

FISE2-ELEC4
Système d'acquisition et de traitement du signal

F. Goutailler

2022-2023



Télécom Saint-Etienne

Table des matières

1 Exercices	4
1.1 Système International d'unités	4
1.2 Mesure 2, 3 et 4 fils	5
1.3 Sensibilité d'une photodiode	6
1.4 Rapidité d'une photodiode	8
1.5 Type d'erreurs de mesure	8
1.6 Précision	9
1.7 Conditionnement - pont de Wheatstone	10
1.8 Conditionnement - oscillateur de relaxation	11
1.9 Amplificateur différentiel	13
1.10 Amplificateur opérationnel	14
1.11 Amplificateur opérationnel 2	14
1.12 Amplificateur d'instrumentation	14
1.13 Composant AD210	15
1.14 Filtrage analogique	16
1.15 Filtre complémentaire	18
1.16 Convertisseur Analogique-Numérique de type sigma-delta	20
2 Travaux Dirigés	22
2.1 Mesure de force par capteur de type « pancake »	22
2.2 Etude complète accéléromètre	23
2.2.1 Etude mécanique du fonctionnement d'un capteur un axe	23
2.2.2 Etude du conditionnement électronique du capteur	24
2.3 Chaîne de mesure d'un capteur de pression	27
2.3.1 Etude d'un amplificateur d'instrumentation	27
2.3.2 Etude du capteur de pression	29
2.3.3 Compensation en température de ce capteur	29
2.4 Mesure de l'accélération de pesanteur	32
2.5 Utilisation d'un accéléromètre	34
Datasheets	35
TL081	35

AD210	50
ADXL103/203	58
ADXL320	72
AD524	86
AD623	90
Sensy Pancake	94
MPX200	96

Document rédigé à partir notamment d'exercices proposés par T. Bru (Telecom Saint-Etienne), F. Pépin (ENSEA) et S. Olijnyk (ENSEA).

1 Exercices

1.1 Système International d'unités

Le Système International d'unités (abrégié en *SI*) est le système d'unités le plus employé dans le monde bien qu'il ne soit pas officiellement en vigueur aux Etats-Unis. Ce système a été adopté en 1960, lors de la Conférence Générale des Poids et Mesure.

Il comprend 7 unités de base, bien définies et considérées comme indépendantes du point de vue dimensionnelle.

Quantité	symbole	unité	symbole de dimension
longueur	x, l, \dots	m	L
masse	m	<i>Kg</i>	M
temps/durée	t	<i>s</i>	T
courant électrique	i	<i>A</i>	I
température thermodynamique	T	<i>K</i>	θ
quantité d'une substance	n	<i>mol</i>	N
intensité lumineuse	I_v	<i>Ca</i>	J

TABLE 1 – Système International d'unités

Toutes les autres quantités sont dites « quantités dérivées » et leur dimension peut s'exprimer à l'aide des 7 dimensions de base :

$$dim(Q) = [Q] = L^\alpha \cdot M^\beta \cdot T^\gamma \cdot I^\delta \cdot \theta^\epsilon \cdot N^\lambda \cdot J^\eta$$

Le SI n'est pas statique, c'est un système évolutif qui reflète les besoins de plus en plus spécifiques des scientifiques ou ingénieurs en matière de mesures. Par exemple, le kilogramme n'est plus défini par rapport à un prototype étalon conservé au Bureau des Poids et Mesure, mais par rapport à la constante de Planck h , depuis janvier 2018. Les différentes unités fondamentales sont d'ailleurs progressivement toutes définies grâce aux constantes fondamentales et non par rapport à des étalons (cf. document sous Mootse).

Q1. Quelle sont les caractéristiques d'une « constante fondamentale ou universelle » dans un modèle physique ? Donner les 4 constantes fondamentales principales, leur unité, ainsi que leur(s) applications en sciences physiques.

Quel lien pouvez-vous faire avec certaines des 7 unités de base ?

Q2. Exprimer les unités suivantes en fonction des 7 unités de base : le newton N , le coulomb C , le volt V , le pascal Pa , le watt W et le ohm Ω .

1.2 Mesure 2, 3 et 4 fils

Source : <https://www.technetea.com/PT100.html>

Une sonde de température Pt100 peut être utilisée avec 3 modes de connexion : 2 fils, 3 fils et 4 fils. L'objectif des questions ci-dessous est de voir les avantages et inconvénients de ces différentes configurations.

La figure 1 présente la configuration de branchement la plus simple et économique, dite « 2 fils », car 2 fils sont utilisés pour la mesure.

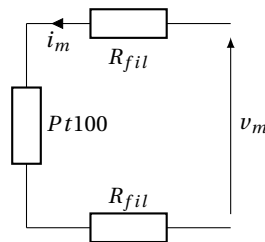


FIGURE 1 – Mesure 2 fils

Q1. Un câble industriel standard de type AWG 24 (diamètre 0,5mm) a une résistance typique de $85\Omega/km$.

A l'aide des caractéristiques d'une sonde Pt100, en déduire l'erreur « brute » en température, par mètre de câble utilisé.

En déduire alors que cette configuration ne convient que pour les courtes liaisons (quelques mètres) entre le capteur ou l'interface électronique ou alors pour les mesures réclamant une faible précision.

La figure 2 présente la configuration de branchement la plus utilisée dans l'industrie dite « 3 fils », car 3 fils sont utilisés pour la mesure.

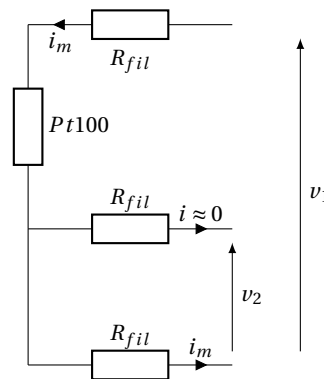


FIGURE 2 – Mesure 3 fils

Q2. En utilisant la figure 2, montrer que la mesure 3 fils permet d'améliorer la précision de la mesure, par rapport au cas 2 fils.

Dans l'industrie, ce type de configuration est très largement utilisé, pour des câbles dont la longueur peut aller jusqu'à une centaine de mètres.

La figure 3 présente le principe de la mesure 4 fils. La valeur du courant de mesure i_m est parfaitement connue et régulée. Ce type de montage est principalement utilisé en laboratoire de recherche ou pour obtenir une précision très élevée (mesure étalon).

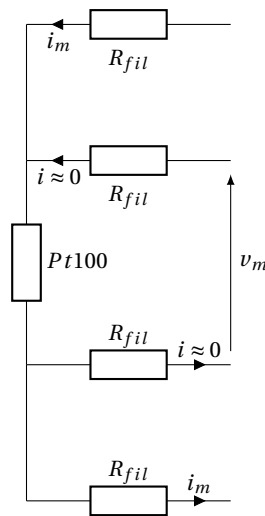


FIGURE 3 – Mesure 4 fils

Q3. Quelle est l'amélioration principale apportée par la mesure 4 fils, par rapport à la mesure 3 fils ? Quelles sont par contre les contraintes imposées à l'interface électronique ?

1.3 Sensibilité d'une photodiode

Dans un circuit électrique représenté sur la figure 4, on connecte en série un générateur de tension continue E , une photodiode et une résistance R_m . On note $v(t)$ la tension aux bornes de cette résistance.

Le générateur et la résistance ont pour utilité de polariser la photodiode autour du point de fonctionnement voulu. La résistance R_m permet de plus d'obtenir une tension $v(t)$ image du courant généré par la photodiode.

La photodiode est équivalente à un générateur de courant $i(t) = S_d \phi(t)$, mis en parallèle d'une capacité C , où $\phi(t)$ est le flux lumineux auquel est soumise la photodiode. S_d représente la sensibilité de la photodiode exprimée en A/W .

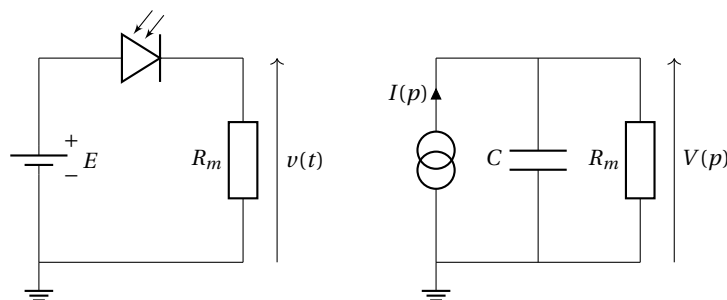


FIGURE 4 – Circuit photodiode - schéma équivalent de Laplace

Q1. Le schéma équivalent du système est représenté figure 4.

Par un passage dans le domaine de Laplace, montrer que la fonction de transfert $H(p) = \frac{V(p)}{I(p)}$ peut s'écrire :

$$H(p) = \frac{R_m}{1 + R_m C p}$$

En déduire le gain statique H_0 et la fréquence de coupure f_c de $H(p)$.

Q2. Dans un premier temps, on suppose que le flux lumineux (mesurande m) est constant ou lentement variable. $\phi(t)$ peut alors s'écrire $\phi(t) = \phi_0 = \text{ctse}$.

En déduire l'expression de $i(t) = I_0$ et $v(t) = V_0$, puis montrer que la sensibilité S_0 de la chaîne de mesure peut s'écrire :

$$S_0 = S_d \cdot R_m$$

Quelle est l'unité de S_0 ?

Remarque : dans la question précédente, on adopte pour la sensibilité S_0 du capteur une définition différente de celle donnée en cours :

$$S_0 = \frac{V_0}{\phi_0} = \frac{s}{m} \neq \frac{\Delta s}{\Delta m}$$

Cela est dû au fait que le capteur et la chaîne de mesures sont linéaires : si $\phi(t) = 0$ alors $i(t) = 0$ et $v(t) = 0$.

Q3. On suppose à présent que le flux lumineux varie de manière sinusoïdale : $\phi(t) = \phi_1 \cdot \cos(\omega t)$.

Montrer que la sensibilité de la chaîne $S(f) = \frac{V_1}{\phi_1}$ peut s'écrire :

$$S_1 = \frac{S_d R_m}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

Si $f \rightarrow 0$, vers quelle valeur tend la sensibilité ? Est-ce cohérent ?

Mêmes questions si $f = f_c$.

En déduire la bande passante du système.

A quoi « physiquement » peut être dû la variation de la sensibilité d'un capteur ou d'une chaîne de mesure en fonction de la fréquence ?

Résumé de cours :

S_0 porte le nom de sensibilité statique. Elle représente la sensibilité d'un capteur ou d'une chaîne de mesure pour les grandeurs constantes ou lentement variables.

S_1 porte le nom de sensibilité dynamique. Elle est définie uniquement si le mesurande m est une fonction périodique du temps. Elle représente la réponse en fréquence du capteur ou de la chaîne.

Dans le cas d'un mesurande m périodique mais non sinusoïdal, il faut avoir recours à une Décomposition en Séries de Fourier, afin de définir la sensibilité pour chaque harmonique.

1.4 Rapidité d'une photodiode

On continue l'étude de la photodiode de l'exercice précédent, mais on s'intéresse maintenant à la rapidité et donc au temps de réponse du système.

Q1. On crée un échelon de flux lumineux $\phi(t) = 1.U(t)$, en passant de l'obscurité à un éclaircissement choisi et constant. $U(t)$ représente un échelon unité aussi appelé échelon de Heaviside. Calculer et tracer la réponse $v(t)$ à ce signal d'entrée.

Q2. En déduire en fonction du paramètre τ le temps de réponse à 90% et le temps de montée t_m . Exprimer ces mêmes temps en fonction de la bande passante du système. Quel lien pouvez-vous en déduire entre rapidité et bande passante ?

1.5 Type d'erreurs de mesure

Résumé de cours :

Il existe 2 grands types d'erreurs de mesure.

Les erreurs systématiques s'obtiennent dans le cas d'un mesurande m constant ou lentement variable. Il s'agit d'un décalage constant, appelé *offset* entre la valeur « vraie » et la valeur mesurée. La cause des erreurs systématiques est, en général, une connaissance erronée ou incomplète des propriétés du capteurs ou de la chaîne de mesure voire une mauvaise utilisation !

Les erreurs accidentelles s'obtiennent sur tous les types de mesurande m . L'apparition de ces erreurs, leur amplitude ou même leur signe sont totalement **aléatoires**.

La réduction des erreurs peut se faire par les techniques suivantes :

- étalonnage du capteur ou de la chaîne de mesure.
L'étalonnage consiste à trouver la relation entre les valeurs du mesurande m et les valeurs de la grandeur de sortie s , sous forme graphique (courbe d'étalonnage) ou sous forme algébrique (équation caractéristique du capteur). Cet étalonnage peut être direct (valeurs de m fournies par des éléments de référence) ou indirect (comparaison à un capteur de référence).
- protection de la chaîne de mesure contre les causes d'erreur : température stabilisée, régulation des tensions d'alimentation, règles de CEM, support anti-vibratoire...
- utilisation de modes opératoires judicieux : méthode de mesure **différentielle**, corrélation entre les mesures...

Afin d'obtenir la valeur la plus probable d'une mesure ou de connaître les limites de l'incertitude, on effectue un traitement statistique des données de mesure :

- valeur moyenne : $\langle m \rangle$ ou $\bar{m} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n m_k$
- variance : $(\Delta m)^2 = \overline{m_c^2} = \overline{(m - \bar{m})^2} = \overline{m^2} - \bar{m}^2 = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (m_k - \bar{m})^2$
- écart-type : $\Delta m = \sigma$
- densité de probabilité - loi Normale (en général) :

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

- probabilité d'apparition autour de la valeur moyenne :

$$P(\bar{m} \pm \sigma) = 68,27\% \quad P(\bar{m} \pm 2\sigma) = 95,45\% \quad P(\bar{m} \pm 3\sigma) = 99,73\%$$

$$P(\bar{m} \pm 1,29\sigma) = 90\% \quad P(\bar{m} \pm 2,33\sigma) = 99\% \quad P(\bar{m} \pm 3,8\sigma) = 99,9\%$$

Q1. Classer les erreurs suivantes en 2 colonnes : erreurs systématiques / erreurs aléatoires. Pour chaque erreur, indiquer (si c'est possible) comment la minimiser.

- erreur due à la fluctuation de la tension d'alimentation -15V / 15V ;
- erreur d'hystérésis mécanique d'un ressort ;
- erreur sur la température de référence d'un thermocouple ;
- erreur due au bruit de fond (agitation thermique) ;
- erreur sur la sensibilité d'un capteur de pression ;
- erreur sur le temps de réponse d'un capteur de force ;
- erreur de correction de la linéarité d'un accéléromètre ;
- erreur d'hystérésis d'un capteur ferromagnétique ;
- erreur de quantification d'un Convertisseur Analogique-Numérique : incertitude maximale de $\pm 1/2LSB$;
- erreur due aux inductions parasites (rayonnements électromagnétiques à 50Hz, par exemple) ;

Q2. Un accéléromètre est posé à plat, sur une table supposée parfaitement horizontale. L'axe (Oz) de l'accéléromètre est perpendiculaire à la table et orienté vers le haut.

Les valeurs d'accélération a_z (exprimées en g) obtenues sont les suivantes :

1,18 - 0,988 - 1 - 1,004 - 0,987 - 1,002 - 1,002 - 1,012 - 0,93 - 1,012 - 0,981 - 1,003 - 1,13 - 0,994 - 1.

Calculer :

- la valeur moyenne de la série de mesures ;
- la variance de la série de mesures ;
- l'écart-type de la série de mesures ;

Dans quel intervalle ai-je 90% de chance de trouver mes mesures d'accélération ?

Dans quel intervalle ai-je 99% de chance de trouver mes mesures d'accélération ? En déduire l'erreur de mesure absolue puis relative du capteur. Ce capteur est-il précis ?

1.6 Précision

Résumé de cours :

Fidélité (*Precision*) :

- résultats de mesurage groupés autour de la valeur moyenne - écart-type réduit ;
- erreurs accidentelles faibles ;

Justesse (*Accuracy*) :

- valeur moyenne des mesures très proche de la valeur vraie (si connue) ;
- erreurs systématiques faibles ;

Précision = fidélité + justesse

Erreur de précision = délimite l'intervalle autour de la valeur mesurée dans lequel se trouve la valeur vraie.

Q1. Sur 4 cibles, dessiner les impacts de flèches pour les cas suivants :

- tir ni fidèle, ni juste ;
- tir fidèle mais non juste ;
- tir juste mais non fidèle ;
- tir précis, car fidèle et juste.

Q2. Reprendre la question précédente, mais tracer à présent des courbes de répartition de mesures pour un capteur donné. On supposera que ces courbes ont une allure gaussienne.

Q3. L'accéléromètre de l'exercice précédent est-il fidèle ? Est-il juste ? Est-il précis ?

1.7 Conditionnement - pont de Wheatstone

L'objectif de cet exercice est d'étudier le montage de conditionnement de capteur passif présenté sur la figure 5.

Ce montage, dit « pont de Wheatstone » est un double montage potentiométrique, avec en sortie, une mesure différentielle de tension $v_m = v_A - v_B$.

Les hypothèses de l'étude sont :

- $R_S \approx 0$ (source de tension idéale) ;
- $R_d \gg R_{i=1,2,3,4}$ (l'appareil de mesure ne perturbe pas le montage - séparation d'impédance).

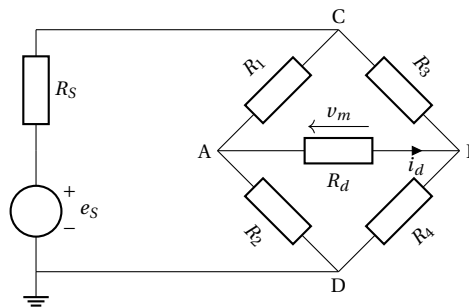


FIGURE 5 – Pont de Wheatstone

Q1. Le pont est dit « équilibré » si $i_d = 0$ c'est-à-dire si la tension de sortie est nulle : $v_m = 0$ ou encore $v_A = v_B$.

Montrer que le pont est équilibré si la relation suivante est respectée entre les résistances :

$$R_1 R_4 = R_2 R_3$$

Dans la suite des questions, une ou plusieurs résistances du pont sont remplacées par des capteurs. Cela a pour conséquence de déséquilibrer le pont. La tension de sortie v_m est alors image des variations du capteur et donc du mesurande Δm .

Q2. On remplace la résistance R_2 par un capteur tel que $R_2 = R_0 + \Delta R = R_0 + S\Delta m$, où S est la sensibilité du capteur. Les autres résistances sont toutes égales : $R_{i(i=1,3,4)} = R_0$.

Montrer que la tension de sortie v_m peut s'écrire :

$$v_m = \frac{e_S}{2} \cdot \frac{\Delta R}{2R_0 + \Delta R}$$

Tracer $\frac{v_m}{e_S}$ en fonction de $x = \frac{\Delta R}{R_0}$, pour x variant de $-0,2$ à $0,2$. Cet intervalle correspond en effet à un ordre de grandeur typique de variant de ΔR par rapport à R_0 .

La chaîne capteur + montage de conditionnement est-elle linéaire ?

A partir de la relation ci-dessus, exprimer les variations du mesurande Δm en fonction de la tension de sortie v_m .

La relation trouvée montre que même si la chaîne capteur + montage n'est pas linéaire, il est possible, a posteriori (traitement numérique par exemple) de retrouver l'information (variation du mesurande). Cela oblige néanmoins à bien caractériser l'ensemble de la chaîne et à minimiser les grandeurs d'influence possibles.

Q3. Afin d'améliorer le montage précédent, on place dans le pont 2 capteurs à variations identiques : $R_3 = R_2 = R_0 + \Delta R$. Les autres résistances ne changent pas : $R_{i(i=1,4)} = R_0$.

Calculer l'expression de la tension v_m .

La linéarité de la chaîne a-t-elle été améliorée ?

Q4. On choisit à présent une configuration push-pull avec 2 capteurs à variations opposés : $R_2 = R_0 + \Delta R$ et $R_1 = R_0 - \Delta R$. $R_3 = R_4 = R_0$. Cette configuration est nommée : « demi-pont de Wheatstone ». Montrer que la tension de sortie v_m peut s'écrire :

$$v_m = \frac{e_s \Delta R}{2 R_0}$$

La linéarité de la chaîne a-t-elle été améliorée ?

Calculé la sensibilité de l'association capteur + conditionneur : $S_a = \frac{v_m}{\Delta m}$. En déduire la sensibilité du conditionneur seul S_{cond} .

Q5. Afin d'améliorer le montage précédent, on choisit 4 capteurs à variations opposées 2 à 2 : $R_1 = R_4 = R_0 + \Delta R$, $R_2 = R_3 = R_0 - \Delta R$.

Calculer l'expression de v_m .

Qu'est-ce qui a été amélioré par rapport au montage précédent ?

Résumé de cours :

Les deux dernières configurations paraissent les plus intéressantes pour le conditionnement des capteurs passifs, en terme de linéarité et de sensibilité.

Il faut cependant noter qu'il n'est pas possible pour tous les types de capteurs de trouver des variations opposées en fonction d'un même mesurande. Cela marche bien par exemple pour les jauges de contrainte (mesure de déformation ou d'accélération).

Les 4 configurations du pont sont donc utilisées en pratique.

