de mesure principales.
 - **Différentielle** : cette mesure utilise deux canaux d'entrée ; c'est la configuration la plus exacte, car elle supprime les tensions de mode commun.
 - **Asymétrique référencée à la masse (GRSE) ou asymétrique référencée (RSE)** : cette mesure n'utilise qu'un seul canal ainsi que la masse de l'instrument. En contrepartie, ce type de mesure asymétrique est sensible au bruit.
 - **Asymétrique non référencée (NRSE)** : ce type de mesure n'utilise qu'un seul canal ainsi qu'un point de référence commun, qui n'est pas la masse. En contrepartie, ce système est plus sensible au bruit que les mesures différentielles.
- Pour mesurer une source de signal mise à la masse, on recommande les configurations d'instruments différentiels ou NRSE.
- Pour mesurer une source de signal flottante, on recommande les configurations d'instruments différentielles, GRSE/RSE ou NRSE.
- **Les résistances de polarisation** doivent être utilisées dans des configurations d'instruments différentiels ou NRSE pour mesurer une source de signal flottante.

Mesures et isolation haute tension

Dans cette section, nous aborderons les topologies utilisées dans les instruments et les avantages positifs que l'isolation peut apporter, notamment les boucles de masse, la tension de mode commun, les topologies d'isolation, l'isolation analogique, l'isolation numérique et les types d'isolation :

- Qu'est-ce que l'isolation ?
- Topologies d'isolation
- Isolation analogique ou numérique
- Types d'isolation

Qu'est-ce que l'isolation ?

L'isolation est une méthode de séparation physique et électrique de deux parties distinctes d'un instrument. Lorsque le terme « isolation » est utilisé pour des instruments, il fait très probablement référence à l'isolation électrique. Cela signifie que le courant ne circule pas entre les deux parties du système qui sont isolées l'une de l'autre. L'isolation électrique présente plusieurs avantages, mais l'un des plus importants en ce qui concerne l'exactitude des mesures, c'est que l'isolation brise les boucles de masse.

L'isolation utilise également des barrières physiques et électriques pour fournir des avantages en matière de sécurité, en maintenant les hautes tensions ou tensions transitoires élevées à l'écart de l'utilisateur ou des composants de circuit critiques, ce que nous aborderons ultérieurement.

Tout d'abord, voici un aperçu des boucles de masse, qui sont traitées plus en détail dans le livre blanc [Considérations relatives à la mise à la masse pour l'amélioration des mesures](#) de la série Principes fondamentaux des instruments.

Boucles de masse

Les boucles de masse constituent la source de bruit la plus courante dans les applications d'acquisition. Elles se produisent lorsque deux terminaux connectés dans un circuit présentent des potentiels de masse différents, provoquant ainsi la circulation du courant entre les deux points. Cette différence de potentiel entraîne une erreur dans la tension mesurée, V_m , qui peut être calculée à l'aide du calcul suivant :

$$V_m = V_s + \Delta V_g$$

où

V_m = Tension mesurée

V_s = Tension du signal

ΔV_g = Différence de tension entre la masse de la source du signal et la masse de l'instrument

Le livre blanc [Considérations relatives à la mise à la masse pour l'amélioration des mesures](#) explique comment éliminer les boucles de masse en s'assurant qu'une seule référence à la masse existe dans la source du signal et la configuration du système de mesure. Toutefois, l'utilisation de matériel isolé élimine également les boucles de masse, car cela supprime le chemin du courant entre la masse de la source du signal et la masse du système de mesure.

Topologies d'isolation

En général, il existe trois types de topologies d'isolation différents, allant respectivement d'un niveau de protection bas à un niveau de protection élevé :

- Isolation voie-terre
- Isolation par banque (voie-bus)
- Isolation voie-voie

Isolation voie-terre

Il s'agit du niveau d'isolation de protection le plus bas pour un instrument. La Figure 44 présente un schéma de l'isolation voie-terre. Les tensions présentes aux entrées analogiques 1, 2 et Masse ne sont pas isolées l'une de l'autre. Cependant, elles sont isolées de la masse de l'instrument. Cette topologie d'isolation brise les boucles de masse entre l'entrée analogique 1 et la terre, mais il est possible qu'un courant présent sur l'entrée analogique 1 entraîne une tension sur l'entrée analogique 2, car elles ne sont pas isolées l'une de l'autre.