1.8 Conditionnement - oscillateur de relaxation

La figure 6 présente un oscillateur à relaxation de type multivibrateur astable, basé sur une structure à amplificateur opérationnel. Il existe aussi des structures basées sur des transistors. Dans tout l'exercice, l'amplificateur est supposé idéal.

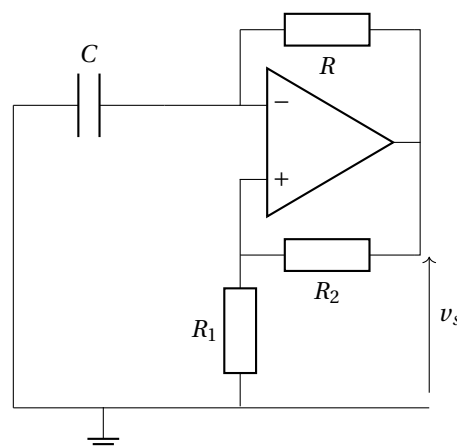


FIGURE 6 – Multivibrateur astable

Q1. Quel est le régime de fonctionnement de l'amplificateur opérationnel ? Quelles valeurs peut donc prendre la tension de sortie v_s ? Expliquer de manière qualitative le fonctionnement du montage et dessiner l'allure de la tension de sortie.

Q2. Etablir l'équation différentielle suivie par la tension v_- . Résoudre cette équation, en prenant comme état initial $v_-(t=0) = -\frac{R_1}{R_1+R_2} V_{sat}$, où V_{sat} est la tension de saturation de l'amplificateur

opérationnel, proche de sa tension d'alimentation (15V, par exemple). Justifier le choix de l'état initial $v_-(t=0)$.

Q3. Calculer à quel instant $t = t_{com}$, $v_- = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_{sat}$, ce qui provoque la commutation de la tension de sortie. Prouver alors que la période T de l'oscillateur s'exprime par :

$$T = 2RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

Q4. Tracer en concordance l'allure de $v_-(t)$, $v_+(t)$ et $v_s(t)$, en faisant apparaître les instants de commutation, t_{com} et T .

Q5. Supposons que la résistance R du montage (cela aurait pu être la capacité C) est en fait un capteur : $R = R_0 + \Delta R = R_0 + S \cdot \Delta m$.

Montrer que la fréquence f de l'oscillateur est modulée par les variations de l'impédance du capteur : $f = f_0 + \Delta f$, avec Δf fonction de f_0 , R_0 et ΔR .

Supposons que $f_0 = 100\text{kHz}$ et que $\frac{\Delta R}{R_0} = 0,01$, quel est l'intervalle de variation des fréquences f ?

Conclure quant au conditionnement du capteur. A-t-on bien le fonctionnement attendu ?

Résumé de cours :

l'objectif du conditionnement d'un capteur par oscillateur est d'obtenir une fréquence f image des variations du mesurande Δm .

Les avantages de ce type de conditionnement par rapport à ceux de type pont sont :

- une faible sensibilité aux perturbations électromagnétiques;
- une conversion sous forme numérique simple : comptage du nombre de périodes en un temps donné, par exemple;
- une transmission par voie hertzienne - télémessure, pour les radio-fréquences;

Les capteurs de type résistif ou capacitif peuvent être inclus dans un oscillateur à relaxation (cf. exercice).

Les capteurs de type capacitif ou inductif sont souvent inclus dans le circuit résonant d'un oscillateur quasi-sinusoïdal (type Colpitts, par exemple) dont la tension de sortie est une sinusoïde.

Par exemple, si le circuit résonant est constitué d'une inductance L_0 en série avec un capteur capacitif $C = C_0 + \Delta C$:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0(1 + \frac{\Delta C}{C_0})}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} \cdot \frac{1}{(1 + \frac{\Delta C}{C_0})^{1/2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C_0}\right)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}$$

$$\Delta f = -f_0 \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C_0} \rightarrow \frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{\Delta C}{2C_0}$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{S}{2C_0} \Delta m$$

1.9 Amplificateur différentiel

La figure 7 présente une structure simple d'amplificateur différentiel basée sur un amplificateur opérationnel.

Dans tout l'exercice, l'amplificateur opérationnel sera considéré comme parfait et fonctionnant en régime linéaire.

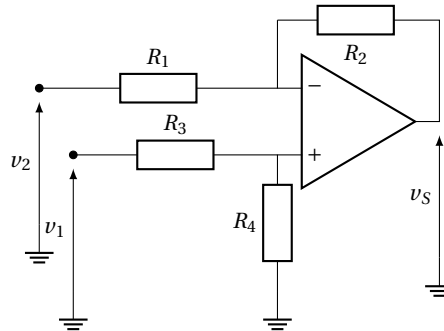


FIGURE 7 – Amplificateur différentiel - exemple de structure

Q1. Montrer que la tension de sortie de l'amplificateur peut s'exprimer par :

$$v_S = \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_4}{R_1} v_1 - \frac{R_2}{R_1} v_2$$

Q2. On rappelle que la sortie d'un amplificateur différentiel peut s'exprimer de manière générale par :

$$v_S = A_d \cdot v_d + A_{mc} \cdot v_{mc}$$

avec A_d le gain en mode différentiel, $v_d = v_1 - v_2$ la tension de mode différentiel, A_{mc} le gain en mode commun et $v_{mc} = \frac{v_1 + v_2}{2}$ la tension de mode commun.

Comment choisir v_1 et v_2 pour se placer en mode commun « pur » (tension différentielle nulle) ?

Calculer alors le gain de mode commun théorique A_{mc} .

Montrer que ce gain est nul si : $R_1 R_4 = R_2 R_3$.

Q3. En appliquant la condition $R_1 R_4 = R_2 R_3$, calculer :

- le gain de mode commun A_{mc} ;
- le gain de mode différentiel A_d ;
- le taux de réjection du mode commun $TRMC = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{A_d}{A_{mc}} \right|$

Conclure quant à la qualité de cet amplificateur différentiel.

Q4. Lors de la réalisation sur platine d'essai du montage de la figure 7, un étudiant va-t-il trouver les mêmes valeurs de gain et de TRMC que celles calculées à la question précédente ?

Justifier votre réponse, notamment à l'aide de la *datasheet* de l'amplificateur opérationnel TL081, donnée en annexe.

Résumé de cours :

Le montage présenté dans cet exercice n'est pas adapté à une chaîne d'instrumentation précise, car il est particulièrement sensible aux variations des différents composants : tolérance initiale (en fonction des séries de résistances choisies, par exemple), dérive thermique des propriétés, vieillissement... Ce montage peut néanmoins être utilisé pour des applications ne demandant pas « trop de précision », car il est simple et à faible coût.

Pour une meilleure précision, il faut utiliser des composants intégrés, comme l'Amplificateur d'Instrumentation (AI).

1.10 Amplificateur opérationnel

L'objectif de cet exercice est d'étudier différents montages comportant un amplificateur opérationnel (cf. figure 8).

Pour chaque configuration, expliciter la tension de sortie v_s en fonction de la ou des tensions d'entrée.

Proposer alors un nom pour le montage, correspondant à sa fonction.

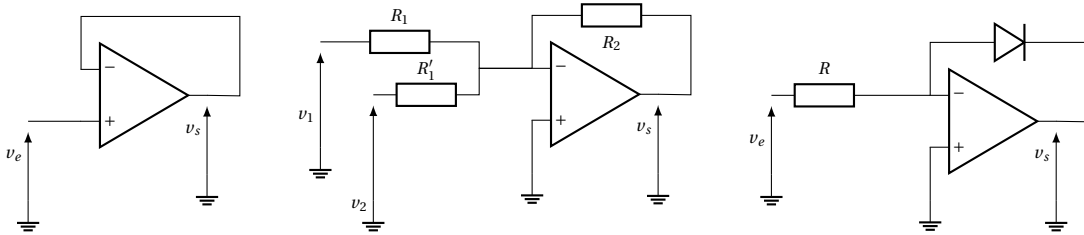


FIGURE 8 – Différents montages à amplificateur opérationnel

1.11 Amplificateur opérationnel 2

La *datasheet* d'un amplificateur opérationnel de type TL081 est donnée en annexe.

Q1. Trouver dans cette *datasheet* les valeurs numériques des caractéristiques de l'amplificateur, abordées en cours : impédance d'entrée Z_e , gain en boucle ouverte A_{d0} , TRMC, courant de polarisation, tension de décalage, produit gain-bande et *slew-rate*.

Q2. Quelle est la fonction des broches 1 et 5 du composant ?

1.12 Amplificateur d'instrumentation

La structure d'un amplificateur d'instrumentation (AI) peut être conçue à partir d'un ou plusieurs amplificateurs opérationnels, réunis sur le même circuit intégré. Plusieurs configurations sont donc possibles. Les constructeurs utilisent cependant en général le schéma présenté sur la figure 9. Les amplificateurs sont supposés idéaux et en régime linéaire.

Q1. Exprimer les potentiels v_A et v_B .

Calculer la tension différentielle en sortie du premier étage : $v_{d1} = v_A - v_B$.

En déduire le gain A_{d1} et l'utilité de la résistance R_G .

Calculer la tension de mode commun en sortie du premier étage : $v_{mc1} = \frac{v_A + v_B}{2}$. En déduire l'utilité du second étage de l'AI.

Q2. Montrer que la tension de sortie v_s du montage s'exprime par

$$v_s = (e_2 - e_1) \left(1 + \frac{2R_1}{R_G} \right)$$

En déduire le gain en mode différentiel A_d et le gain en mode commun A_{mc} de l'AI.

Quel est le TRMC de ce montage ? Est-ce réaliste ? Comment expliquer que le TRMC réel est plutôt autour de $120dB$?

Certaines réalisations modulaires d'amplificateur d'instrumentation comprennent parfois un quatrième amplificateur opérationnel (partie droite de la figure 9).

Q3. A l'aide du schéma fourni (cf. figure 9) et de la *datasheet* du composant AD524, expliquer l'utilité des entrées *Sense* et *Reference*.

Il est à noter que l'entrée *Sense* est de moins en moins présente dans les dernières générations d'amplificateur d'instrumentation, car le signal de sortie est, en général, converti dans le domaine numérique.

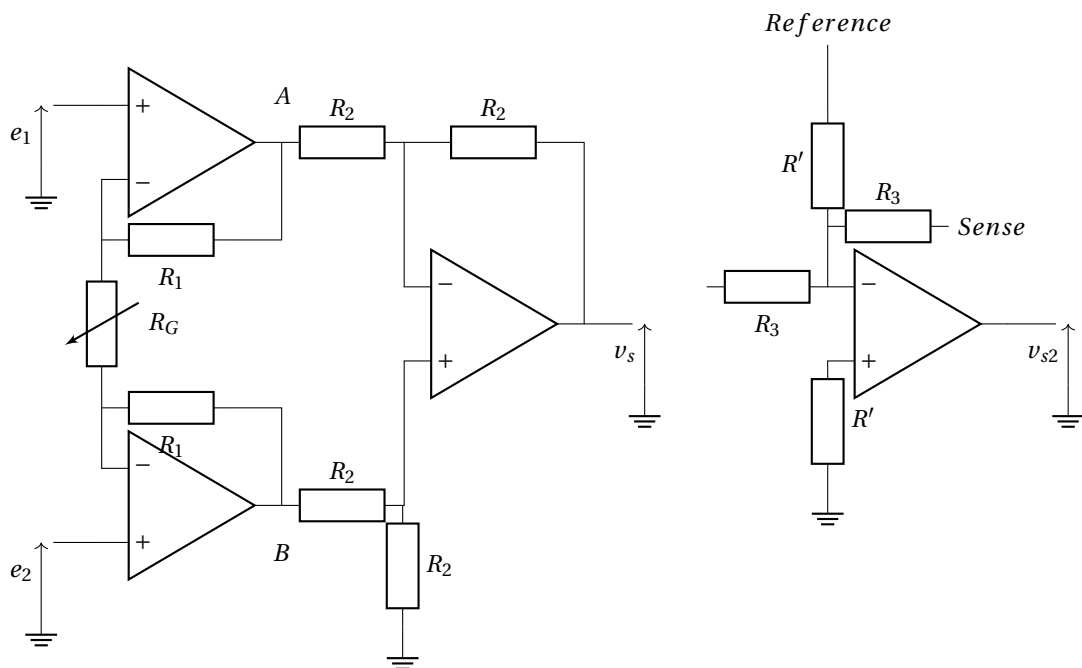


FIGURE 9 – Structure à 3 amplificateurs opérationnels

1.13 Composant AD210

A l'aide de la *datasheet* du composant AD210, fournie en annexe, répondez aux questions suivantes.

Q1. A quelle famille de composant appartient l'AD 210 ?

Définir la notion de « barrière d'isolement ». Quelle est la barrière d'isolement de l'AD210 ?

Définir la notion de « TRMC ». Quel est le TRMC de l'AD210 ? Est-ce un bon TRMC ?

Q2. Quel type d'isolation galvanique est utilisé dans l'AD 210 ?

L'AD210 utilise une opération de modulation/démodulation du signal, autour de l'isolation galvanique (cf. figure 1 de la *datasheet*). Donner les caractéristiques de cette modulation/démodulation. Quel est l'intérêt de ce procédé ?

Expliquer ce passage de la *datasheet* :

The AD210's functionally complete design, powered by a single +15 V supply, eliminates the need for an external DC/DC converter, unlike optically coupled isolation devices.

Q3. Quel est le gain en tension maximal que l'on peut obtenir avec l'AD210 ? Quel montage faut-il réaliser pour cela ?

Q4. Expliquer le fonctionnement et l'intérêt du montage de la figure 17, de la *datasheet*.

Retrouver la même expression pour la valeur de la résistance R que celle donnée dans la *datasheet*.

Q5. Dans quel type de boîtier est conditionné l'AD 210 ? Quelles sont ses dimensions ?
Combien de broches possède-t-il ? Quelle précaution particulière est prise concernant ces broches ?
Pourquoi ?

Q6. Quelles précautions faut-il prendre avant de manipuler un AD210 ? Pourquoi ?

1.14 Filtrage analogique

La figure 10 représente un filtre inconnu réalisé grâce à une structure de Rauch ou structure MFB (*Multiple FeedBack*).

Q1. Calculer la fonction de transfert du quadripôle, en fonction de R , C_1 et C_2 .

En déduire la nature, le type et l'ordre du filtre.

Exprimer le gain statique H_0 , le facteur d'amortissement σ et la pulsation propre ω_0 en fonction des éléments passifs du filtre.

Proposer une valeur pour les différents composants, afin. de réaliser un filtre passe-bas, de type Butterworth, de fréquence de coupure 20kHz.

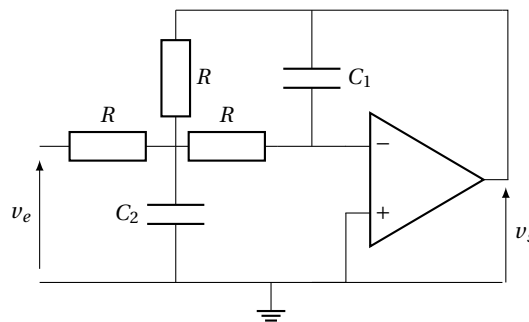


FIGURE 10 – Structure de Rauch - filtre?

La figure 11 représente un filtre inconnu réalisé grâce à une structure de Sallen-Key.

Q2. Calculer la fonction de transfert du quadripôle, en fonction de R , C_1 et C_2 .

En déduire la nature, le type et l'ordre du filtre.

Exprimer le gain statique H_0 , le facteur d'amortissement σ et la pulsation propre ω_0 en fonction des éléments passifs du filtre.

Proposer une valeur pour les différents composants, afin. de réaliser un filtre passe-bas, de type Butterworth, de fréquence de coupure 20kHz.

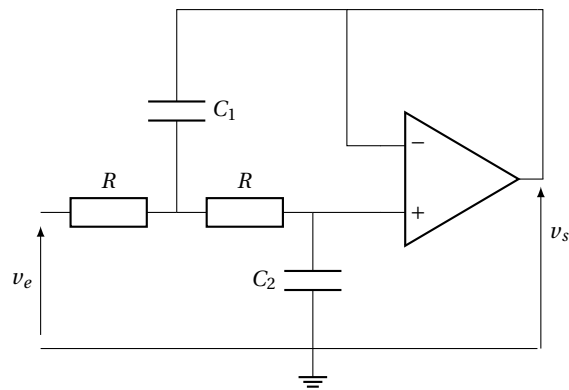


FIGURE 11 – Structure de Sallen-Key - filtre?

Résumé de cours :

Les structures dites de « Sallen-Key » ou de « Rauch » sont des structures universelles de réalisation de filtre analogique basées sur des amplificateurs opérationnels.

Ces structures élémentaires permettent la réalisation de filtres d'ordre 2, de type Butterworth, Chebyshev ou Bessel et de toutes les natures (passe-bas, passe-haut et passe-bande). Le choix du type et de la nature du filtre s'opère via le type de composants passifs utilisés (R ou C) et leurs valeurs. Pour obtenir des filtres d'ordres supérieurs, il suffit de mettre en cascade plusieurs structures élémentaires.

Il est à noter que l'absence d'inductance permet de faire fonctionner ces filtres à basse fréquence, par exemple pour le traitement du signal audio.

Les structures dites de « Sallen-Key » ou de « Rauch » présentent une complexité de réalisation faible, mais par contre les paramètres du filtre réalisé seront très dépendants des valeurs des composants choisis et donc de leur variabilité (température, série...). En conséquence un réglage fin des différents paramètres est difficile.

Il est à noter que la structure de Sallen-Key présente 3 avantages par rapport à la structure de Rauch :

1. possibilité d'un gain statique différent de 1, en remplaçant le montage suiveur par un montage inverseur par exemple;
2. relative insensibilité aux caractéristiques de l'amplificateur opérationnel (notamment le produit gain-bande), car celui-ci est utilisé en suiveur ou amplificateur inverseur et non en intégrateur;
3. faible écart entre les différentes valeurs de résistances ou de condensateurs (mise en place d'une solution industrielle).

1.15 Filtre complémentaire

Dans le cas d'un gyropode (*Segway* par exemple), on souhaite déterminer l'angle d'inclinaison du manche de commande θ par l'utilisation des données de 2 capteurs : un gyromètre et un accéléromètre.

Le gyromètre mesure une vitesse angulaire. Il faut donc intégrer cette donnée pour trouver l'angle θ : $\theta(t) = \int \omega(t) dt$ ou $\theta[n] = \sum \omega[n]. T_e$. Malheureusement, sur le long terme, le résultat n'est pas précis à cause de l'accumulation des erreurs (incertitude sur T_e ou $\omega[n]$). L'information est donc plutôt fiable en haute fréquence. L'accéléromètre mesure une accélération selon 3 axes. Les règles de trigonométrie permettent d'en déduire un angle, grâce à la Gravité terrestre, si le système est à l'équilibre ou en mouvement lent. De plus, un accéléromètre est très sensible au bruit haute fréquence. Ce capteur fournit donc une information plutôt fiable à basse fréquence.

La fusion de ces 2 capteurs va en conséquence être faite via un filtre complémentaire. La donnée du gyromètre est intégrée puis filtrée passe-haut (gain $\frac{1}{2}$, constante de temps τ). La donnée de l'accéléromètre est filtrée passe-bas (gain $\frac{1}{2}$, même constante de temps τ). Les 2 données filtrées sont ensuite additionnées.

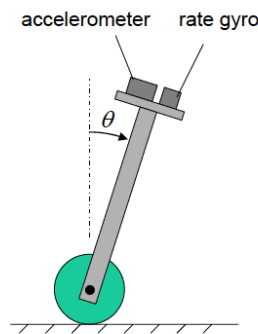


FIGURE 12 – Inclinaison d'un gyropode

Q1. Donner l'expression de l'angle θ en fonction des données de l'accéléromètre. Faire le schéma fonctionnel du filtre complémentaire.

On travaille tout d'abord sur le filtre passe-bas à réaliser.

Q2. Rappeler l'expression de la fonction de transfert du filtre passe-bas analogique $H_{LP}(p)$. En utilisant l'équivalence de la dérivée entre z et p , donner la fonction de transfert du filtre numérique $H_{LP}(z)$. Ce filtre est-il stable ?

En utilisant l'équivalence entre transformée en Z (TZ) et transformée de Fourier discrète (TFD), tracer le gain et la phase de ce filtre en fonction de la fréquence réduite $\nu = f/F_e$. On prendra $F_e = 1kHz$ et $\tau = 9ms$ pour les tracés. Le filtre est-il bien du type passe-bas ? Est-ce un filtrage « doux » ou « dur » ?

Q3. A l'aide de votre schéma fonctionnel, donner la fonction de transfert total du filtre dans le domaine analogique : $\theta(p) = f(\theta_{acc}(p) + \dot{\theta}_{gyro}(p))$. Passer dans le domaine numérique et montrer l'équation aux différences suivante :

$$\theta[n] = K(\theta[n-1] + T_e \omega[n]) + (1-K)\theta_{acc}[n]$$

avec $K = \frac{\tau}{\tau + T_e} = 0,9$ (avec les paramètres ci-dessus).

Q4. A l'aide des figures ci-dessus, déterminer la "meilleure" valeur pour le paramètre K, en justifiant votre réponse.

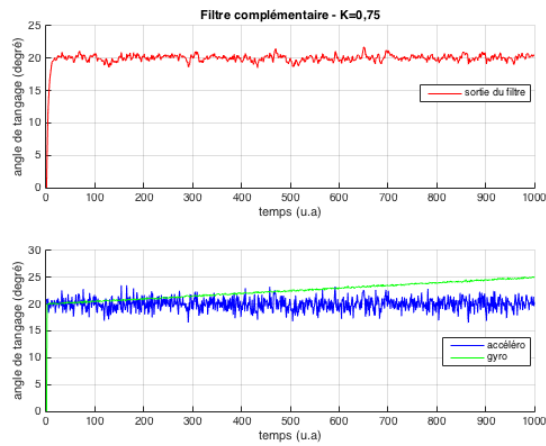


FIGURE 13 – Filtre Complémentaire - K=0,75

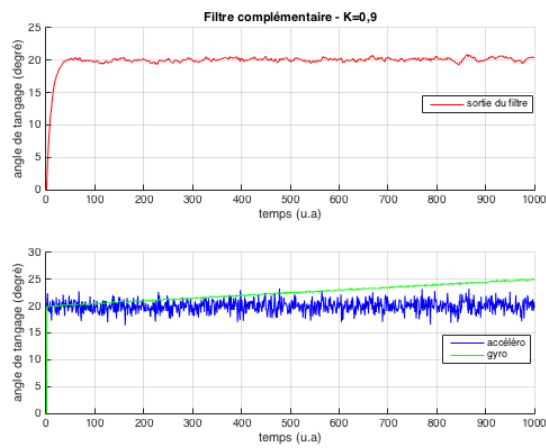


FIGURE 14 – Filtre Complémentaire - K=0,9

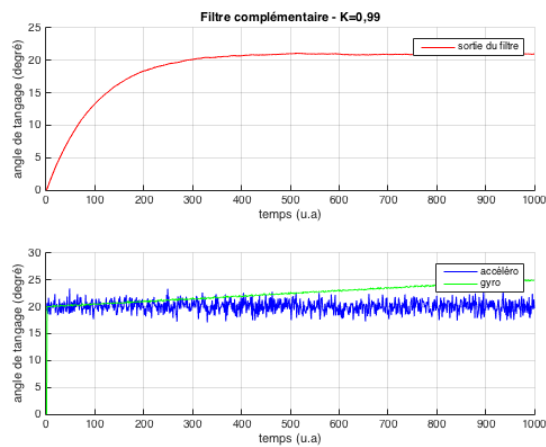


FIGURE 15 – Filtre Complémentaire - K=0,99

1.16 Convertisseur Analogique-Numérique de type sigma-delta

D'après *Principes de conversions*, Jean-Paul Troadec, Dunod.

La figure 16 ci-dessous représente le schéma de principe d'un convertisseur analogique-numérique sigma-delta 1 bit.

L'amplificateur différentiel délivre une tension $\epsilon = V_e - V_r$. Sur les fronts montants du signal d'horloge H (période T), appliquée à l'entrée Clock de la bascule, la sortie S reproduit l'entrée D, c'est-à-dire l'état logique du comparateur. Cette sortie S commande le commutateur K. Si $S=1$, $V_r = V_{ref}$. Si $S=0$, $V_r = -V_{ref}$.

Le filtre numérique mémorise les k dernières informations numériques qu'il a reçu sous forme série de la sortie S et délivre sur n bits l'équivalent en code binaire naturel du nombre m de 1 présents dans l'information série de k bits. k est choisi égal à 2^n .

La tension V_e est supposée constante.

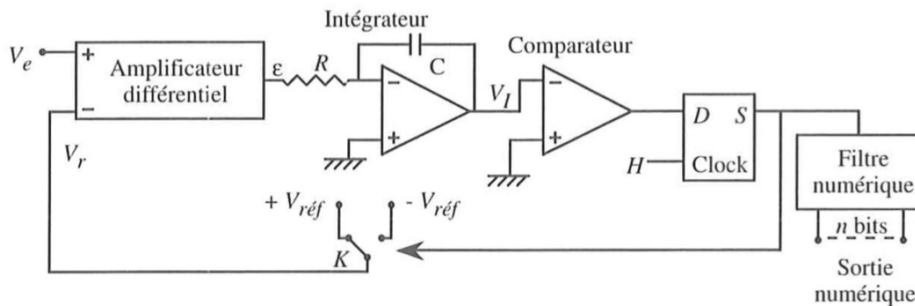


FIGURE 16 – Convertisseur sigma-delta 1bit

Q1. Donner en fonction de V_e , la variation ΔV_I de la sortie V_I de l'intégrateur pendant une période T durant laquelle $V_r = V_{ref}$.

Donner la même variation ΔV_I pendant une période T durant laquelle $V_r = -V_{ref}$.

Quelles sont les limites entre lesquelles doit se situer V_e pour qu'au début de chaque période d'horloge, la sortie de l'intégrateur se dirige vers 0V ?

Q2. Dans cette question, on fixe $V_{ref} = 1,6V$ et $k = 16$.

On prend comme instant initial $t = 0$, un front montant du signal d'horloge et on suppose qu'à cet instant $V_I = -0,1V$.

Pour $V_e = -0,6V$, représenter les variations de V_I et de S en fonction de t/T pour $0 \leq t/T \leq 20$.

Quelle est la caractéristique commune à ces deux signaux ?

Quelle est dans ce cas particulier l'information numérique m qui sera donnée par le filtre numérique ?

Q3. Donner sous forme littérale la valeur $V_e(m)$ de V_e pour laquelle, en régime permanent, le filtre numérique donnera la même indication numérique, à chaque période d'horloge. Il y aura m « 1 » dans chaque information série de k bits.

Aide : cela nécessite que $V_I(kT) = V_I(t = 0), \forall k$.

Q4. Soit maintenant une valeur V_e comprise entre $V_e(m)$ et $V_e(m+1)$. V_e peut donc s'exprimer par : $V_e = V_e(m) + \Delta V_e$, avec $0 < \Delta V_e < \frac{2V_{ref}}{k}$.

Exprimer en fonction de ΔV_e , la variation $\Delta V_I(m)$ de V_I sur k périodes d'horloge lorsqu'on obtient m « 1 » dans l'information série de k bits.

En remarquant que sur un grand nombre de périodes d'horloge, la valeur moyenne de la variation ΔV_I de V_I doit être nulle, calculer en fonction de ΔV_e , la probabilité d'obtenir $m \ll 1$.

Q5. Le filtre numérique mémorise les informations successives obtenues à chaque période d'horloge, en déduit la probabilité P et fournir la valeur m si $P > 0,5$ et $m+1$ si $P \leq 0,5$.

Quel est le code binaire réalisé par ce convertisseur ?

Quelles sont les valeurs de la pleine échelle, de l'étendue de mesure et du quantum ?

Représenter la caractéristique de transfert du convertisseur.

Résumé de cours :

les convertisseurs Flash ou par approximations successives sont des convertisseurs dits à « échantillonnage de Nyquist ». Leur fréquence d'échantillonnage est du même ordre de grandeur que 2 fois la fréquence maximale du signal, afin de respecter le théorème de Shannon.

Le convertisseur Sigma-Delta est un convertisseur à sur-échantillonnage, avec une fréquence d'échantillonnage largement supérieure à la limite de Shannon (facteur k , dans l'exercice précédent). Cela a deux avantages :

1. améliorer le SNR du convertisseur.

La densité spectrale de puissance du bruit de quantification est en effet répartie uniformément sur la bande de Nyquist ($-f_e/2 \rightarrow f_e/2$), d'où :

$$DSP = \frac{q^2}{12 \cdot f_e} \rightarrow \frac{q^2}{12 k f_e}$$

Le SNR devient donc :

$$SNR(dB) = 6,02 \cdot n + 1,76 + 10 \cdot \log_{10} k$$

Ainsi, un facteur de sur-échantillonnage de 4 permet de gagner 6dB sur le SNR, l'équivalent d'un bit en plus. Un facteur de sur-échantillonnage de 16 permet de gagner 12dB sur le SNR, l'équivalent de 2 bits en plus...

2. concevoir un filtre anti-repliement moins contraint.

La fréquence d'échantillonnage étant en effet fixée à $k f_{max}/2$, le filtre est plus simple à réaliser que pour $f_{max}/2$.

Dans le domaine de l'audio, on filtrerait par exemple à 3,528MHz au lieu de 22,050kHz!

Le fonctionnement d'un convertisseur Sigma-Delta varie selon les structures utilisées, mais les grands principes sont :

1. un intégrateur \rightarrow calcul de la valeur moyenne;
2. un comparateur \rightarrow annulation de la valeur moyenne;
3. signal d'entrée V_e et de retour V_r à la valeur moyenne identique;
4. V_r sur-échantillonné d'un facteur k par rapport à V_e donc la valeur moyenne de V_r sur k valeurs correspond à la valeur instantanée de V_e ;
5. le filtre numérique traduit V_r en bits, tout en sous-échantillonnant pour revenir à une fréquence f_e proche de $2 f_{max}$.

Le principal inconvénient des convertisseurs Sigma-Delta réside dans leur limite en vitesse de conversion (100kéch/s), dû au sur-échantillonnage. Ils peuvent par ailleurs atteindre des résolutions de 24 à 32 bits.

Domaines d'applications : mesure, régulation ou asservissement de systèmes...

2 Travaux Dirigés

2.1 Mesure de force par capteur de type « pancake »

On prévoit de réaliser une machine permettant de faire des mesures de résistance en traction et de limite de rupture sur des matériaux. Pour cela, on utilise un capteur de force placé mécaniquement en série avec l'échantillon à étudier. La machine doit pouvoir exercer un effort maximum de $7000N$.

La documentation technique du capteur choisi (Sensy gamme 296x) est donnée en annexe.

Q1. De quel type de capteur s'agit-il ici : actif ou passif ? Simple ou composite ? Justifier vos réponses.

Q2. Quel modèle de capteur et quelle étendue de mesure faut-il ici choisir pour notre application ?

Quelle est la température nominale d'utilisation du capteur choisi ?

Sur quels éléments du capteurs la température a-t-elle une influence ?

Est-il possible d'utiliser notre capteur à $T = 50^{\circ}C$?

Quelle peut être la conséquence si je stocke le capteur à $T = -80^{\circ}C$?

Q3. Quel est le signal de sortie du capteur à $T = 23^{\circ}C$ pour la force maximale de la machine ? Tracer la courbe d'étalonnage théorique du capteur, à $23^{\circ}C$.

Notre capteur est-il adapté à la mesure d'une force de $10000N$? Développer votre réponse.

Même question pour une force de $30000N$.

Q4. Dans la suite des questions, on se placera toujours dans le pire cas possible.

Résumé de cours :

quand un signal ou une mesure est affecté par plusieurs types d'erreur, le calcul de l'erreur maximale se fait en ajoutant la valeur absolue de chacune des erreurs, exprimée dans la même unité.

$$\varepsilon_{max} = |\varepsilon_1| + |\varepsilon_2| + |\varepsilon_3| \dots$$

On mesure à $23^{\circ}C$ un signal de sortie $V_s = 12mV$. A quelle force ce signal correspond-il ?

En prenant en compte la tolérance sur la sensibilité, calculer l'intervalle dans lequel se situe réellement la force mesurée.

Définir l'erreur de non-linéarité et l'erreur d'hystérésis.

En cumulant l'ensemble des erreurs, calculer alors l'incertitude absolue sur la mesure. En déduire le véritable intervalle dans lequel se trouve la mesure et l'erreur relative maximale. Cette erreur vous paraît-elle acceptable ?

Q5. On s'intéresse dans cette question uniquement aux effets de la température

Définir la dérive thermique de la sensibilité et du zéro.

La température s'élève maintenant à 43° . On mesure une force de $4500N$. Quel est le signal de sortie, sans tenir compte des dérives thermiques ?

Quelle incertitude absolue apporte la dérive thermique du zéro ? Quelle incertitude absolue apporte la dérive thermique de la sensibilité ?

Calculer alors l'incertitude absolue et relative maximale. Cette valeur est-elle acceptable ?

Q6. Que signifie la ligne « classe de précision » ?

Que signifie classe de protection IP66 ?

Que signifie « RoHS Compliant » ?

2.2 Etude complète accéléromètre

Exercice issu d'un document de B. Velay (IUT Saint Nazaire).

L'objectif de ce TD est de faire l'étude complète d'un accéléromètre de type MEMS (ADXL103-203) : étude mécanique, puis étude du conditionnement électronique.

2.2.1 Etude mécanique du fonctionnement d'un capteur un axe

L'accéléromètre étudié est modélisé par un mobile de masse m , posé sur un support horizontal, et pouvant se déplacer le long de l'axe (Ox) (modélisation unidimensionnelle). Le mobile est relié au support par 2 systèmes ressort/amortisseur décrivant le comportement mécanique des éléments du capteur MEMS (constante de raideur k et coefficient de frottement f). On note x_c la position du centre de masse du mobile et x_b sa position au repos par rapport au support. Le mobile subit les effets de l'accélération $a(t)$ du support, d'où un déplacement $L(t) = x_c - x_b$ positif ou négatif. Le rôle de ce système est justement de permettre la mesure de cette accélération, via le déplacement L .

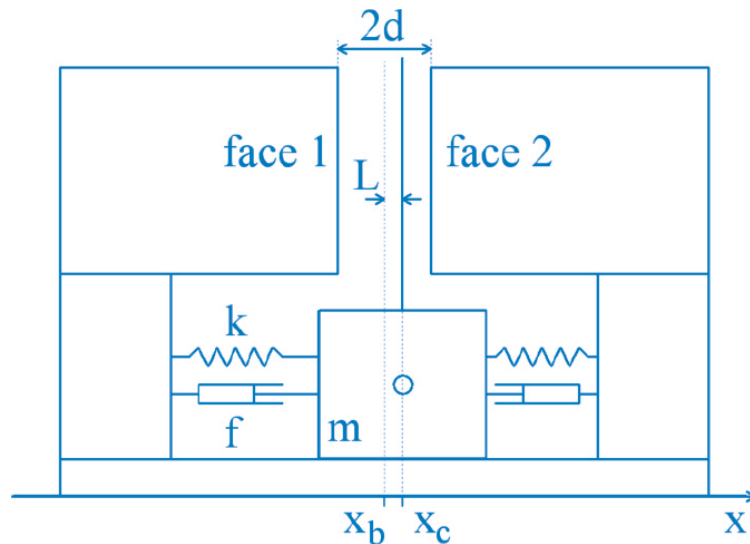


FIGURE 17 – Modélisation mécanique

Q1. Faire l'inventaire des forces s'appliquant sur le mobile et exprimer chacune d'elle notamment en fonction de x_c , x_b , m , k et f .

Q2. En appliquant le Principe Fondamental de la Dynamique en projection sur l'axe (Ox) , donner l'équation différentielle suivie par x_c .

Q3. A l'aide d'un changement de variable et en considérant que $\frac{d^2}{dt^2} x_b(t) = a(t)$, où $a(t)$ est l'accélération (à mesurer) du support par rapport au sol, montrer que :

$$\frac{d^2 L}{dt^2} + \frac{2f}{m} \frac{dL}{dt} + \frac{2k}{m} L = -a(t) \quad (1)$$

Q4. Pour l'analyse harmonique, on passe ici en notation complexe \underline{L} . Déterminer la fonction de transfert $\underline{H} = \frac{\underline{L}}{\underline{a}}$. De quel type de filtre s'agit-il? Donner son gain statique H_0 , son facteur d'amortissement σ , son facteur de qualité Q et sa pulsation propre ω_0 . Tracer le diagramme de Bode asymptotique de ce filtre.

A l'aide de la documentation de l'ADXL-103/203, identifier la fréquence propre mécanique de l'accéléromètre et vérifier le type de filtre (résonant ou non-résonant ?) Tracer le diagramme de Bode réel.

Q5. Quel est la sensibilité statique de ce système ? Même question pour la sensibilité dynamique. Est-ce que cela correspond aux données de la *datasheet* ? Pourquoi ?

Mesurer le déplacement L des lamelles du capteur revient donc à mesurer l'accélération, si celle-ci est constante ou lentement variable ($\omega \ll \omega_0$) :

$$L \approx -\frac{m}{2k} a(t) \tag{2}$$

2.2.2 Etude du conditionnement électronique du capteur

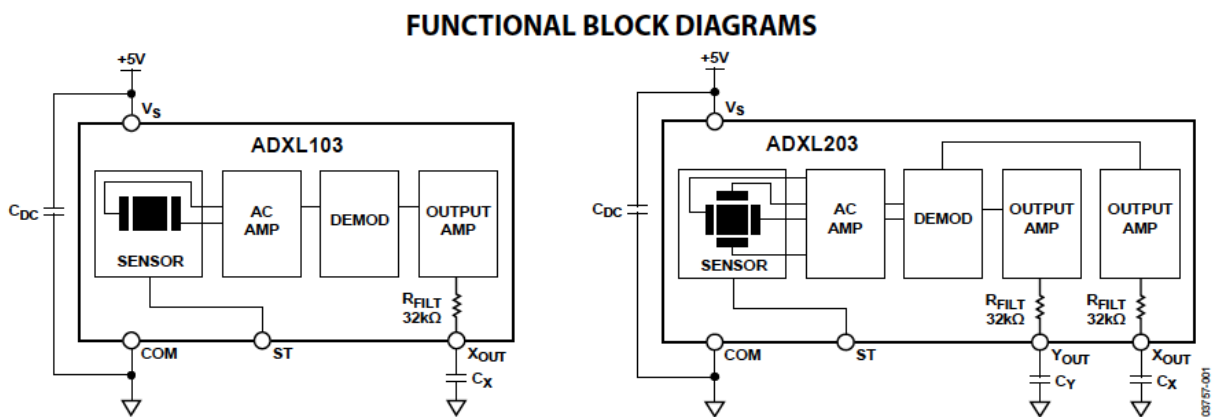


Figure 1.

FIGURE 18 – Modélisation fonctionnelle

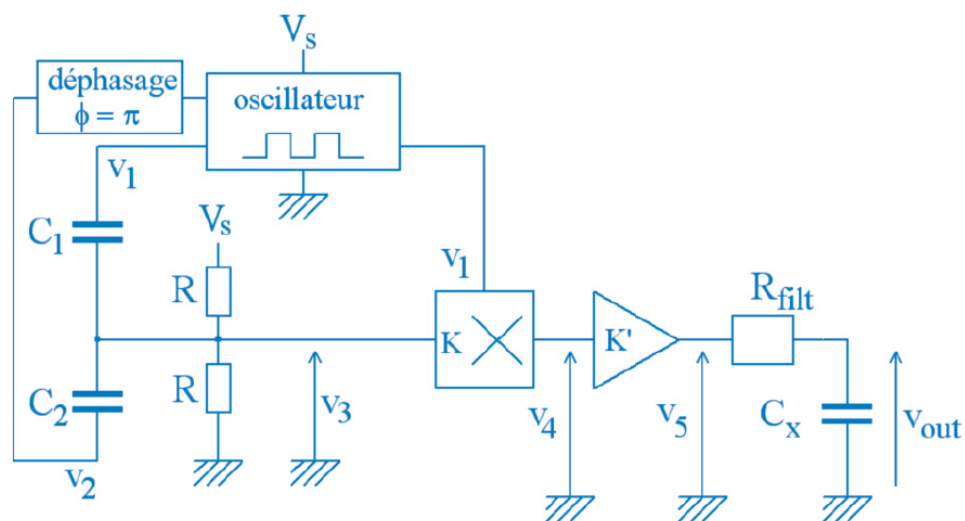


FIGURE 19 – Modélisation détaillée

Comme le montre la figure 17, le mobile, solidaire d'une lame, peut se déplacer entre les faces 1 et 2. Cela définit donc deux capacités C_1 et C_2 dont la valeur dépend notamment du déplacement L .

L'oscillateur de la figure 19 génère un signal créneau de fréquence f_H notée $V_1(t)$. Cette tension a pour niveau bas $0V$ et pour niveau haut $V_S = 5V$. $V_2(t)$ est obtenue par inversion logique de $V_1(t)$.

Q6. Entourer sur la figure 19 les différents blocs fonctionnels de la figure 18.

Q7. On se place dans l'approximation du premier harmonique (justifiée ultérieurement). Donner l'expression de $V_1(t)$ et $V_2(t)$.

Q8. On suppose que le multiplieur de gain K a une forte impédance d'entrée Z_e (plusieurs $M\Omega$). Que peut-on en déduire sur le courant d'entrée i_e de ce multiplieur ?

A l'aide de la loi des noeuds, montrer que l'équation différentielle respectée par $V_3(t)$ est :

$$\frac{dV_3(t)}{dt} + \frac{V_3(t)}{\tau} = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \omega V_1 \cos(\omega t) + \frac{V_S}{2\tau} \quad (3)$$

avec $\tau = \frac{R}{2}(C_1 + C_2)$

Q9. Justifier que la solution de cette équation différentielle est du type : $V_3(t) = A.e^{-t/\tau} + B.\sin(\omega t + \varphi) + \frac{V_S}{2}$.

Le premier terme correspond à la réponse libre. Les deux autres termes correspondent à une solution particulière. Le théorème de superposition permet de chercher séparément la solution du terme constant du second membre de l'équation ($\frac{V_S}{2}$) et la solution du terme harmonique ($\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \omega V_1 \cos(\omega t)$).