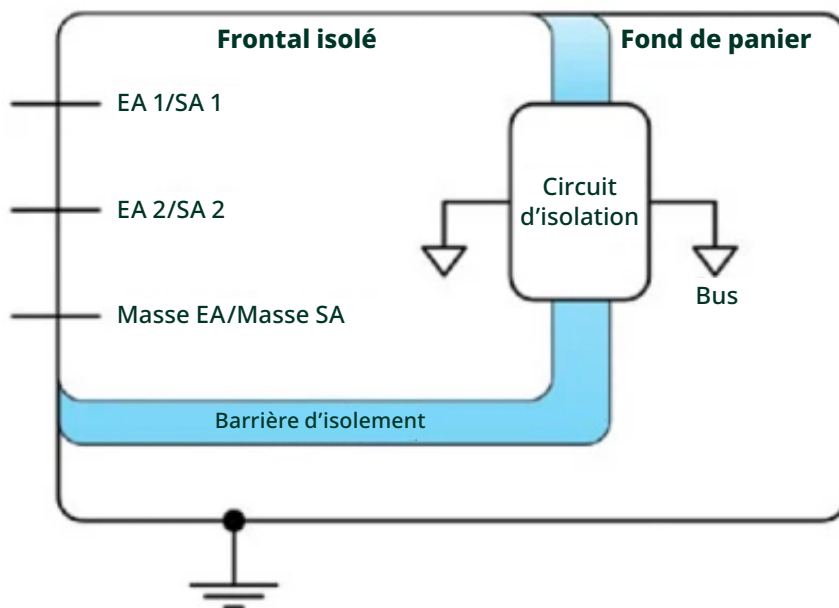


Figure 44. L'isolation voie-terre n'isole pas les voies les unes des autres, mais les isole de la masse de l'instrument.

Isolation par banque (voie-bus)

Dans l'isolation par banque, également connue sous le nom d'isolation voie-bus, plusieurs lignes physiques sont construites en groupes appelés « banques ». La Figure 45 illustre cette architecture. Étant donné que des barrières d'isolation existent entre les voies de différentes banques, la protection contre les boucles de masse est élevée entre les banques. Cependant, dans cette topologie, il est toujours possible que les signaux sur les voies d'une banque puissent s'affecter les uns les autres.