En utilisant la notation complexe, proposer une expression pour la solution particulière du terme harmonique (valeur de B et φ).

Pour l'ADXL103-203, la fréquence de l'oscillateur est typiquement $150kHz$. De plus, le temps caractéristique du système τ sera supposé égal à $1ms$ (système de sécurité automobile). On fera donc l'hypothèse $\omega\tau \gg 1$.

Q10. Montrer qu'après $t = 5ms$, la tension $V_3(t)$ peut se mettre sous la forme :

$$V_3(t) = \frac{V_S}{2} + \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} V_1 \sin(\omega t) \quad (4)$$

Q11. On fait l'hypothèse que C_1 et C_2 sont des condensateurs plan, de surface S et dont le matériau isolant a une permittivité diélectrique ϵ . Exprimez C_1 et C_2 en fonction de ϵ , L , d et S . Prouver alors que :

$$V_3(t) = \frac{V_S}{2} - \frac{L}{d} V_1 \sin(\omega t) \quad (5)$$

Q12. On peut remarquer ici que le signal $V_3(t)$ correspond à une porteuse (pulsation ω) modulée en amplitude par un signal informatif ($\frac{L}{d} V_1$) et décalée autour de la tension $\frac{V_S}{2}$.

Les 2 techniques les plus couramment utilisées en démodulation d'amplitude sont la détection d'enveloppe et la détection synchrone, utilisé ici.

Essayons de comprendre pourquoi la première technique n'est pas utilisée ici. Tracer le signal $V_3(t)$ dans le cas $L = 1$ et $L = -1$. Procéder à la démodulation par détection d'enveloppe et tracer pour les deux valeurs de L le signal de sortie. Commentaire ? Quel information essentielle perd-on par cette technique ? (qui explique sa non-utilisation) Ce point est-il confirmé dans la *datasheet* ?

Exprimer la tension de sortie du multiplieur, notée $V_4(t)$, en linéarisant le terme \sin^2 .

Q13. Outre l'amplification du signal, quelle est l'utilité de l'amplificateur de gain K' ? Exprimer la tension $V_5(t)$.

Q14. Le filtrage passe-bas de la démodulation synchrone est assuré par le filtre passe-bas du première ordre constitué de la résistance R_{filt} et de la capacité C_x .

Chercher dans la *datasheet* la valeur de R_{filt} et la valeur minimale de C_x . Quel est le temps caractéristique τ du filtre et son temps de réponse à 5%? Ces valeurs semblent-elles cohérentes?

Quelle est la fréquence de coupure du filtre? Estimer alors de quelle facteur est atténué la partie « parasite » du signal $V_5(t)$, par rapport à la partie utile. Le filtre passe-bas joue-t-il bien son rôle?

Déduire de l'ensemble des questions précédentes que $V_{out}(t)$ peut se mettre sous la forme suivante :

$$V_{out}(t) = KK' \frac{V_S^2}{4} + KK' \frac{m}{4kd} V_1^2 a(t) \quad (6)$$

Q15. La tension de sortie d'un capteur se met « classiquement » sous la forme : $V_{out} = V_0 + S.a$, où a représente la grandeur à mesurer. Identifier les paramètres V_0 et S dans l'équations ci-dessus. Que représentent ces paramètres? A l'aide de la *datasheet* fournie, indiquer les valeurs numériques de ces paramètres.

Quelle est par ailleurs l'étendue de mesure minimale du capteur? Calculer à l'aide des paramètres précédents la tension de sortie maximale du capteur. Avec quel paramètre de la *datasheet* faut-il comparer cette valeur? Le résultat est-il cohérent?

2.3 Chaîne de mesure d'un capteur de pression

L'objectif de ce problème est de concevoir une chaîne de mesure d'une pression variant entre 0 et 1,2 bar.

2.3.1 Etude d'un amplificateur d'instrumentation

Q1. On s'intéresse au montage de la figure 20.

Calculer la tension de sortie V_s . On supposera les amplificateurs opérationnels idéaux et en régime linéaire.

Quelle est la condition sur les résistances, exprimée sous forme d'une égalité de rapport de résistances, pour obtenir un amplificateur différentiel parfait ($A_{mc} = 0$) ?

Donner alors le gain différentiel A_d de ce montage. Quel est le TRMC théorique de ce montage ?

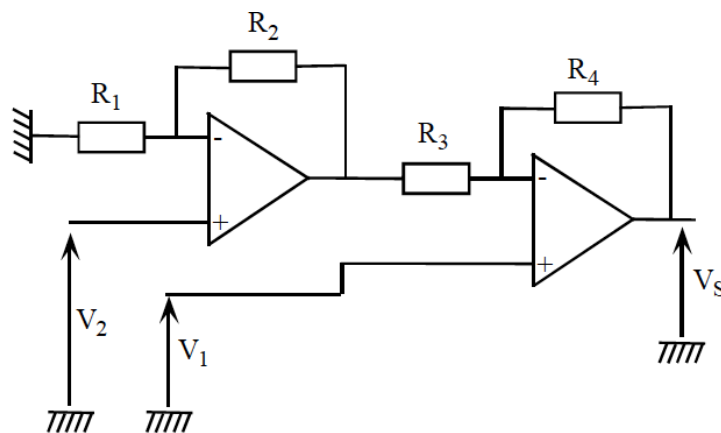


FIGURE 20 – Amplificateur différentiel

Q2. Pour étudier l'influence de la tolérance des résistances, on considère le schéma de la figure 21.

On attaque ce montage avec une tension de mode commun pur notée V_{ec} . Calculer la tension de sortie V_s en fonction de V_{ec} , en utilisant la relation sur les valeurs nominales des résistances définie précédemment.

Calculer le taux de réjection du mode commun (TRMC) pour le montage étudié, celui-ci n'étant dû qu'à la tolérance des résistances.

Faire l'application numérique avec les valeurs données ci-dessous. Commentaire ?

Application numérique : $A_d = 100$, tolérance des résistances : 1%.

Q3. On s'intéresse à présent au montage de la figure 22

Après calcul, on obtient :

$$V_s = \left(\frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4}{R_5} + \frac{R_2 R_4}{R_3 R_5} + 1 \right) V_1 - \left(\frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4}{R_5} + \frac{R_2 R_4}{R_3 R_5} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \right) V_2$$

Que devient cette expression lorsque $R_1 = R_4$ et $R_2 = R_3$? Donner alors le gain différentiel A_d du montage.

Quel est le rôle de la résistance R_5 ?

En utilisant cette structure pour réaliser un amplificateur d'instrumentation intégré, quelles seraient les résistances que l'on intégrerait dans le silicium et pourquoi ?

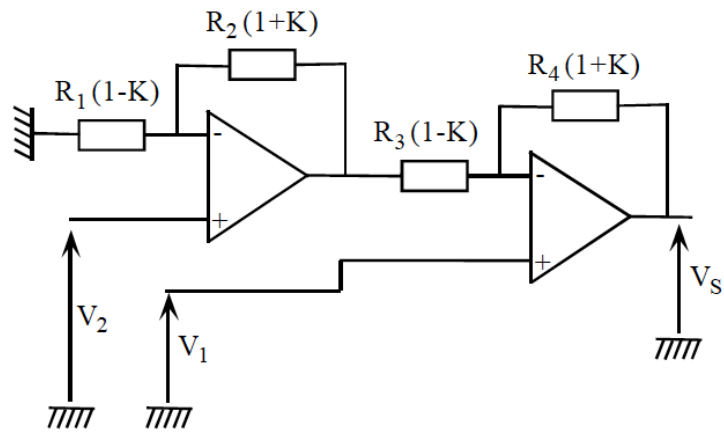


FIGURE 21 – Influence de la tolérance des résistances

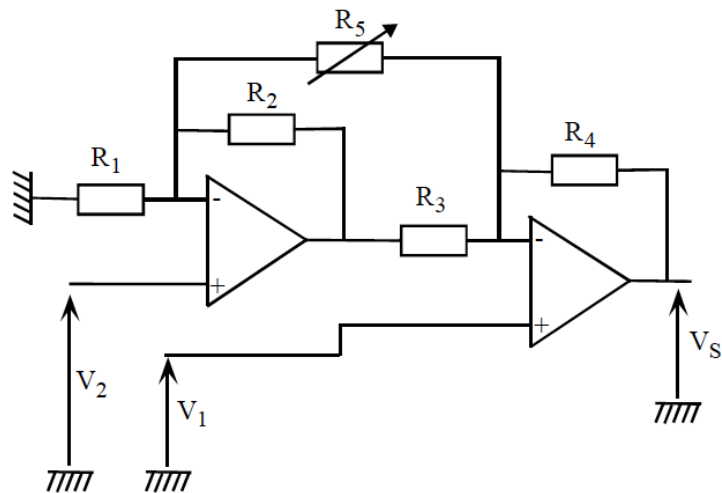


FIGURE 22 – Influence de la résistance R_5

2.3.2 Etude du capteur de pression

Il s'agit du capteur MPX200 de Motorola, monté en capteur de pression absolue. Il est constitué d'une membrane de silicium très mince soumise à la pression à mesurer, sur laquelle est diffusée une jauge de contrainte en forme de X constituée d'une résistance (entre V_s et GND) et de deux bras de mesure ($+V_{out}$ et $-V_{out}$). Quand un courant électrique la traverse, un champ électrique et donc une différence de potentiel apparaissent par piézo-résistivité au bornes du bras de mesure. Cette tension, de faible niveau, varie proportionnellement à la pression exercée sur la membrane et comporte un *offset* non négligeable (cf. *datasheet*). De plus, ce composant présente entre ses bornes 1 et 3 une résistance, notée R_{in} (Z_{in} dans la documentation), qui varie avec la température de la membrane.

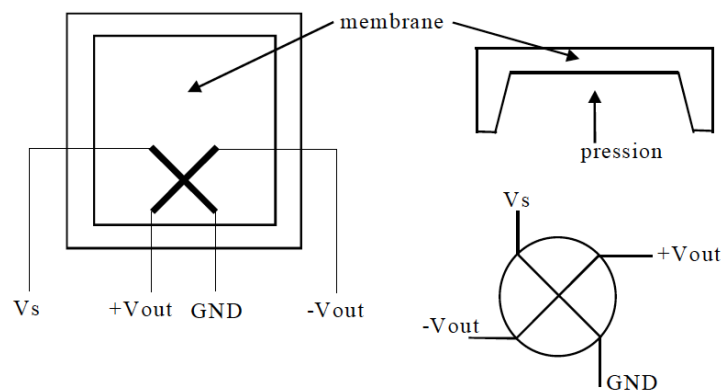


FIGURE 23 – Capteur de pression MPX200

Pour les questions suivantes, le capteur est alimenté sous 3V et sa température est de 25°C : on utilisera donc les valeurs typiques de la documentation.

Q4. Définir la notion de « tension de pleine échelle ». Quelle est la tension de pleine échelle typique de ce capteur ? Dans quel intervalle peut varier cette grandeur ?

En déduire la tension pour la gamme de mesure désirée (0 à 1.2bar).

Q5. Expliquer la valeur de la sensibilité donnée dans la documentation. Ce capteur est-il linéaire ?

Q6. Quelle différence faites-vous entre les données suivantes de la *datasheet* : *Pressure Range*, *Overpressure* et *Burst Pressure* ?

Q7. Quel est le temps de réponse de ce capteur ? Comment est-il défini ?

Ce capteur peut-il être considéré comme « rapide » ? Justifier votre réponse.

2.3.3 Compensation en température de ce capteur

Compensation par résistance en série La compensation est tout d'abord réalisée à l'aide d'une résistance R selon le montage de la figure 24 (*Application Note AN840*).

Q8. A 25°, la résistance R_{in} vaut 425Ω (notée R_{25} dans la suite) et son coefficient de température $\alpha = 2400\text{ppm}/^\circ$.

Donner l'expression de R_{in} en fonction de la température θ .

On ajoute une résistance $R(\theta)$ entre la broche 3 du composant et l'alimentation E (cf. figure 24).

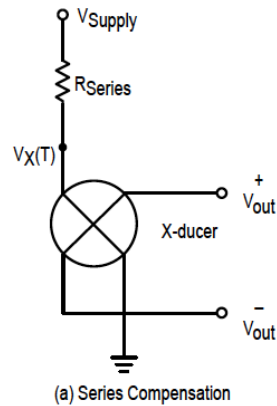


FIGURE 24 – Compensation de la température

Une mesure préalable a montré qu'il faut que : $V_X(\theta) = V_{25}(1 + \beta(\theta - 25))$, avec $\beta = 1920 \text{ ppm}/^\circ$ et $V_{25} = 3 \text{ V}$ pour que la compensation soit réalisée.

Q9. Commenter cette relation.

Déterminer l'expression de $R(\theta)$.

En approchant cette expression au premier ordre afin d'obtenir une relation linéaire en θ , déterminer les caractéristiques du capteur de température résistif $R(\theta)$ en fonction de E , V_{25} , R_{25} , α et β .

Dans le but de simplifier la mise en oeuvre du capteur de pression, on remplace $R(\theta)$ par une résistance fixe R_c . En utilisant l'expression calculée précédemment et en écrivant la condition pour laquelle la résistance est constante, calculer numériquement E puis R_c .

Capteur intelligent L'objectif est d'utiliser un micro-contrôleur afin de réaliser une compensation en température (de 0° à 70°). L'idée est d'utiliser la variation de la résistance R_{in} en fonction de la température.

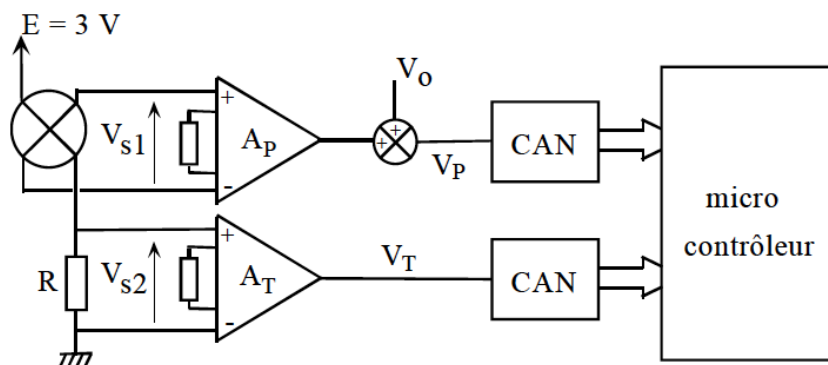


FIGURE 25 – Capteur intelligent

Q10. Etablir la relation donnant V_T en fonction de E , R_{in} , R et A_T , ainsi que son expression approchée lorsque $R \ll R_{in}$.

On étalonne cette chaîne pour deux température ($\theta_1 = 25^\circ$ et $\theta_2 = 70^\circ$), c'est-à-dire qu'on enregistre au niveau du micro-contrôleur les tensions correspondantes, que l'on notera $V_{T_{25}}$ et $V_{T_{70}}$. On notera α le coefficient de température de la résistance R_{in} . Etablir la relation qui permettra au micro-contrôleur

de déterminer la température θ et fonction de V_T , $V_{T_{25}}$ et $V_{T_{70}}$, en utilisant l'expression approchée établie précédemment.

Q11. Afin d'utiliser la dynamique maximum du convertisseur analogique-numérique, on désire obtenir une tension V_p variant entre 0 et 3V, ceci quelles que soient la température et la pression, et en prenant en compte la dispersion des caractéristiques du capteur.

Exprimer la tension V_{S_1} en fonction de la pression (P), de la sensibilité du capteur (notée S) et de sa tension d'offset (V_{off}).

Calculer, en prenant en compte les caractéristiques du capteur (en particulier le coefficient de température de la tension d'offset), la valeur minimale de la tension V_{S_1} pour une pression nulle.

Calculer, de façon similaire mais pour la pression maximale à mesurer, la valeur maximale de la tension V_{S_1} .

En déduire la valeur du gain A_p et de la tension V_0 permettant d'obtenir une tension V_p comprise entre 0 et 3V.

On choisit un convertisseur analogique-numérique 10 bits. Calculer le rapport signal sur bruit de chaîne de mesure permettant d'avoir une erreur due au bruit de $\pm 1/4$ de LSB.

2.4 Mesure de l'accélération de pesanteur

L'objectif de ce TD est d'étudier la faisabilité d'une chaîne de mesure de l'accélération de pesanteur notée g . Cette grandeur dépend du lieu, plus précisément de la latitude, de l'altitude et dans une très faible proportion des structures géologiques sous-jacentes.

L'accélération de pesanteur au niveau de la mer en fonction de la latitude ϕ est donnée par la relation suivante :

$$g(\phi) = g_e \cdot (1 + 5,2884 \cdot 10^{-3} \cdot \sin^2(\phi) - 5,9 \cdot 10^{-6} \cdot \sin^2(2\phi))$$

$g_e = 9,78048 \text{ m/s}^2$ est la valeur de l'accélération de pesanteur à l'équateur ($\phi = 0$).

La mesure est réalisée grâce à une lame rectangulaire (de masse négligeable) et une masse $m = 500 \text{ g}$ placée au bout de cette lame. 2 jauges de déformation J_1 et J_2 sont placées d'un côté de cette lame et 2 autres de l'autre côté (J_3 et J_4) afin de mesurer des variations opposées (cf. figure 26).

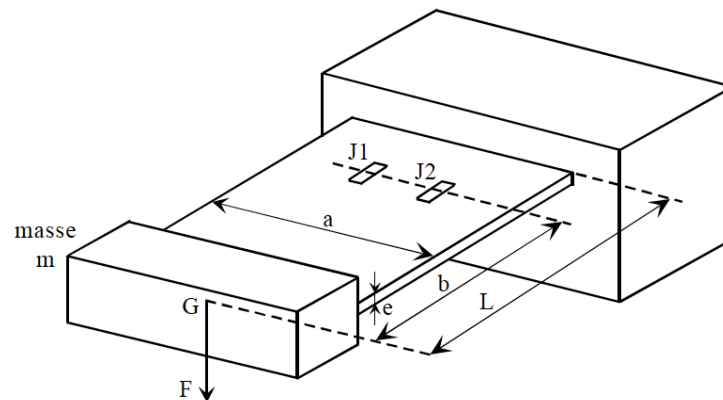


FIGURE 26 – Système de mesure de l'accélération de pesanteur

La déformation superficielle de la lame au niveau des jauges J_1 et J_2 s'exprime par $\epsilon = \frac{6Fb}{Yae^2}$, avec :

- F : force appliquée, exprimée en N
- $Y = 72 \cdot 10^9 \text{ N/m}^2$: module d'Young du matériau
- $L = 10 \text{ cm}$: longueur de la lame
- $e = 1 \text{ mm}$: épaisseur de la lame
- $a = 3 \text{ cm}$: largeur de la lame
- $b = 7 \text{ cm}$: position des jauges

$K = 45$ est le facteur des jauges établissant la proportionnalité en déformation et variation de la résistance électrique : $\frac{\Delta R}{R} = k\epsilon$. $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ est la résistance des jauges au repos.

Le capteur est donc constitué d'une partie mécanique et de 4 jauges montés en pont et alimentés par une tension continue $E = 10 \text{ V}$.

Le capteur, son conditionneur et un convertisseur analogique-numérique forment ainsi la chaîne de mesure. L'objectif est ici de mesurer une accélération de pesanteur comprise entre $9,78 \text{ m/s}^2$ et $9,84 \text{ m/s}^2$, avec une précision de 10^{-4} m/s^2 .

Q1. Justifier cette étendue de mesure.

Q2. Calculer la sensibilité du capteur.

Le conditionneur est conçu et étalonné de façon à obtenir une tension de sortie v_s égale à 1 V pour g égal à $9,78 \text{ m/s}^2$, avec un gain différentiel $A_d = 10$. La tension de référence utilisée pour le CAN est de $2,5 \text{ V}$. La variation maximale de la température ambiante est de 10° .

Q3. Calculer la variation de la tension v_s sur l'étendue de mesure et proposer un schéma pour le conditionneur. En se plaçant à l'équateur, proposer une méthode de calibration de la chaîne de mesure.

Q4. Déterminer la résolution du CAN permettant d'atteindre le cahier des charges.

On choisit un CAN de 19 bits, avec une erreur de non-linéarité différentielle de $\pm 1/2LSB$.

Q5. Calculer la variation de g associée à l'erreur différentielle du CAN.

L'objectif des questions suivantes est de déterminer les caractéristiques du conditionneur pour le mode commun, le bruit et la dérive de sa fonction d'offset (en fonction de la température), pour une valeur de g égale à $9,81 m/s^2$. Autrement dit, on ne prend en compte dans la suite que ces 3 perturbations en faisant en sorte qu'elles produisent une erreur cumulée égale à l'erreur différentielle du CAN.

Q6. Proposer une valeur pour le TRMC.

Proposer une valeur pour le RSB du conditionneur.

Proposer une valeur pour la dérive de la tension d'offset à l'entrée du conditionneur.

Q7. Que pensez-vous de cette chaîne de mesure ?

2.5 Utilisation d'un accéléromètre

On utilise le capteur ADXL320 (documentation à la suite) pour mesurer une accélération (notée γ) que l'on supposera sinusoïdale d'amplitude 3,5g et de fréquence comprise entre 0 et 80Hz. Le capteur est alimenté sous 3V. Il est directement connecté à un convertisseur analogique-numérique, dont la dynamique est égale à 2,5V.

On utilisera les valeurs typiques des caractéristiques du capteur.

Q1. Donner l'expression de la tension sortie du capteur, notée $u(t)$.

Q2. Comment régler la bande passante à $-3dB$ du capteur à la valeur 80Hz ?

Q3. Que représente la relation de la deuxième colonne de la page 12 ?
Commenter le tableau (*table 6*) sur la même page.

Q4. Calculer le rapport signal sur bruit de la tension de sortie du capteur.
En calant le bruit généré par le capteur sur le LSB du convertisseur analogique-numérique, proposer une résolution pour ce convertisseur.

Q5. On choisit un convertisseur analogique-numérique de 9 bits. Quelle est alors la résolution de la mesure, exprimée en g ? Que pensez-vous de cette valeur ?

Q6. On place maintenant l'amplificateur AD623, d'amplification différentielle égale à 2, entre le capteur et le convertisseur.

Quel est l'intérêt de placer un tel amplificateur ?

Quel a été le principal critère de choix de cet amplificateur d'instrumentation ?

Proposer un schéma de câblage.

Cet amplificateur intervient-il dans le rapport signal sur bruit à l'entrée du convertisseur analogique numérique ? Justifier votre réponse.

General purpose JFET single operational amplifiers

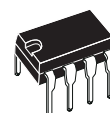
Features

- Wide common-mode (up to V_{CC^+}) and differential voltage range
- Low input bias and offset current
- Output short-circuit protection
- High input impedance JFET input stage
- Internal frequency compensation
- Latch-up free operation
- High slew rate: 16 V/ μ s (typ)

Description

The TL081, TL081A and TL081B are high-speed JFET input single operational amplifiers incorporating well matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

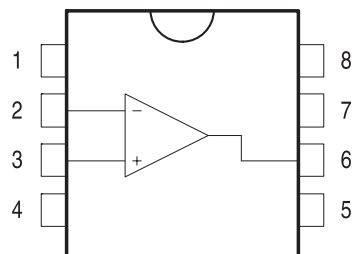


N
DIP8
(Plastic package)



D
SO-8
(Plastic micropackage)

Pin connections (top view)



- 1 - Offset null 1
- 2 - Inverting input
- 3 - Non-inverting input
- 4 - V_{CC^-}
- 5 - Offset null 2
- 6 - Output
- 7 - V_{CC^+}
- 8 - N.C.

1 Schematic diagram

Figure 1. Schematic diagram

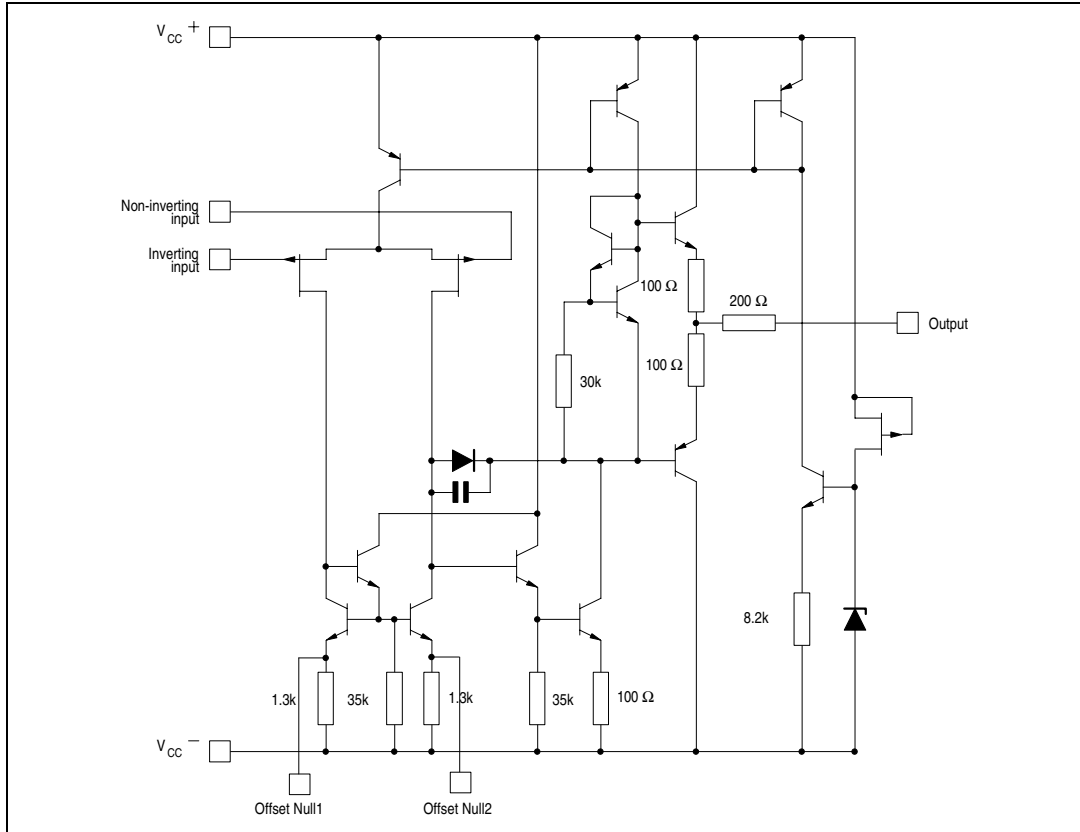
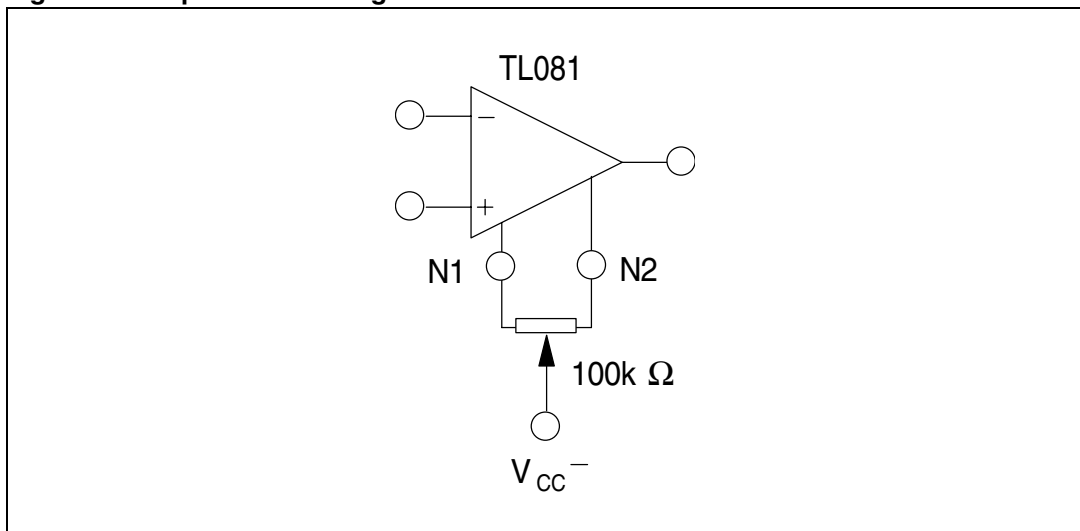


Figure 2. Input offset voltage null circuit



2 Absolute maximum ratings

Table 1. Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	TL081I, AI, BI	TL081C, AC, BC	Unit
V_{CC}	Supply voltage ⁽¹⁾	±18		V
V_{in}	Input voltage ⁽²⁾	±15		V
V_{id}	Differential input voltage ⁽³⁾	±30		V
P_{tot}	Power dissipation	680		mW
	Output short-circuit duration ⁽⁴⁾	Infinite		
T_{stg}	Storage temperature range	-65 to +150		°C
R_{thja}	Thermal resistance junction to ambient ^{(5) (6)}			°C/W
	SO-8	125		
	DIP8	85		
R_{thjc}	Thermal resistance junction to case ^{(5) (6)}			°C/W
	SO-8	40		
	DIP8	41		
ESD	HBM: human body model ⁽⁷⁾	500		V
	MM: machine model ⁽⁸⁾	200		V
	CDM: charged device model ⁽⁹⁾	1.5		kV

- All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC}^+ and V_{CC}^- .
- The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
- Differential voltages are the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
- The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.
- Short-circuits can cause excessive heating and destructive dissipation.
- R_{th} are typical values.
- Human body model: 100 pF discharged through a 1.5kΩ resistor between two pins of the device, done for all couples of pin combinations with other pins floating.
- Machine model: a 200 pF cap is charged to the specified voltage, then discharged directly between two pins of the device with no external series resistor (internal resistor < 5 Ω), done for all couples of pin combinations with other pins floating.
- Charged device model: all pins plus package are charged together to the specified voltage and then discharged directly to the ground.

Table 2. Operating conditions

Symbol	Parameter	TL081I, AI, BI	TL081C, AC, BC	Unit
V_{CC}	Supply voltage range	6 to 36		V
T_{oper}	Operating free-air temperature range	-40 to +105	0 to +70	°C

3 Electrical characteristics

Table 3. $V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL081I, AC, AI, BC, BI			TL081C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input offset voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$		3	10		3	10	mV
	TL081		3	6				
	TL081A		1	3				
	TL081B			13			13	
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$			7			5	
DV_{io}	Input offset voltage drift		10			10		$\mu V/^{\circ}C$
I_{io}	Input offset current ⁽¹⁾ $T_{amb} = +25^{\circ}C$		5	100		5	100	pA nA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$			4			10	
I_{ib}	Input bias current ⁽¹⁾ $T_{amb} = +25^{\circ}C$		20	200		20	400	nA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$			20			20	
A_{vd}	Large signal voltage gain ($R_L = 2k\Omega$, $V_o = \pm 10V$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$	50	200		25	200		V/mV
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	25			15			
SVR	Supply voltage rejection ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$	80	86		70	86		dB
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80			70			
I_{CC}	Supply current, no load $T_{amb} = +25^{\circ}C$		1.4	2.5		1.4	2.5	mA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$			2.5			2.5	
V_{icm}	Input common mode voltage range	± 11	+15 -12		± 11	+15 -12		V
CMR	Common mode rejection ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$	80	86		70	86		dB
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80			70			
I_{os}	Output short-circuit current $T_{amb} = +25^{\circ}C$	10	40	60	10	40	60	mA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	10		60	10		60	
$\pm V_{opp}$	Output voltage swing $T_{amb} = +25^{\circ}C$	10	12		10	12		V
	$R_L = 2k\Omega$	12	13.5		12	13.5		
	$R_L = 10k\Omega$	10			10			
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	12			12			
SR	Slew rate ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain	8	16		8	16		V/ μs

Table 3. $V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$ (unless otherwise specified) (continued)

Symbol	Parameter	TL081I, AC, AI, BC, BI			TL081C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
t_r	Rise time ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		0.1			0.1		μs
K_{ov}	Overshoot ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		10			10		%
GBP	Gain bandwidth product ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $F = 100kHz$	2.5	4		2.5	4		MHz
R_i	Input resistance		10^{12}			10^{12}		Ω
THD	Total harmonic distortion ($T_{amb} = +25^{\circ}C$), $F = 1kHz$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $A_v = 20dB$, $V_o = 2V_{pp}$		0.01			0.01		%
e_n	Equivalent input noise voltage $R_S = 100\Omega$, $F = 1kHz$		15			15		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
ϕ_m	Phase margin		45			45		degrees

1. The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every $10^{\circ}C$ increase in the junction temperature.

Figure 3. Maximum peak-to-peak output voltage versus frequency

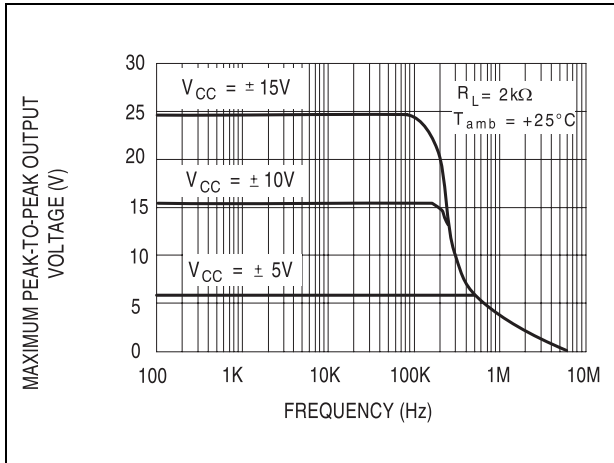


Figure 4. Maximum peak-to-peak output voltage versus frequency

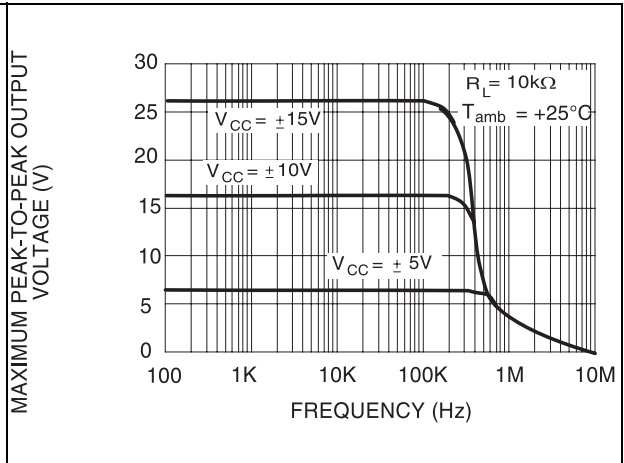


Figure 5. Maximum peak-to-peak output voltage versus frequency

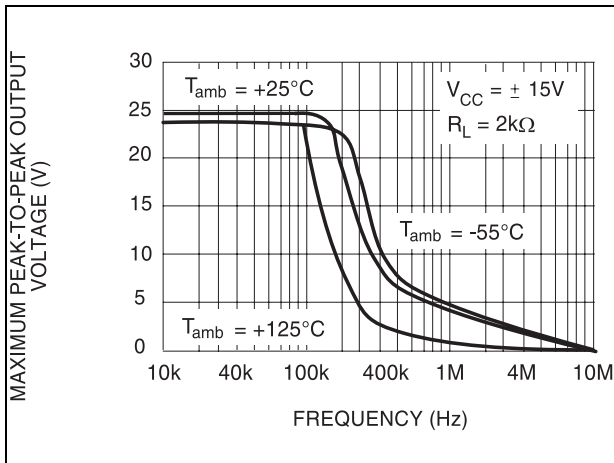


Figure 6. Maximum peak-to-peak output voltage versus free air temperature

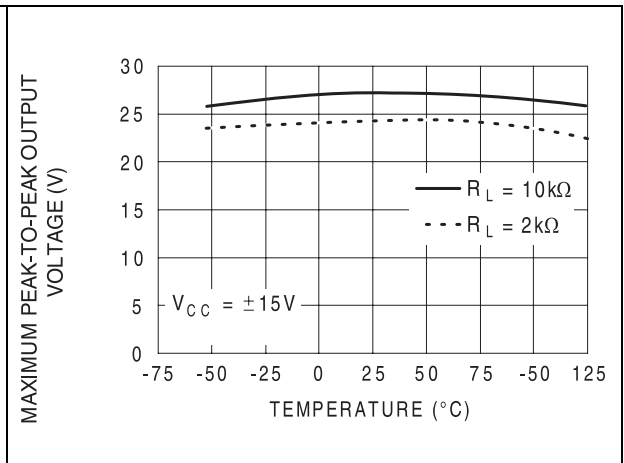


Figure 7. Maximum peak-to-peak output voltage versus load resistance

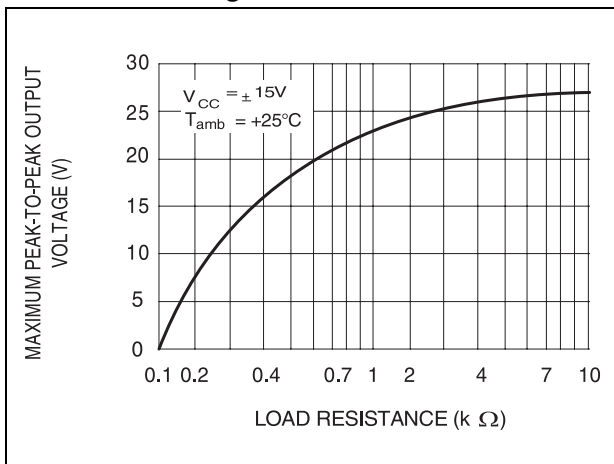


Figure 8. Maximum peak-to-peak output voltage versus supply voltage

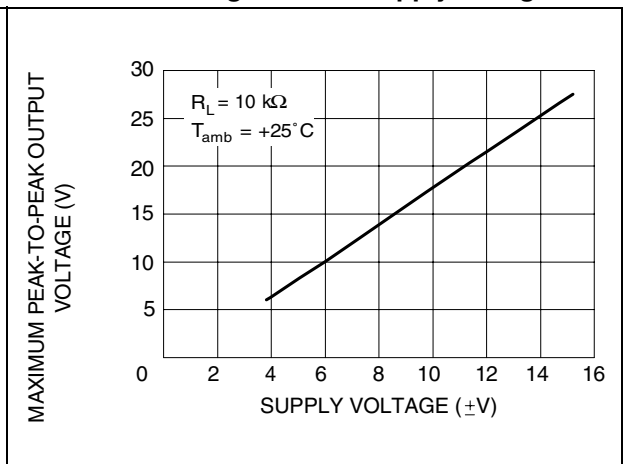


Figure 9. Input bias current versus free air temperature

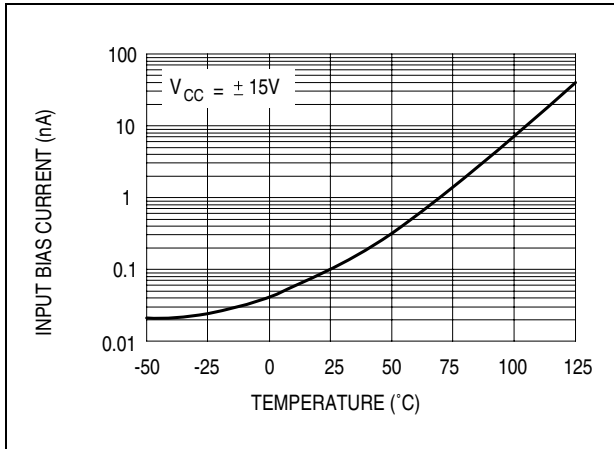


Figure 10. Large signal differential voltage amplification versus free air temp

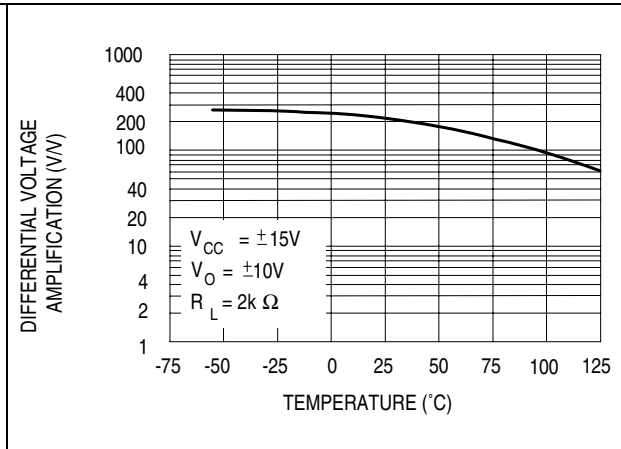


Figure 11. Large signal differential voltage amplification and phase shift versus frequency