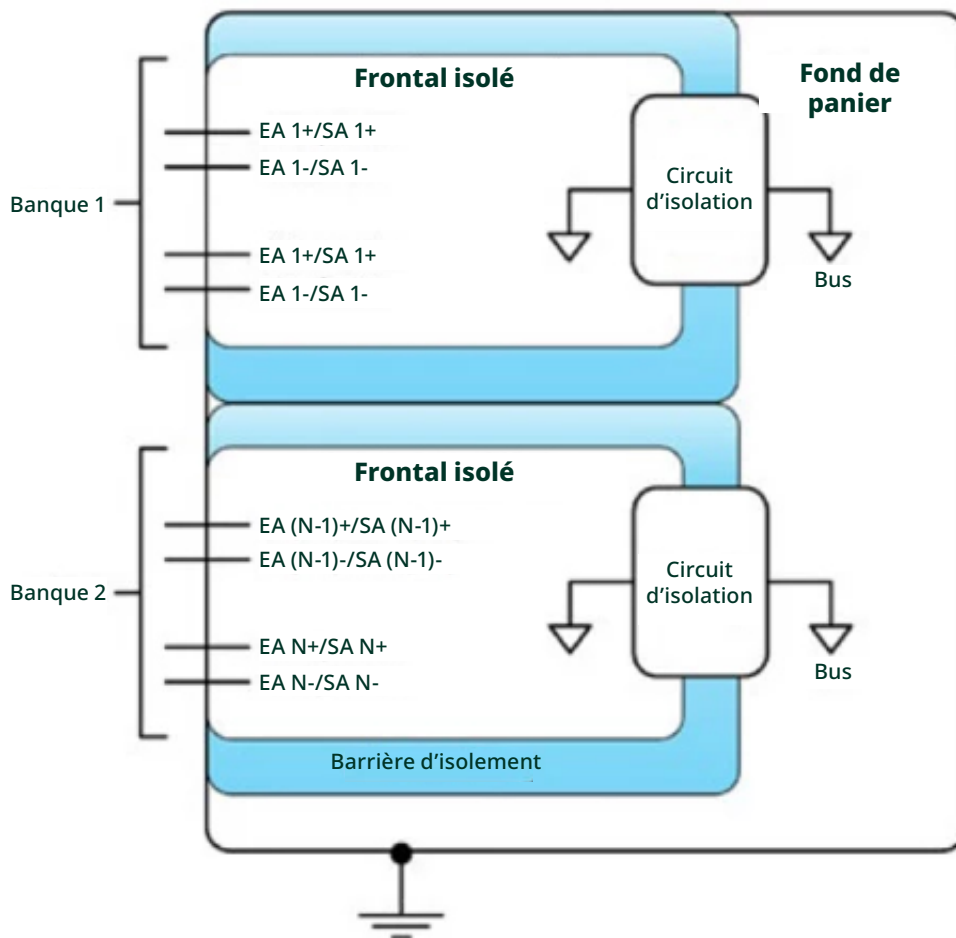


Figure 45. Dans l'isolation par banque, la protection contre la boucle de masse est élevée entre les différentes banques.

Isolation voie-voie

Cette topologie fournit la protection la plus complète pour les signaux sur les lignes d'instrument car non seulement toutes les voies sont isolées de la terre, mais chacune est également isolée de toutes les autres voies individuelles. La Figure 46 illustre cette topologie.

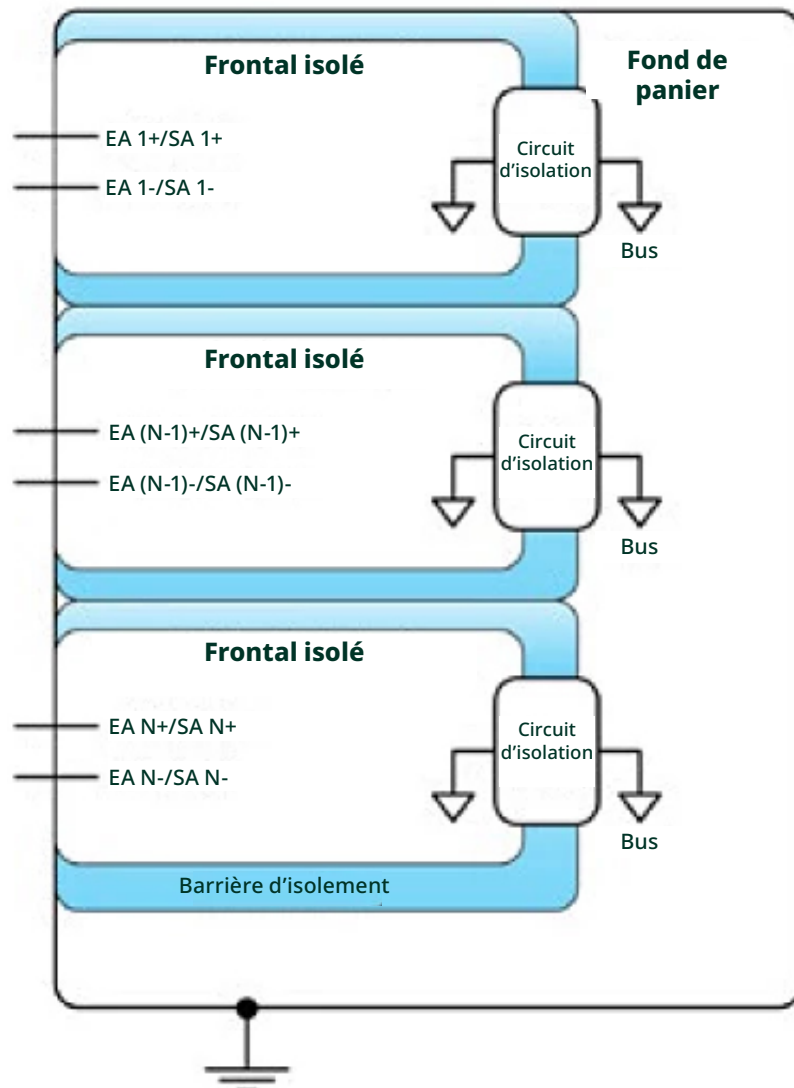


Figure 46. Dans l'isolation voie-voie, chaque voie est isolée de toutes les autres voies individuelles.

Isolation analogique ou numérique

Les voies d'entrée ou de sortie analogiques peuvent être isolées à l'aide de deux méthodes différentes, quelle que soit la topologie d'isolation de l'instrument. La différence entre les deux méthodes réside dans l'emplacement du circuit d'isolation dans l'instrument. L'isolation analogique fait référence à l'endroit où le circuit d'isolation se trouve dans le chemin avant le convertisseur analogique-numérique (C A/N) et elle agit sur le signal analogique. L'isolation numérique fait référence à l'endroit où le circuit d'isolation se trouve après le C A/N, car elle agit sur les données nouvellement numérisées.

Isolation analogique

Un amplificateur d'isolation est l'un des éléments les plus couramment utilisés pour fournir une isolation dans le front analogique d'un instrument. Comme illustré dans la Figure 47, les données analogiques passent du capteur au connecteur d'E/S dans l'amplificateur d'isolation via l'amplificateur de gain, puis vers le C A/N.

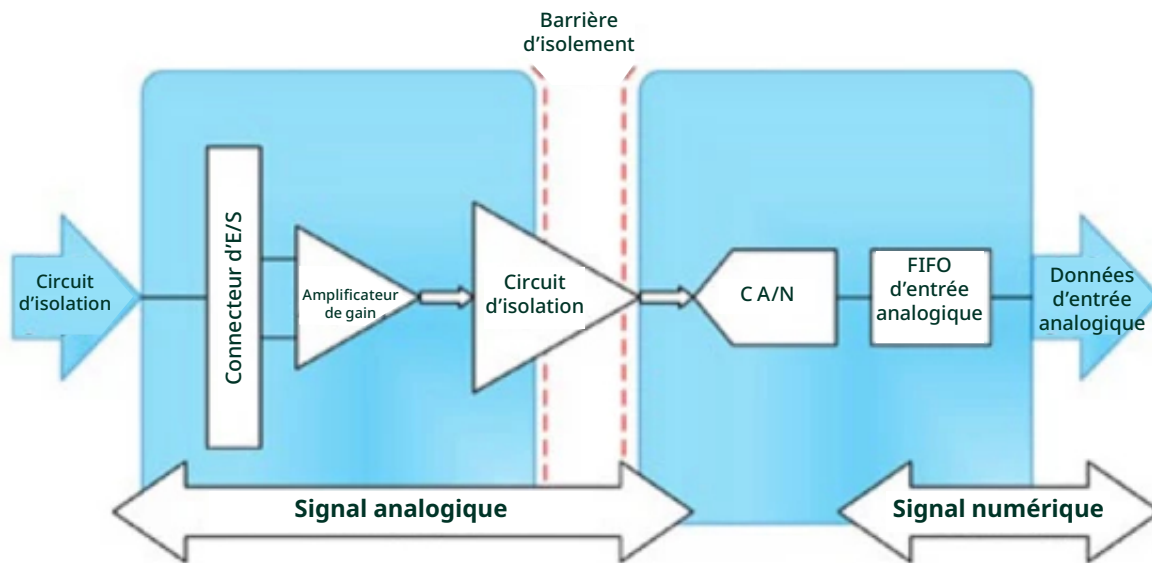


Figure 47. Un amplificateur d'isolation est l'un des éléments les plus couramment utilisés pour fournir une isolation dans le front analogique d'un instrument.