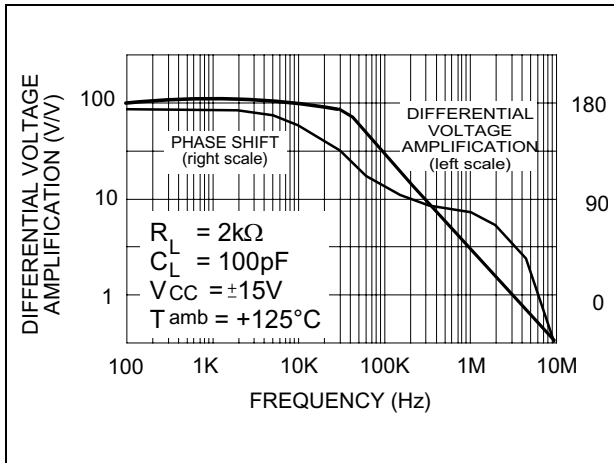


Figure 12. Total power dissipation versus free air temperature

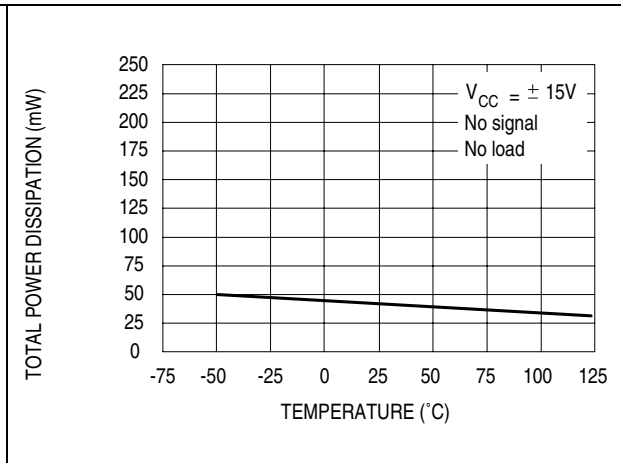


Figure 13. Supply current per amplifier versus free air temperature

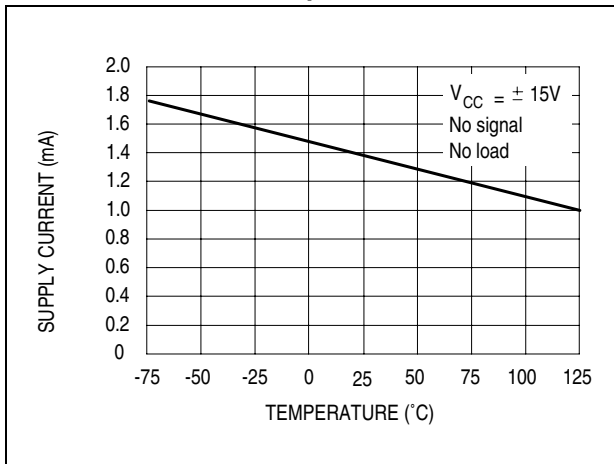


Figure 14. Supply current per amplifier versus supply voltage

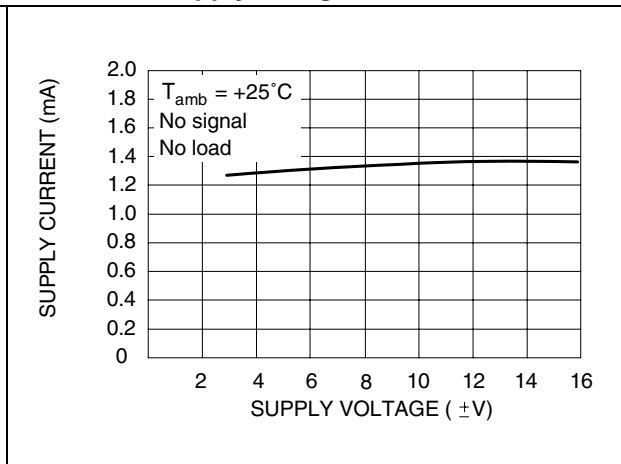


Figure 15. Common mode rejection ratio versus free air temperature

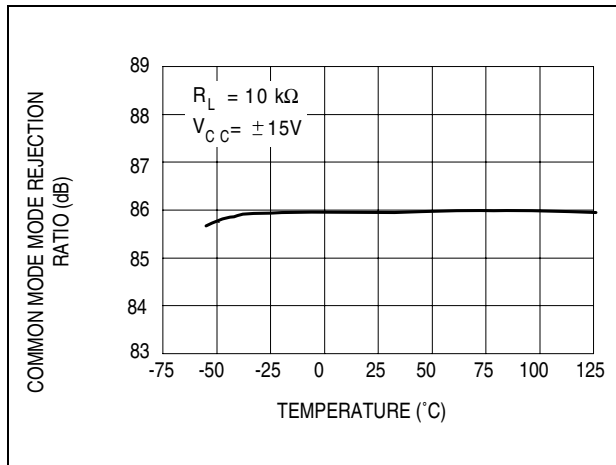


Figure 16. Equivalent input noise voltage versus frequency

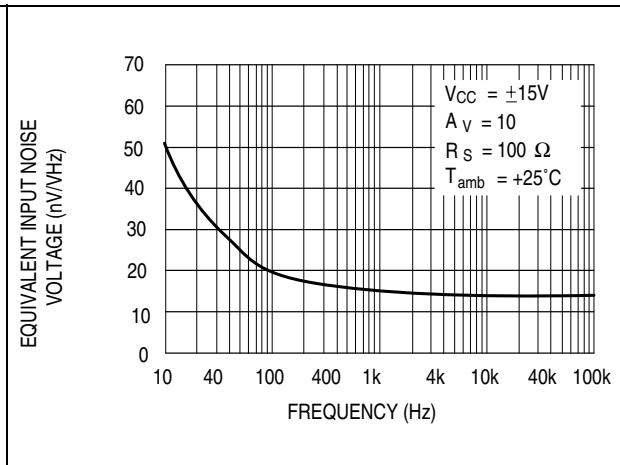


Figure 17. Output voltage versus elapsed time

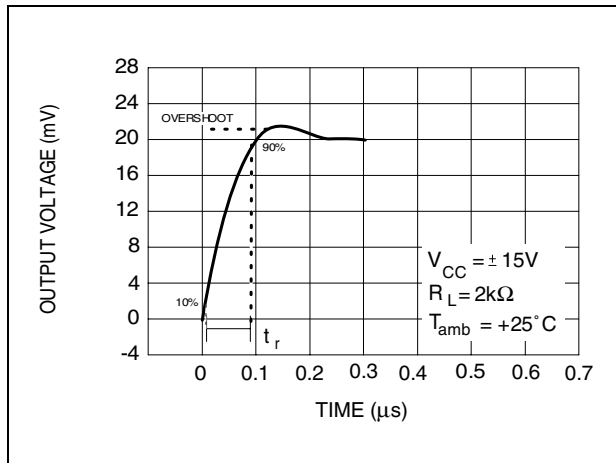


Figure 18. Total harmonic distortion versus frequency

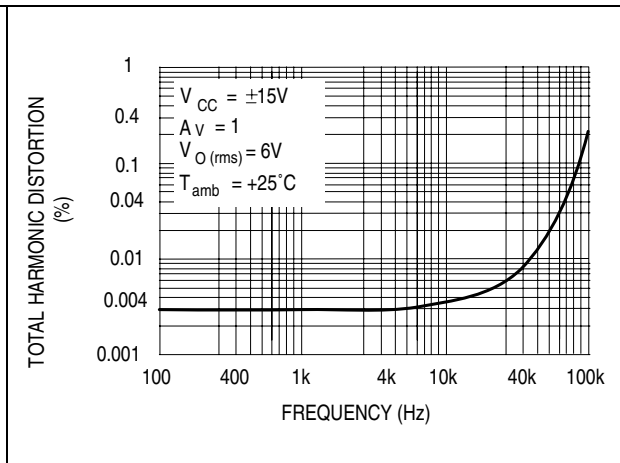
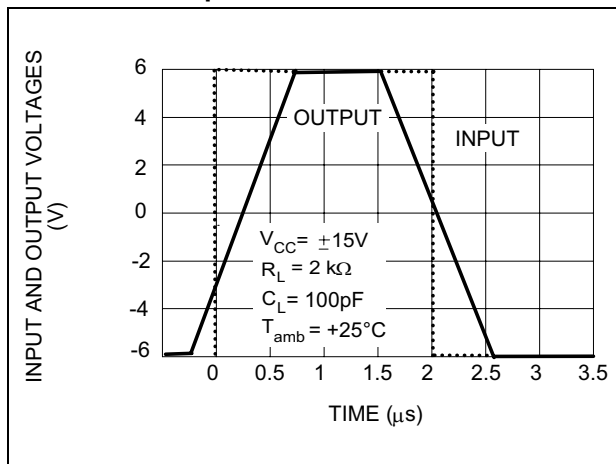


Figure 19. Voltage follower large signal pulse response



4 Parameter measurement information

Figure 20. Voltage follower

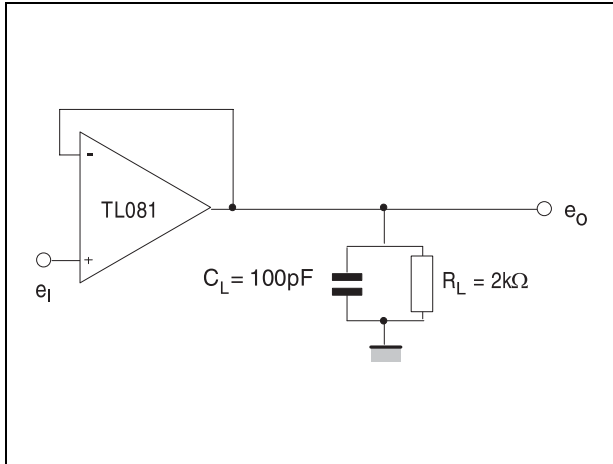
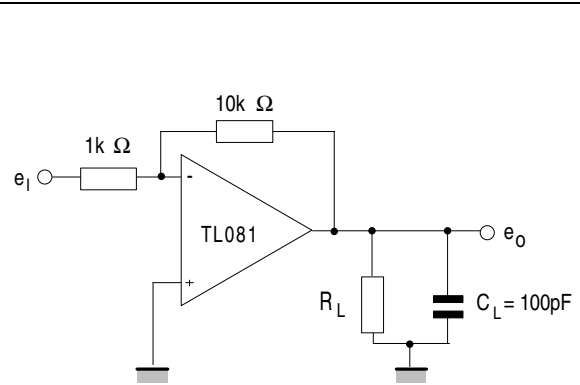


Figure 21. Gain-of-10 inverting amplifier



5 Typical applications

Figure 22. 0.5 Hz square wave oscillator

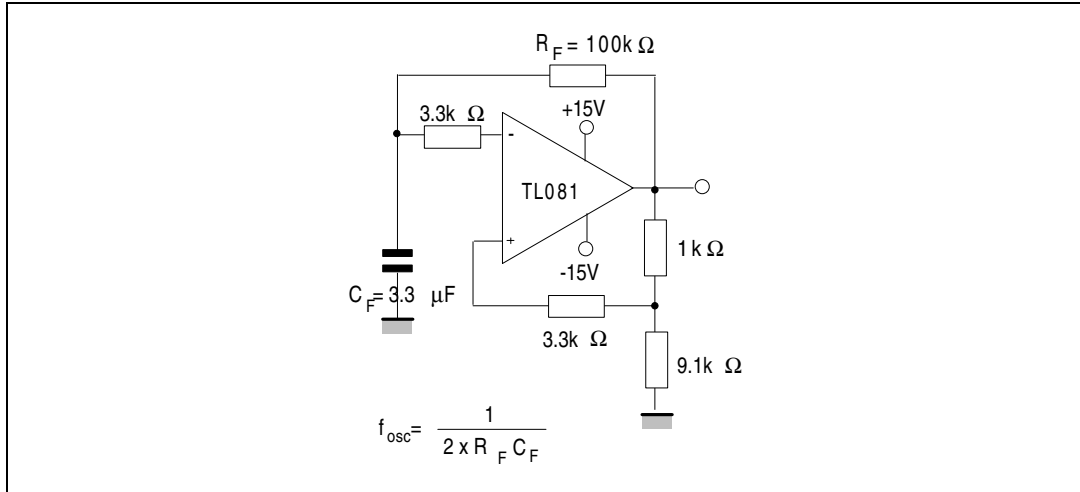
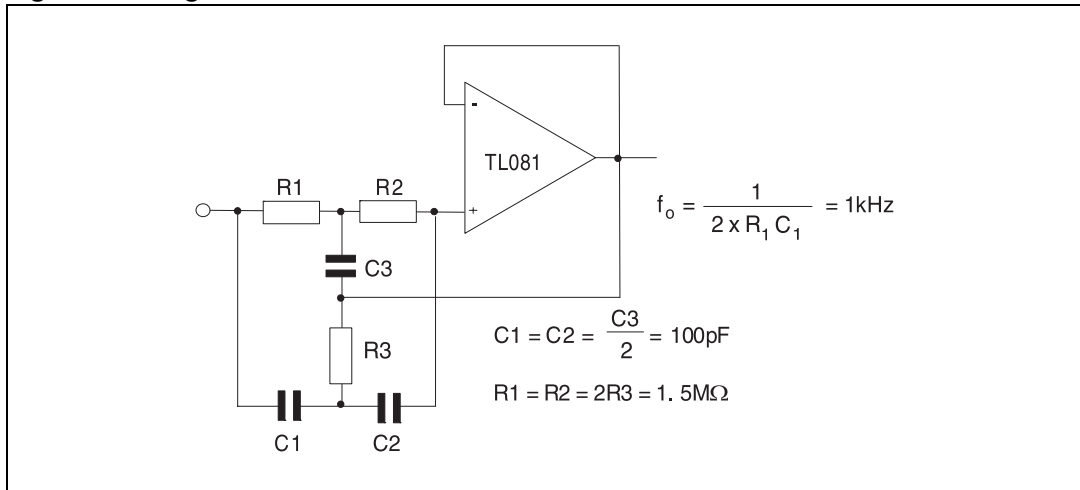


Figure 23. High Q notch filter



6 Package information

In order to meet environmental requirements, ST offers these devices in ECOPACK® packages. These packages have a lead-free second level interconnect. The category of second level interconnect is marked on the package and on the inner box label, in compliance with JEDEC Standard JESD97. The maximum ratings related to soldering conditions are also marked on the inner box label. ECOPACK is an ST trademark. ECOPACK specifications are available at: www.st.com.

6.1 DIP 8 package information

Figure 24. DIP8 package mechanical drawing

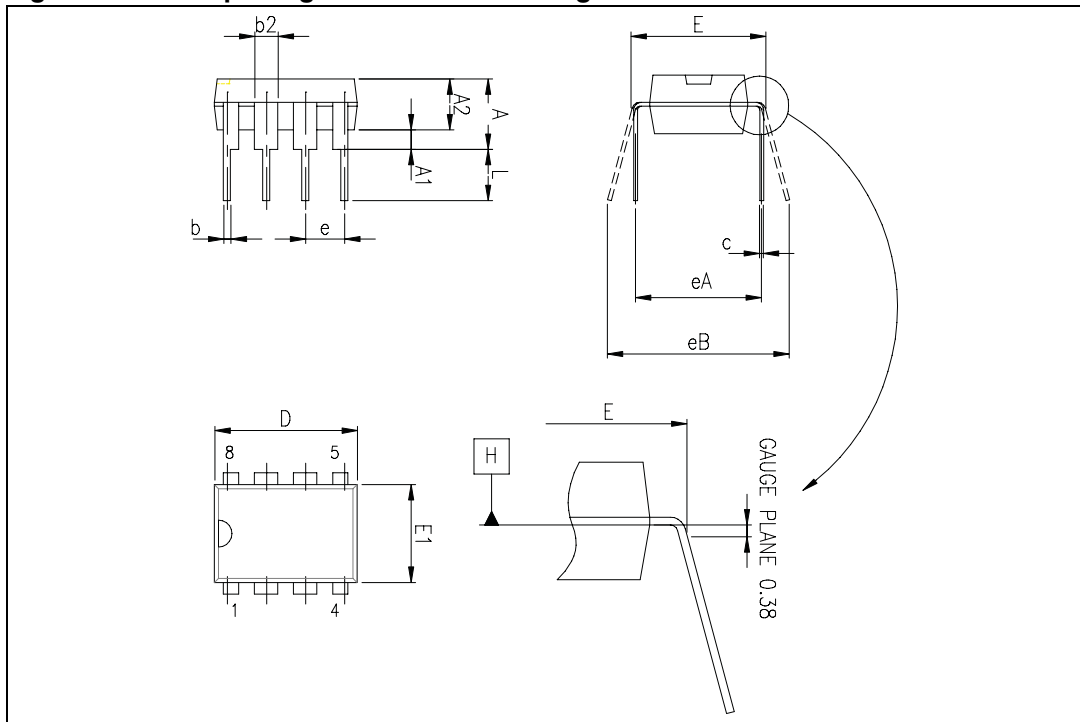


Table 4. DIP8 package mechanical data

Ref.	Dimensions					
	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			5.33			0.210
A1	0.38			0.015		
A2	2.92	3.30	4.95	0.115	0.130	0.195
b	0.36	0.46	0.56	0.014	0.018	0.022
b2	1.14	1.52	1.78	0.045	0.060	0.070
c	0.20	0.25	0.36	0.008	0.010	0.014
D	9.02	9.27	10.16	0.355	0.365	0.400
E	7.62	7.87	8.26	0.300	0.310	0.325
E1	6.10	6.35	7.11	0.240	0.250	0.280
e		2.54			0.100	
eA		7.62			0.300	
eB			10.92			0.430
L	2.92	3.30	3.81	0.115	0.130	0.150

6.2 SO-8 package information

Figure 25. SO-8 package mechanical drawing

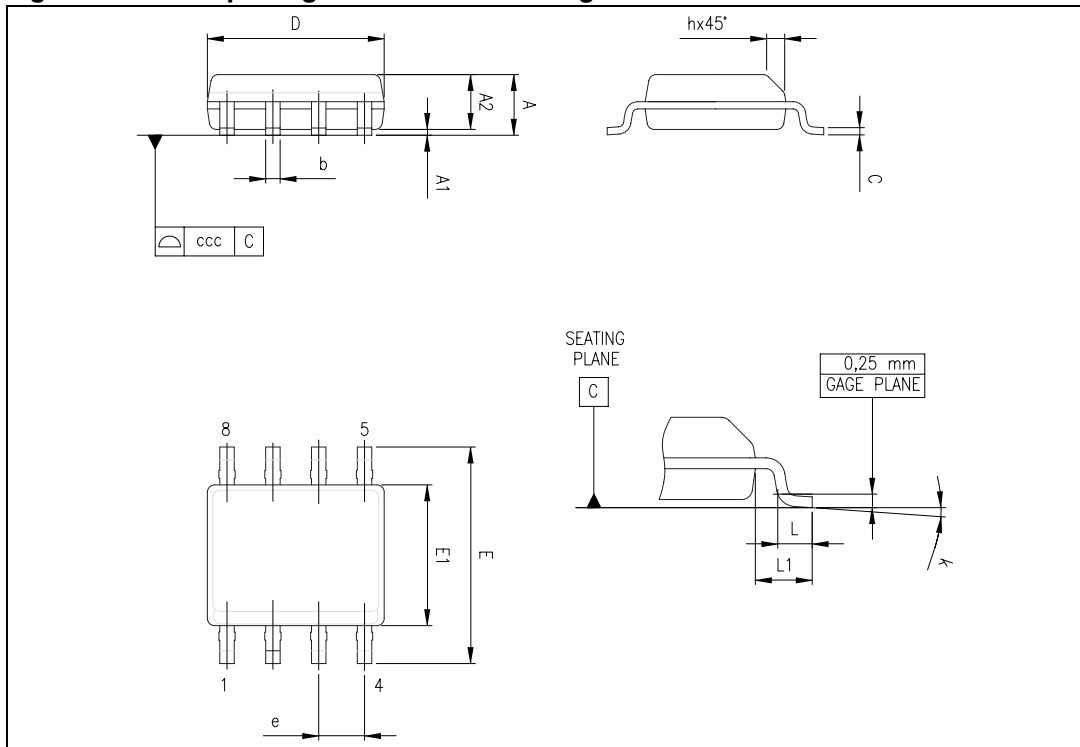


Table 5. SO-8 package mechanical data

Ref.	Dimensions					
	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.75			0.069
A1	0.10		0.25	0.004		0.010
A2	1.25			0.049		
b	0.28		0.48	0.011		0.019
c	0.17		0.23	0.007		0.010
D	4.80	4.90	5.00	0.189	0.193	0.197
E	5.80	6.00	6.20	0.228	0.236	0.244
E1	3.80	3.90	4.00	0.150	0.154	0.157
e		1.27			0.050	
h	0.25		0.50	0.010		0.020
L	0.40		1.27	0.016		0.050
k	1°		8°	1°		8°
ccc			0.10			0.004

7 Ordering information

Table 6. Order codes

Order code	Temperature range	Package	Packing	Marking
TL081IN TL081AIN TL081BIN	-40°C, +105°C	DIP8	Tube	TL081IN TL081AIN TL081BIN
TL081ID/IDT TL081AID/AIDT TL081BID/BIDT		SO-8	Tube or tape & reel	081I 081AI 081BI
TL081IYD/DT ⁽¹⁾ TL081AIYD/DT ⁽¹⁾ TL081BIYD/DT ⁽¹⁾		SO-8 (Automotive grade)	Tube or tape & reel	081IY 081AIY 081BIY
TL081CN TL081ACN TL081BCN	0°C, +70°C	DIP8	Tube	TL081CN TL081ACN TL081BCN
TL081CD/CDT TL081ACD/ACDT TL081BCD/BCDT		SO-8	Tube or tape & reel	081C 081AC 081BC

1. Qualification and characterization according to AEC Q100 and Q003 or equivalent, advanced screening according to AEC Q001 & Q 002 or equivalent are on-going.

8 Revision history

Table 7. Document revision history

Date	Revision	Changes
30-Apr-2001	1	Initial release.
27-Jul-2007	2	Added values for R_{thja} and R_{thjc} in Table 1: Absolute maximum ratings . Added Table 2: Operating conditions . Added automotive grade part numbers in Table 6: Order codes . Format update.
27-Jun-2008	3	Removed information concerning military temperature range (TL081Mx, TL081AMx, TL081BMx). Added missing order codes for automotive grade products and updated footnote in Table 6: Order codes .

Please Read Carefully:

Information in this document is provided solely in connection with ST products. STMicroelectronics NV and its subsidiaries ("ST") reserve the right to make changes, corrections, modifications or improvements, to this document, and the products and services described herein at any time, without notice.

All ST products are sold pursuant to ST's terms and conditions of sale.