L'un des grands avantages de l'isolation analogique est qu'elle protège le C A/N. Comme l'isolation est fournie avant le C A/N, ce dernier est moins susceptible d'être endommagé par des tensions transitoires ou élevées. Cependant, l'isolation analogique présente des inconvénients. Tout d'abord, étant donné que l'isolation analogique n'est pas parfaite et qu'elle se situe avant le C A/N, cela peut ajouter une erreur de gain, non linéaire ou d'offset au signal analogique avant qu'il n'atteigne le C A/N. Ceci n'est pas idéal et peut réduire l'exactitude de la mesure. De plus, les composants d'isolation analogique peuvent introduire des temps de configuration plus longs et sont souvent plus chers que leurs équivalents d'isolation numérique.

Isolation numérique

Contrairement à l'isolation analogique, le circuit d'isolation numérique est placé après le C A/N dans l'instrument, comme illustré dans la Figure 48.

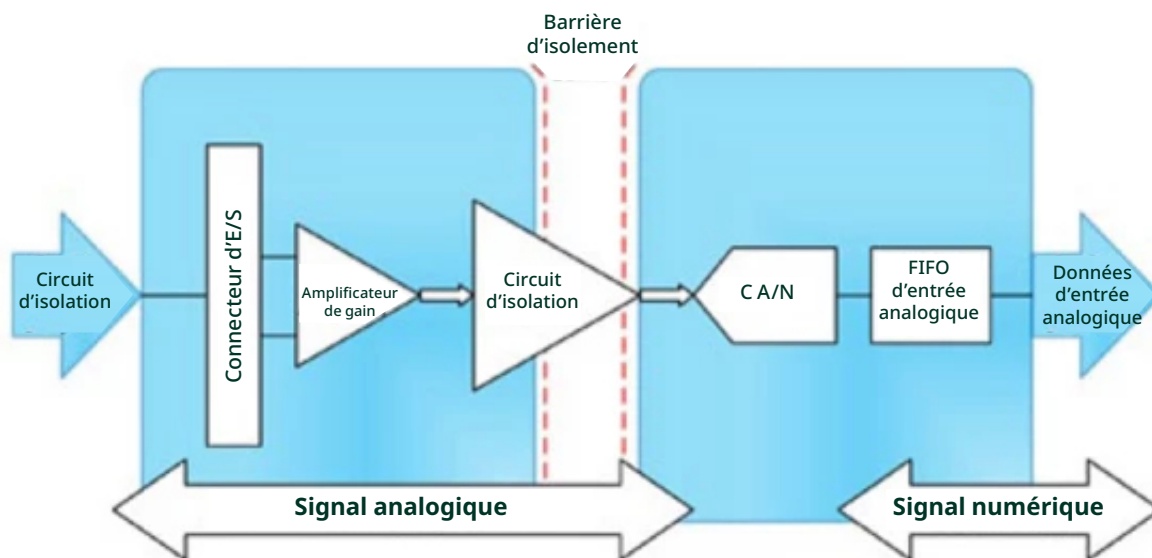


Figure 48. Contrairement à l'isolation analogique, le circuit d'isolation numérique est placé après le C A/N dans l'instrument.

L'isolation numérique peut améliorer les performances et l'exactitude par rapport aux circuits d'isolation analogique, car le signal mesuré est moins altéré avant d'être numérisé par le C A/N. Les circuits d'isolation numérique présentent également des avantages par rapport aux circuits d'isolation analogique, car ils sont généralement moins coûteux et fonctionnent à des vitesses de transfert de données plus rapides. Cependant, étant donné que le circuit d'isolation numérique se trouve après le C A/N, ce dernier est plus sensible aux dommages qu'un pic de tension peut causer.

Types d'isolation

Nous avons abordé les topologies d'isolation courantes pour les instruments et l'endroit où l'isolation peut être appliquée au signal dans l'instrument, mais nous n'avons pas parlé de la barrière d'isolation elle-même ou de la manière dont le signal traverse cette barrière. Dans cette section, nous aborderons la barrière d'isolation, ainsi que trois types d'isolation courants, qui utilisent différentes techniques pour transmettre les données du signal à travers la barrière d'isolation.

L'isolation physique constitue la forme d'isolation la plus élémentaire, ce qui signifie qu'il existe une barrière physique entre deux systèmes électriques. Cette barrière physique peut prendre la forme d'une isolation, d'un entrefer ou de tout chemin non conducteur entre deux systèmes électriques. Avec une isolation physique pure, vous pouvez supposer qu'aucun transfert de signal n'existe entre les systèmes électriques. Dans le cas des systèmes de mesure isolés, le signal concerné doit traverser la barrière d'isolation avec les avantages de l'élimination des boucles de masse. Par conséquent, vous devez disposer d'un transfert, ou d'un couplage, de l'énergie du signal à travers la barrière d'isolation. Trois techniques courantes de transfert du signal à travers l'isolation sont décrites ci-dessous.

Isolation capacitive

L'isolation capacitive, illustrée à la Figure 49, utilise un champ électrique comme forme d'énergie pour transférer le signal à travers la barrière d'isolation. Le champ électrique modifie le niveau de charge du condensateur. Cette charge est détectée à travers la barrière d'isolation. La charge détectée est proportionnelle au niveau du signal mesuré.

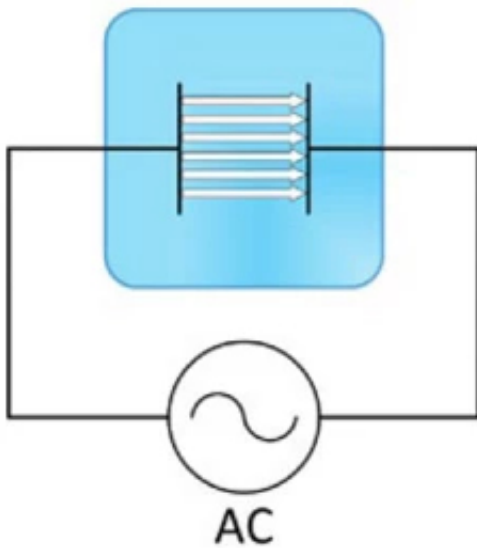


Figure 49. L'isolation capacitive utilise un champ électrique comme forme d'énergie pour transférer le signal à travers la barrière d'isolation.

Isolation inductive

L'isolation inductive utilise un transformateur, illustré à la Figure 50, pour transférer un signal à travers une barrière d'isolation. Le transformateur génère un champ électromagnétique, proportionnel au signal mesuré, sous forme d'énergie pour traverser la barrière d'isolation.



Figure 50. L'isolation inductive utilise un transformateur, indiqué par le symbole ci-dessus, pour transférer un signal à travers une barrière d'isolation.

Comme dans le couplage capacitif, l'isolation inductive peut fournir des vitesses de transmission de données relativement rapides. En plus de la transmission haute vitesse, le couplage inductif utilise peu d'énergie pour la transmission de données. Toutefois, le couplage inductif est sensible aux interférences des champs magnétiques environnants car il utilise des champs électromagnétiques comme méthode pour traverser la barrière d'isolation. Si des champs magnétiques externes interfèrent avec le champ électromagnétique produit par le transformateur, cela peut affecter l'exactitude de la mesure.

Isolation optique

L'isolation optique utilise une LED et un photodétecteur pour transmettre les informations du signal à travers la barrière d'isolation. Dans l'isolation optique, la barrière d'isolation est généralement un entrefer et le signal est transmis à l'aide de la lumière. L'intensité lumineuse produite par la LED est proportionnelle au signal mesuré.

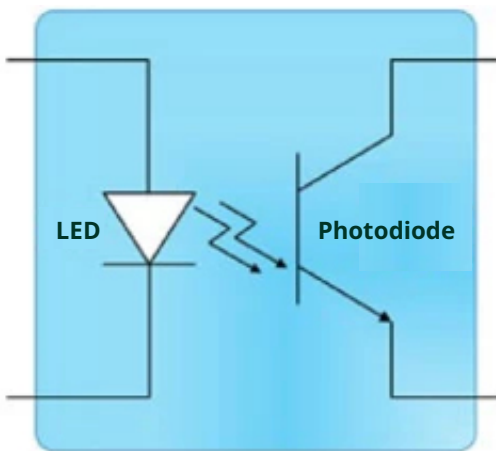


Figure 51. L'isolation optique utilise une LED et un photodétecteur pour transmettre les informations du signal à travers la barrière d'isolation.