Purchasers are solely responsible for the choice, selection and use of the ST products and services described herein, and ST assumes no liability whatsoever relating to the choice, selection or use of the ST products and services described herein.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted under this document. If any part of this document refers to any third party products or services it shall not be deemed a license grant by ST for the use of such third party products or services, or any intellectual property contained therein or considered as a warranty covering the use in any manner whatsoever of such third party products or services or any intellectual property contained therein.

UNLESS OTHERWISE SET FORTH IN ST'S TERMS AND CONDITIONS OF SALE ST DISCLAIMS ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTY WITH RESPECT TO THE USE AND/OR SALE OF ST PRODUCTS INCLUDING WITHOUT LIMITATION IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE (AND THEIR EQUIVALENTS UNDER THE LAWS OF ANY JURISDICTION), OR INFRINGEMENT OF ANY PATENT, COPYRIGHT OR OTHER INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT.

UNLESS EXPRESSLY APPROVED IN WRITING BY AN AUTHORIZED ST REPRESENTATIVE, ST PRODUCTS ARE NOT RECOMMENDED, AUTHORIZED OR WARRANTED FOR USE IN MILITARY, AIR CRAFT, SPACE, LIFE SAVING, OR LIFE SUSTAINING APPLICATIONS, NOR IN PRODUCTS OR SYSTEMS WHERE FAILURE OR MALFUNCTION MAY RESULT IN PERSONAL INJURY, DEATH, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE. ST PRODUCTS WHICH ARE NOT SPECIFIED AS "AUTOMOTIVE GRADE" MAY ONLY BE USED IN AUTOMOTIVE APPLICATIONS AT USER'S OWN RISK.

Resale of ST products with provisions different from the statements and/or technical features set forth in this document shall immediately void any warranty granted by ST for the ST product or service described herein and shall not create or extend in any manner whatsoever, any liability of ST.

ST and the ST logo are trademarks or registered trademarks of ST in various countries.

Information in this document supersedes and replaces all information previously supplied.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics. All other names are the property of their respective owners.

© 2008 STMicroelectronics - All rights reserved

STMicroelectronics group of companies

Australia - Belgium - Brazil - Canada - China - Czech Republic - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States of America

www.st.com



AD210

FEATURES

High CMV Isolation: 2500 V rms Continuous
 ± 3500 V Peak Continuous

Small Size: 1.00" \times 2.10" \times 0.350"

Three-Port Isolation: Input, Output, and Power

Low Nonlinearity: $\pm 0.012\%$ max

Wide Bandwidth: 20 kHz Full-Power (-3 dB)

Low Gain Drift: ± 25 ppm/ $^{\circ}$ C max

High CMR: 120 dB ($G = 100$ V/V)

Isolated Power: ± 15 V @ ± 5 mA

Uncommitted Input Amplifier

APPLICATIONS

Multichannel Data Acquisition
High Voltage Instrumentation Amplifier
Current Shunt Measurements
Process Signal Isolation

GENERAL DESCRIPTION

The AD210 is the latest member of a new generation of low cost, high performance isolation amplifiers. This three-port, wide bandwidth isolation amplifier is manufactured with surface-mounted components in an automated assembly process. The AD210 combines design expertise with state-of-the-art manufacturing technology to produce an extremely compact and economical isolator whose performance and abundant user features far exceed those offered in more expensive devices.

The AD210 provides a complete isolation function with both signal and power isolation supplied via transformer coupling internal to the module. The AD210's functionally complete design, powered by a single $+15$ V supply, eliminates the need for an external DC/DC converter, unlike optically coupled isolation devices. The true three-port design structure permits the AD210 to be applied as an input or output isolator, in single or multichannel applications. The AD210 will maintain its high performance under sustained common-mode stress.

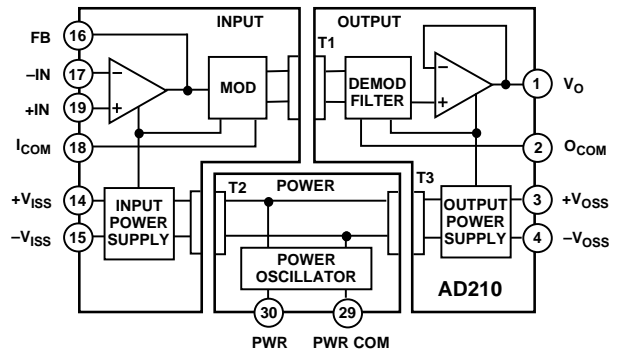
Providing high accuracy and complete galvanic isolation, the AD210 interrupts ground loops and leakage paths, and rejects common-mode voltage and noise that may otherwise degrade measurement accuracy. In addition, the AD210 provides protection from fault conditions that may cause damage to other sections of a measurement system.

PRODUCT HIGHLIGHTS

The AD210 is a full-featured isolator providing numerous user benefits including:

High Common-Mode Performance: The AD210 provides 2500 V rms (Continuous) and ± 3500 V peak (Continuous) common-

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



mode voltage isolation between any two ports. Low input capacitance of 5 pF results in a 120 dB CMR at a gain of 100, and a low leakage current ($2 \mu\text{A rms max @ 240 V rms, 60 Hz}$).

High Accuracy: With maximum nonlinearity of $\pm 0.012\%$ (B Grade), gain drift of ± 25 ppm/ $^{\circ}$ C max and input offset drift of $(\pm 10 \pm 30/G) \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$, the AD210 assures signal integrity while providing high level isolation.

Wide Bandwidth: The AD210's full-power bandwidth of 20 kHz makes it useful for wideband signals. It is also effective in applications like control loops, where limited bandwidth could result in instability.

Small Size: The AD210 provides a complete isolation function in a small DIP package just $1.00" \times 2.10" \times 0.350"$. The low profile DIP package allows application in 0.5" card racks and assemblies. The pinout is optimized to facilitate board layout while maintaining isolation spacing between ports.

Three-Port Design: The AD210's three-port design structure allows each port (Input, Output, and Power) to remain independent. This three-port design permits the AD210 to be used as an input or output isolator. It also provides additional system protection should a fault occur in the power source.

Isolated Power: ± 15 V @ 5 mA is available at the input and output sections of the isolator. This feature permits the AD210 to excite floating signal conditioners, front-end amplifiers and remote transducers at the input as well as other circuitry at the output.

Flexible Input: An uncommitted operational amplifier is provided at the input. This amplifier provides buffering and gain as required and facilitates many alternative input functions as required by the user.

REV. A

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

AD210—SPECIFICATIONS (typical @ +25°C, and $V_S = +15$ V unless otherwise noted)

Model	AD210AN	AD210BN	AD210JN
GAIN			
Range	1 V/V – 100 V/V	*	*
Error vs. Temperature (0°C to +70°C)	±2% max +25 ppm/°C max	±1% max	*
vs. Supply Voltage (-25°C to +85°C)	±50 ppm/V max	*	*
Nonlinearity ¹	±0.002%/V ±0.025% max	±0.012% max	*
INPUT VOLTAGE RATINGS			
Linear Differential Range	±10 V	*	*
Maximum Safe Differential Input	±15 V	*	*
Max. CMV Input-to-Output	*	*	*
ac, 60 Hz, Continuous	2500 V rms	*	1500 V rms
dc, Continuous	±3500 V peak	*	±2000 V peak
Common-Mode Rejection	*	*	*
60 Hz, G = 100 V/V	*	*	*
$R_S \leq 500 \Omega$ Impedance Imbalance	120 dB	*	*
Leakage Current Input-to-Output @ 240 V rms, 60 Hz	2 μ A rms max	*	*
INPUT IMPEDANCE			
Differential	$10^{12} \Omega$	*	*
Common Mode	5 G Ω 5 pF	*	*
INPUT BIAS CURRENT			
Initial, @ +25°C	30 pA typ (400 pA max)	*	*
vs. Temperature (0°C to +70°C)	10 nA max	*	*
(-25°C to +85°C)	30 nA max	*	*
INPUT DIFFERENCE CURRENT			
Initial, @ +25°C	5 pA typ (200 pA max)	*	*
vs. Temperature (0°C to +70°C)	2 nA max	*	*
(-25°C to +85°C)	10 nA max	*	*
INPUT NOISE			
Voltage (1 kHz)	18 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	*	*
(10 Hz to 10 kHz)	4 μ V rms	*	*
Current (1 kHz)	0.01 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	*	*
FREQUENCY RESPONSE			
Bandwidth (-3 dB)	*	*	*
G = 1 V/V	20 kHz	*	*
G = 100 V/V	15 kHz	*	*
Settling Time (± 10 mV, 20 V Step)	*	*	*
G = 1 V/V	150 μ s	*	*
G = 100 V/V	500 μ s	*	*
Slew Rate (G = 1 V/V)	1 V/ μ s	*	*
OFFSET VOLTAGE (RTI)²			
Initial, @ +25°C	±15 ±45/G) mV max	(±5 ±15/G) mV max	*
vs. Temperature (0°C to +70°C)	(±10 ±30/G) μ V/°C	*	*
(-25°C to +85°C)	(±10 ±50/G) μ V/°C	*	*
RATED OUTPUT³			
Voltage, 2 k Ω Load	±10 V min	*	*
Impedance	1 Ω max	*	*
Ripple (Bandwidth = 100 kHz)	10 mV p-p max	*	*
ISOLATED POWER OUTPUTS⁴			
Voltage, No Load	±15 V	*	*
Accuracy	±10%	*	*
Current	±5 mA	*	*
Regulation, No Load to Full Load	See Text	*	*
Ripple	See Text	*	*
POWER SUPPLY			
Voltage, Rated Performance	+15 V dc ± 5%	*	*
Voltage, Operating	+15 V dc ± 10%	*	*
Current, Quiescent	50 mA	*	*
Current, Full Load – Full Signal	80 mA	*	*
TEMPERATURE RANGE			
Rated Performance	-25°C to +85°C	*	*
Operating	-40°C to +85°C	*	*
Storage	-40°C to +85°C	*	*
PACKAGE DIMENSIONS			
Inches	1.00 × 2.10 × 0.350	*	*
Millimeters	25.4 × 53.3 × 8.9	*	*

NOTES

*Specifications same as AD210AN.

¹Nonlinearity is specified as a % deviation from a best straight line..

²RTI – Referred to Input.

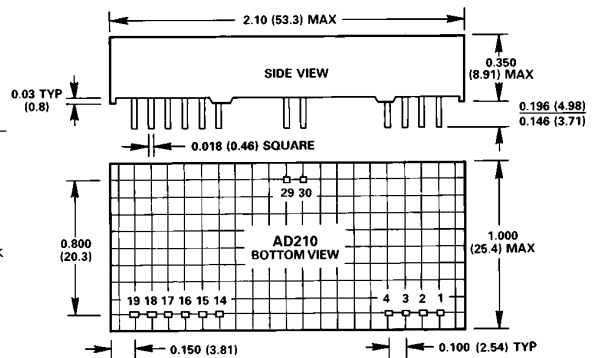
³A reduced signal swing is recommended when both $\pm V_{ISS}$ and $\pm V_{OSS}$ supplies are fully loaded, due to supply voltage reduction.

⁴See text for detailed information.

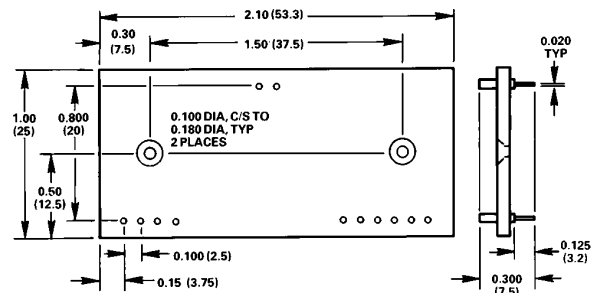
Specifications subject to change without notice.

OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).



AC1059 MATING SOCKET



AD210 PIN DESIGNATIONS

Pin	Designation	Function
1	V_O	Output
2	O_{COM}	Output Common
3	$+V_{OSS}$	+Isolated Power @ Output
4	$-V_{OSS}$	-Isolated Power @ Output
14	$+V_{ISS}$	+Isolated Power @ Input
15	$-V_{ISS}$	-Isolated Power @ Input
16	FB	Input Feedback
17	-IN	-Input
18	I_{COM}	Input Common
19	+IN	+Input
29	Pwr Com	Power Common
30	Pwr	Power Input



CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD210 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.

INSIDE THE AD210

The AD210 basic block diagram is illustrated in Figure 1. A +15 V supply is connected to the power port, and ±15 V isolated power is supplied to both the input and output ports via a 50 kHz carrier frequency. The uncommitted input amplifier can be used to supply gain or buffering of input signals to the AD210. The fullwave modulator translates the signal to the carrier frequency for application to transformer T1. The synchronous demodulator in the output port reconstructs the input signal. A 20 kHz, three-pole filter is employed to minimize output noise and ripple. Finally, an output buffer provides a low impedance output capable of driving a 2 kΩ load.

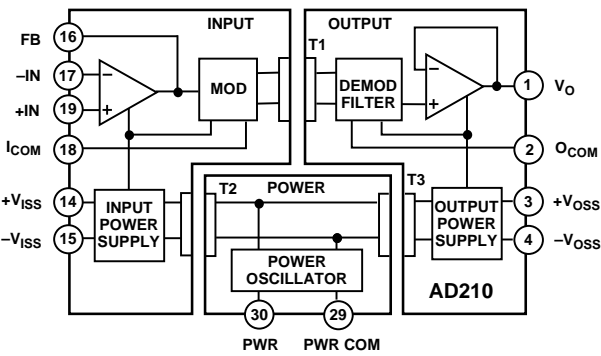


Figure 1. AD210 Block Diagram

USING THE AD210

The AD210 is very simple to apply in a wide range of applications. Powered by a single +15 V power supply, the AD210 will provide outstanding performance when used as an input or output isolator, in single and multichannel configurations.

Input Configurations: The basic unity gain configuration for signals up to ±10 V is shown in Figure 2. Additional input amplifier variations are shown in the following figures. For smaller signal levels Figure 3 shows how to obtain gain while maintaining a very high input impedance.

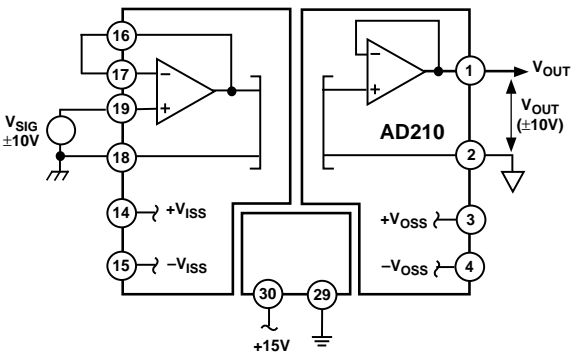


Figure 2. Basic Unity Gain Configuration

The high input impedance of the circuits in Figures 2 and 3 can be maintained in an inverting application. Since the AD210 is a three-port isolator, either the input leads or the output leads may be interchanged to create the signal inversion.

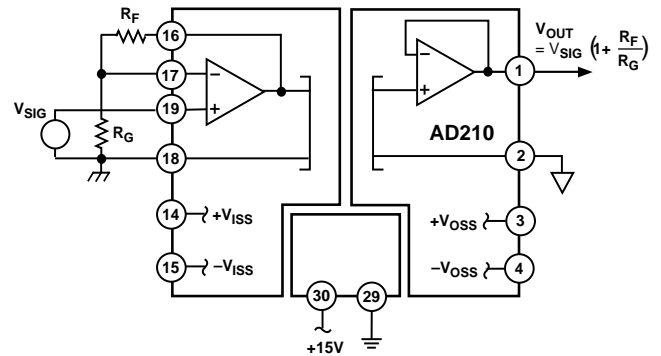


Figure 3. Input Configuration for $G > 1$

Figure 4 shows how to accommodate current inputs or sum currents or voltages. This circuit configuration can also be used for signals greater than ±10 V. For example, a ±100 V input span can be handled with $R_F = 20 \text{ k}\Omega$ and $R_{S1} = 200 \text{ k}\Omega$.

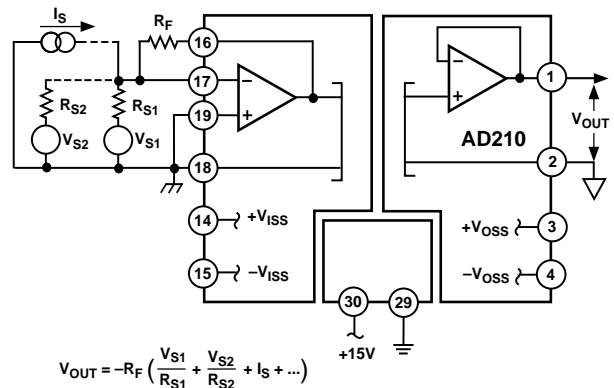


Figure 4. Summing or Current Input Configuration

Adjustments

When gain and offset adjustments are required, the actual circuit adjustment components will depend on the choice of input configuration and whether the adjustments are to be made at the isolator's input or output. Adjustments on the output side might be used when potentiometers on the input side would represent a hazard due to the presence of high common-mode voltage during adjustment. Offset adjustments are best done at the input side, as it is better to null the offset ahead of the gain.

Figure 5 shows the input adjustment circuit for use when the input amplifier is configured in the noninverting mode. This offset adjustment circuit injects a small voltage in series with the

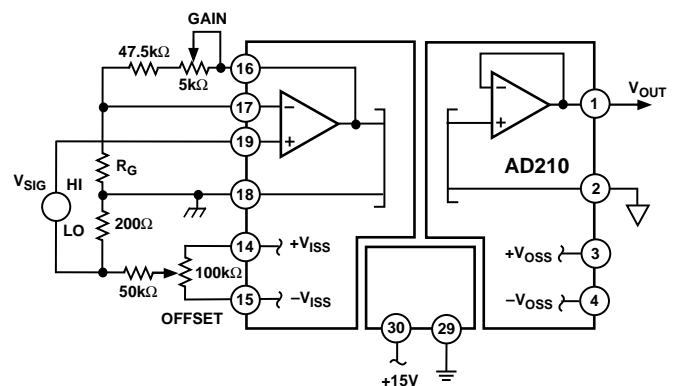


Figure 5. Adjustments for Noninverting Input

AD210

low side of the signal source. This will not work if the source has another current path to input common or if current flows in the signal source LO lead. To minimize CMR degradation, keep the resistor in series with the input LO below a few hundred ohms.

Figure 5 also shows the preferred gain adjustment circuit. The circuit shows R_F of 50 k Ω , and will work for gains of ten or greater. The adjustment becomes less effective at lower gains (its effect is halved at $G = 2$) so that the pot will have to be a larger fraction of the total R_F at low gain. At $G = 1$ (follower) the gain cannot be adjusted downward without compromising input impedance; it is better to adjust gain at the signal source or after the output.

Figure 6 shows the input adjustment circuit for use when the input amplifier is configured in the inverting mode. The offset adjustment nulls the voltage at the summing node. This is preferable to current injection because it is less affected by subsequent gain adjustment. Gain adjustment is made in the feedback and will work for gains from 1 V/V to 100 V/V.

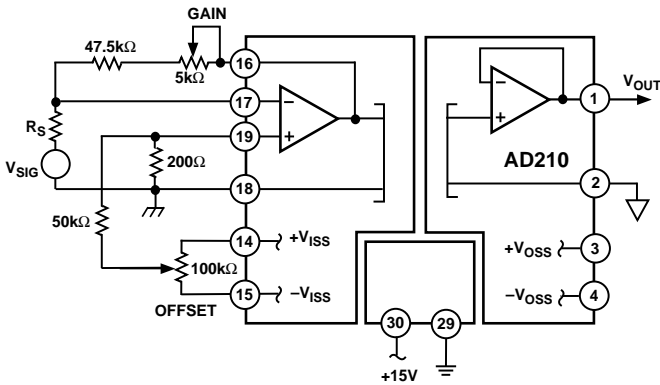


Figure 6. Adjustments for Inverting Input

Figure 7 shows how offset adjustments can be made at the output, by offsetting the floating output port. In this circuit, ± 15 V would be supplied by a separate source. The AD210's output amplifier is fixed at unity, therefore, output gain must be made in a subsequent stage.

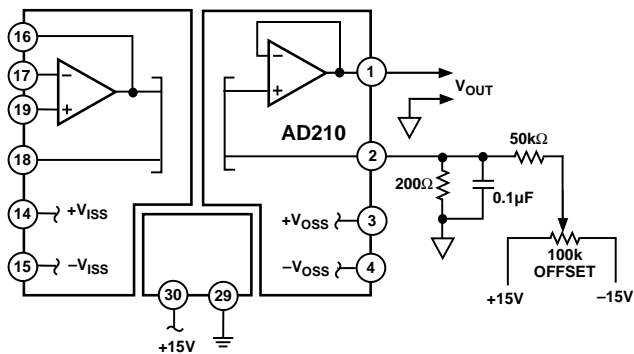


Figure 7. Output-Side Offset Adjustment

PCB Layout for Multichannel Applications: The unique pinout positioning minimizes board space constraints for multichannel applications. Figure 8 shows the recommended printed circuit board layout for a noninverting input configuration with gain.