Étant donné que l'isolation optique utilise la lumière comme énergie pour transférer le signal mesuré à travers la barrière d'isolation, elle bénéficie d'une immunité aux interférences de champ électrique et magnétique. Cela peut faire de l'isolation optique une technique efficace dans les zones industrielles où de forts champs électriques ou magnétiques peuvent être présents. Les avantages obtenus grâce à l'utilisation de la lumière sont contrebalancés par certains inconvénients. L'isolation optique a généralement des vitesses de transfert de données plus lentes, qui sont limitées à la vitesse de commutation des LED. Elle présente également une dissipation de puissance relativement élevée par rapport à l'isolation capacitive et inductive.

Pour résumer :

- **L'isolation** est une méthode de séparation physique et électrique de deux parties distinctes d'un instrument.
- L'un des principaux avantages des systèmes de mesure isolés est d'éliminer les **boucles de masse** afin de mesurer le signal d'intérêt avec plus d'exactitude.
- En fonction des exigences de l'application, il est possible de choisir la topologie d'isolation qui correspond le mieux aux besoins du système :
 - **L'isolation voie-terre** isole les voies de la masse de l'instrument.
 - **L'isolation par banque (voie-bus)** isole les groupes (banques) de lignes des autres groupes de lignes, ainsi que de la masse de l'instrument.
 - **L'isolation voie-voie** isole chaque ligne de toutes les autres lignes présentes et de la masse de l'instrument.
- Le circuit **d'isolation analogique** protège le C A/N des tensions élevées et transitoires, mais il peut ajouter des erreurs de gain, non linéaires et d'offset au signal avant qu'il n'atteigne le C A/N.
- Le circuit **d'isolation numérique** ne protège pas le C A/N et ses avantages par rapport à l'isolation analogique comprennent un coût moindre, des vitesses de transmission de données plus élevées et meilleure exactitude car le signal est moins altéré avant d'atteindre le C A/N.
- Les types d'isolation et leurs caractéristiques sont résumés comme suit :

Type d'isolation	Avantages	Inconvénients
Capacitive	• Vitesse rapide de transmission de données • Immunité aux interférences de champ magnétique	• Sensible aux interférences de champ électrique
Inductive	• Vitesse rapide de transmission de données • Immunité aux interférences de champ électrique	• Sensible aux interférences de champ magnétique
Optique	• Immunité aux interférences de champ électrique • Immunité aux interférences de champ magnétique	• Vitesses de transmission de données plus lentes • Dissipation de puissance relativement élevée

Ni Emerson, ni Emerson Automation Solutions, ni aucune de leurs entités affiliées n'assument la responsabilité de la sélection, de l'utilisation ou de la maintenance d'un produit. La responsabilité de la sélection, de l'utilisation et de la maintenance appropriées d'un produit incombe exclusivement à l'acheteur et à l'utilisateur final.

CompactDAQ, LabVIEW et DIALem sont des marques appartenant à l'une des sociétés de la division Test & Measurement d'Emerson Electric Co. Emerson et le logo Emerson sont des marques commerciales et des marques de service d'Emerson Electric Co. Toutes les autres marques sont la propriété de leurs détenteurs respectifs.

Le contenu de cette publication est présenté à titre d'information uniquement et, bien que tout ait été mis en œuvre pour en assurer l'exactitude, il ne saurait être interprété comme une garantie, expresse ou implicite, concernant les produits ou les services décrits ici ou leur utilisation ou applicabilité. Toutes les ventes sont régies par nos conditions générales de vente, disponibles sur demande. Nous nous réservons le droit de modifier ou d'améliorer la conception ou les spécifications de ces produits à tout moment et sans préavis.

National Instruments France SAS,
11 rue du Débarcadère, Colombes, Paris, France
© 2026 National Instruments Corp. Tous droits réservés.
758450



[Linkedin.com/company/niglobal/](https://www.linkedin.com/company/niglobal/)



[X.com/NIGlobal](https://twitter.com/NIGlobal)



[Youtube.com/@NIGlobalYoutube](https://www.youtube.com/@NIGlobalYoutube)



[Instagram.com/niglobal/](https://www.instagram.com/niglobal/)



[Facebook.com/NationalInstruments](https://www.facebook.com/NationalInstruments)