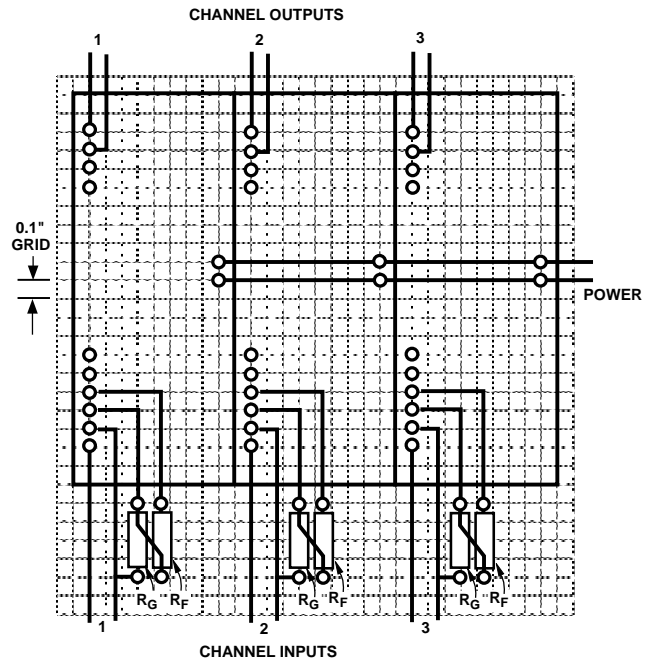


Figure 8. PCB Layout for Multichannel Applications with Gain

Synchronization: The AD210 is insensitive to the clock of an adjacent unit, eliminating the need to synchronize the clocks. However, in rare instances channel to channel pick-up may occur if input signal wires are bundled together. If this happens, shielded input cables are recommended.

PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Common-Mode Rejection: Figure 9 shows the common-mode rejection of the AD210 versus frequency, gain and input source resistance. For maximum common-mode rejection of unwanted signals, keep the input source resistance low and carefully lay out the input, avoiding excessive stray capacitance at the input terminals.

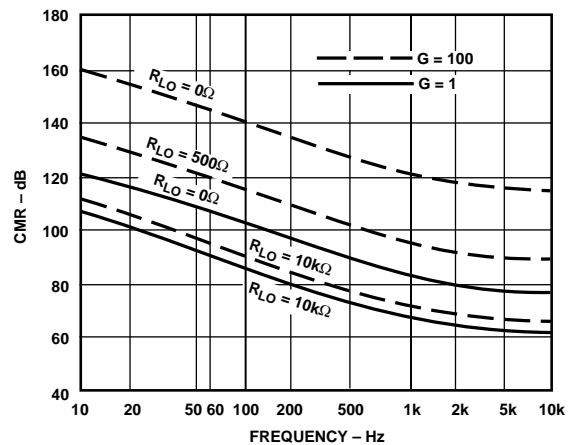


Figure 9. Common-Mode Rejection vs. Frequency

Phase Shift: Figure 10 illustrates the AD210's low phase shift and gain versus frequency. The AD210's phase shift and wide bandwidth performance make it well suited for applications like power monitors and controls systems.

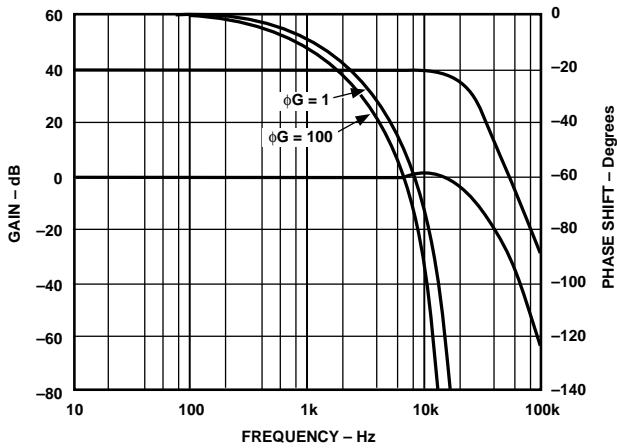


Figure 10. Phase Shift and Gain vs. Frequency

Input Noise vs. Frequency: Voltage noise referred to the input is dependent on gain and signal bandwidth. Figure 11 illustrates the typical input noise in nV/\sqrt{Hz} of the AD210 for a frequency range from 10 to 10 kHz.

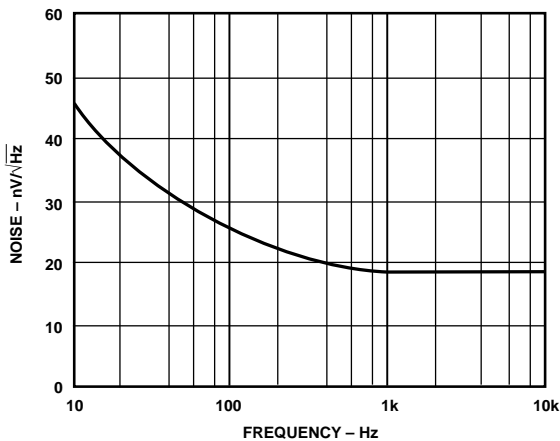


Figure 11. Input Noise vs. Frequency

Gain Nonlinearity vs. Output: Gain nonlinearity is defined as the deviation of the output voltage from the best straight line, and is specified as % peak-to-peak of output span. The AD210B provides guaranteed maximum nonlinearity of $\pm 0.012\%$ with an output span of ± 10 V. The AD210's nonlinearity performance is shown in Figure 12.

Gain Nonlinearity vs. Output Swing: The gain nonlinearity of the AD210 varies as a function of total signal swing. When the output swing is less than 20 volts, the gain nonlinearity as a fraction of signal swing improves. The shape of the nonlinearity remains constant. Figure 13 shows the gain nonlinearity of the AD210 as a function of total signal swing.

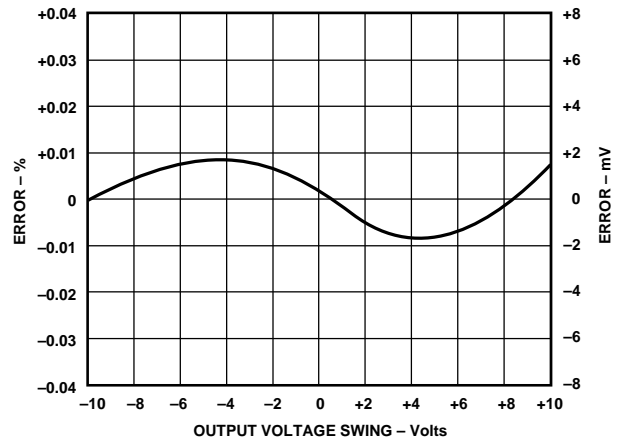


Figure 12. Gain Nonlinearity Error vs. Output

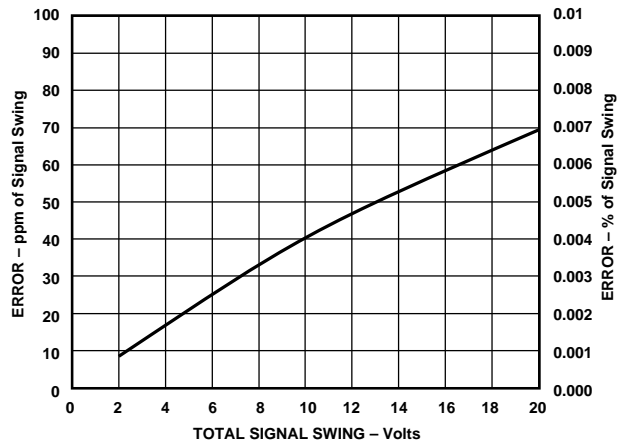


Figure 13. Gain Nonlinearity vs. Output Swing

Gain vs. Temperature: Figure 14 illustrates the AD210's gain vs. temperature performance. The gain versus temperature performance illustrated is for an AD210 configured as a unity gain amplifier.

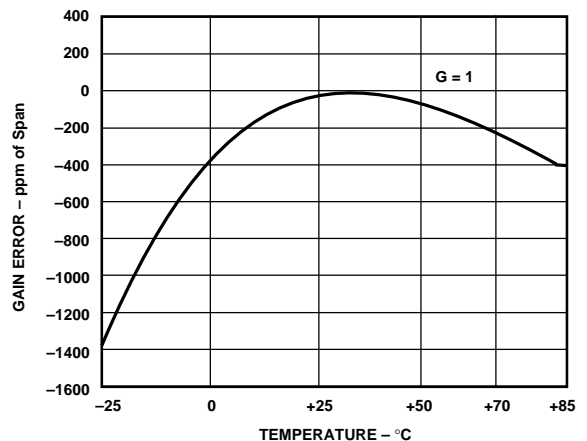


Figure 14. Gain vs. Temperature

AD210

Isolated Power: The AD210 provides isolated power at the input and output ports. This power is useful for various signal conditioning tasks. Both ports are rated at a nominal $\pm 15\text{ V}$ at 5 mA .

The load characteristics of the isolated power supplies are shown in Figure 15. For example, when measuring the load rejection of the input isolated supplies V_{ISS} , the load is placed between $+V_{ISS}$ and $-V_{ISS}$. The curves labeled V_{ISS} and V_{OSS} are the individual load rejection characteristics of the input and the output supplies, respectively.

There is also some effect on either isolated supply when loading the other supply. The curve labeled CROSSLOAD indicates the sensitivity of either the input or output supplies as a function of the load on the opposite supply.

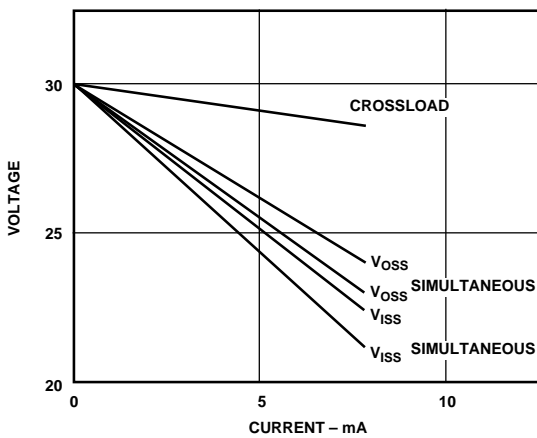


Figure 15. Isolated Power Supplies vs. Load

Lastly, the curves labeled V_{OSS} simultaneous and V_{ISS} simultaneous indicate the load characteristics of the isolated power supplies when an equal load is placed on both supplies.

The AD210 provides short circuit protection for its isolated power supplies. When either the input supplies or the output supplies are shorted to input common or output common, respectively, no damage will be incurred, even under continuous application of the short. However, the AD210 may be damaged if the input and output supplies are shorted simultaneously.

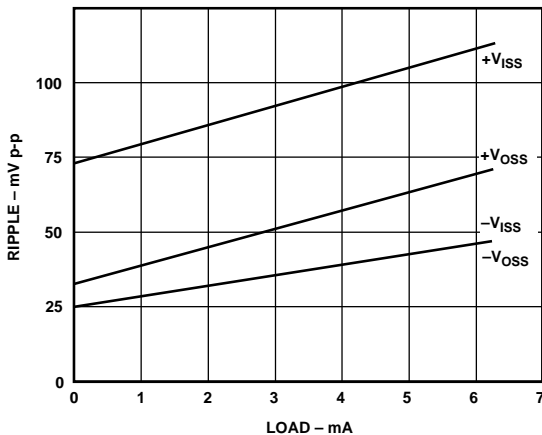


Figure 16a. Isolated Supply Ripple vs. Load (External $4.7\ \mu\text{F}$ Bypass)

Under any circumstances, care should be taken to ensure that the power supplies do not accidentally become shorted.

The isolated power supplies exhibit some ripple which varies as a function of load. Figure 16a shows this relationship. The AD210 has internal bypass capacitance to reduce the ripple to a point where performance is not affected, even under full load. Since the internal circuitry is more sensitive to noise on the negative supplies, these supplies have been filtered more heavily. Should a specific application require more bypassing on the isolated power supplies, there is no problem with adding external capacitors. Figure 16b depicts supply ripple as a function of external bypass capacitance under full load.

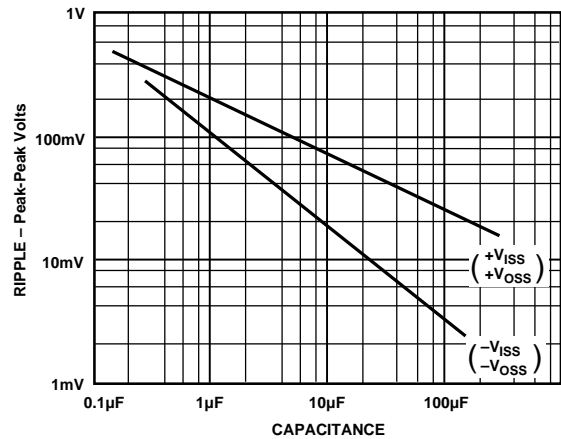


Figure 16b. Isolated Power Supply Ripple vs. Bypass Capacitance (Volts p-p, 1 MHz Bandwidth, 5 mA Load)

APPLICATIONS EXAMPLES

Noise Reduction in Data Acquisition Systems: Transformer coupled isolation amplifiers must have a carrier to pass both ac and dc signals through their signal transformers. Therefore, some carrier ripple is inevitably passed through to the isolator output. As the bandwidth of the isolator is increased more of the carrier signal will be present at the output. In most cases, the ripple at the AD210's output will be insignificant when compared to the measured signal. However, in some applications, particularly when a fast analog-to-digital converter is used following the isolator, it may be desirable to add filtering; otherwise ripple may cause inaccurate measurements. Figure 17 shows a circuit that will limit the isolator's bandwidth, thereby reducing the carrier ripple.

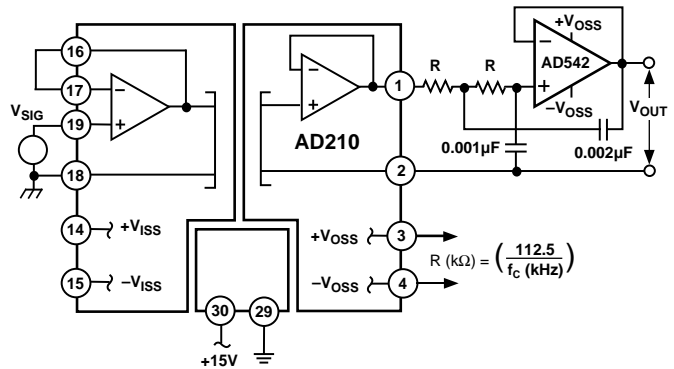


Figure 17. 2-Pole, Output Filter

Self-Powered Current Source

The output circuit shown in Figure 18 can be used to create a self-powered output current source using the AD210. The $2\text{ k}\Omega$ resistor converts the voltage output of the AD210 to an equivalent

lent current $V_{OUT}/2\text{ k}\Omega$. This resistor directly affects the output gain temperature coefficient, and must be of suitable stability for the application. The external low power op amp, powered by $+V_{OSS}$ and $-V_{OSS}$, maintains its summing junction at output common. All the current flowing through the $2\text{ k}\Omega$ resistor flows through the output Darlington pass devices. A Darlington configuration is used to minimize loss of output current to the base.

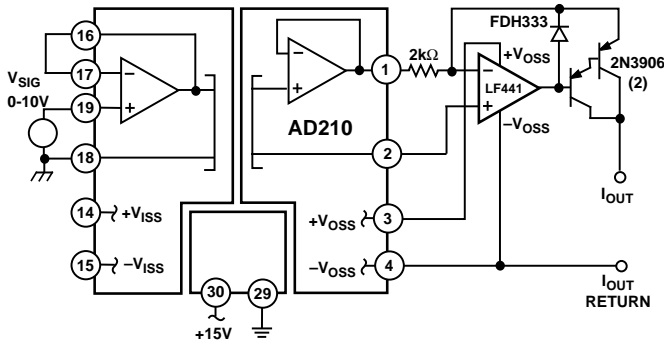


Figure 18. Self-Powered Isolated Current Source

The low leakage diode is used to protect the base-emitter junction against reverse bias voltages. Using $-V_{OSS}$ as a current return allows more than 10 V of compliance. Offset and gain control may be done at the input of the AD210 or by varying the $2\text{ k}\Omega$ resistor and summing a small correction current directly into the summing node. A nominal range of 1 mA–5 mA is recommended since the current output cannot reach zero due to reverse bias and leakage currents. If the AD210 is powered from the input potential, this circuit provides a fully isolated, wide bandwidth current output. This configuration is limited to 5 mA output current.

Isolated V-to-I Converter

Illustrated in Figure 19, the AD210 is used to convert a 0 V to +10 V input signal to an isolated 4–20 mA output current. The AD210 isolates the 0 V to +10 V input signal and provides a proportional voltage at the isolator’s output. The output circuit converts the input voltage to a 4–20 mA output current, which in turn is applied to the loop load R_{LOAD} .

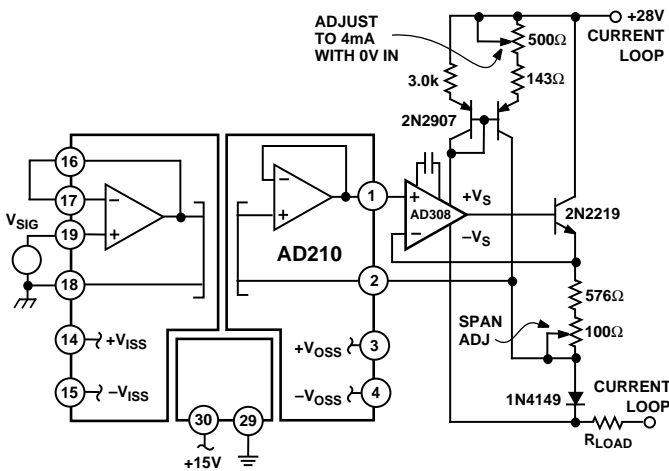


Figure 19. Isolated Voltage-to-Current Loop Converter

Isolated Thermocouple Amplifier

The AD210 application shown in Figure 20 provides amplification, isolation and cold-junction compensation for a standard J type thermocouple. The AD590 temperature sensor accurately

monitors the input terminal (cold-junction). Ambient temperature changes from 0°C to +40°C sensed by the AD590, are cancelled out at the cold junction. Total circuit gain equals 183; 100 and 1.83, from A1 and the AD210 respectively. Calibration is performed by replacing the thermocouple junction with plain thermocouple wire and a millivolt source set at 0.0000 V (0°C) and adjusting R_O for E_{OUT} equal to 0.000 V. Set the millivolt source to +0.02185 V (400°C) and adjust R_G for V_{OUT} equal to +4.000 V. This application circuit will produce a nonlinearized output of about +10 mV/°C for a 0°C to +400°C range.

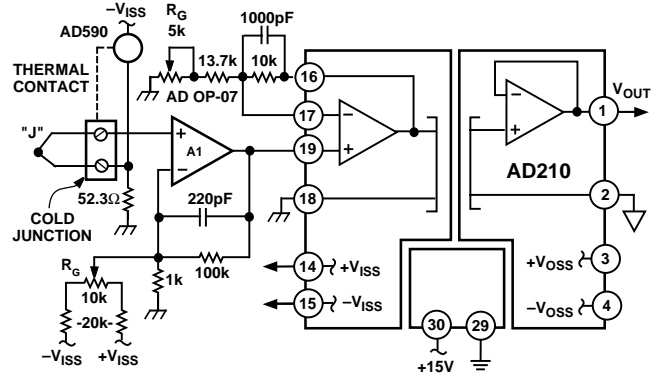


Figure 20. Isolated Thermocouple Amplifier

Precision Floating Programmable Reference

The AD210, when combined with a digital-to-analog converter, can be used to create a fully floating voltage output. Figure 21 shows one possible implementation.

The digital inputs of the AD7541 are TTL or CMOS compatible. Both the AD7541 and AD581 voltage reference are powered by the isolated power supply $+V_{ISS}$. I_{COM} should be tied to input digital common to provide a digital ground reference for the inputs.

The AD7541 is a current output DAC and, as such, requires an external output amplifier. The uncommitted input amplifier internal to the AD210 may be used for this purpose. For best results, its input offset voltage must be trimmed as shown.

The output voltage of the AD210 will go from 0 V to -10 V for digital inputs of 0 and full scale, respectively. However, since the output port is truly isolated, V_{OUT} and O_{COM} may be freely interchanged to get 0 V to +10 V.

This circuit provides a precision 0 V–10 V programmable reference with a $\pm 3500\text{ V}$ common-mode range.

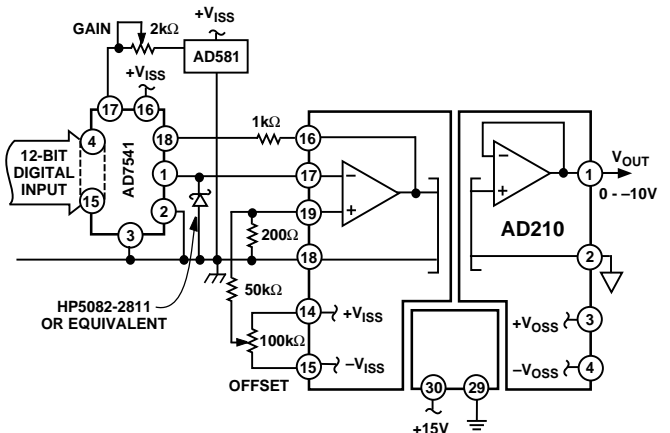


Figure 21. Precision Floating Programmable Reference

AD210

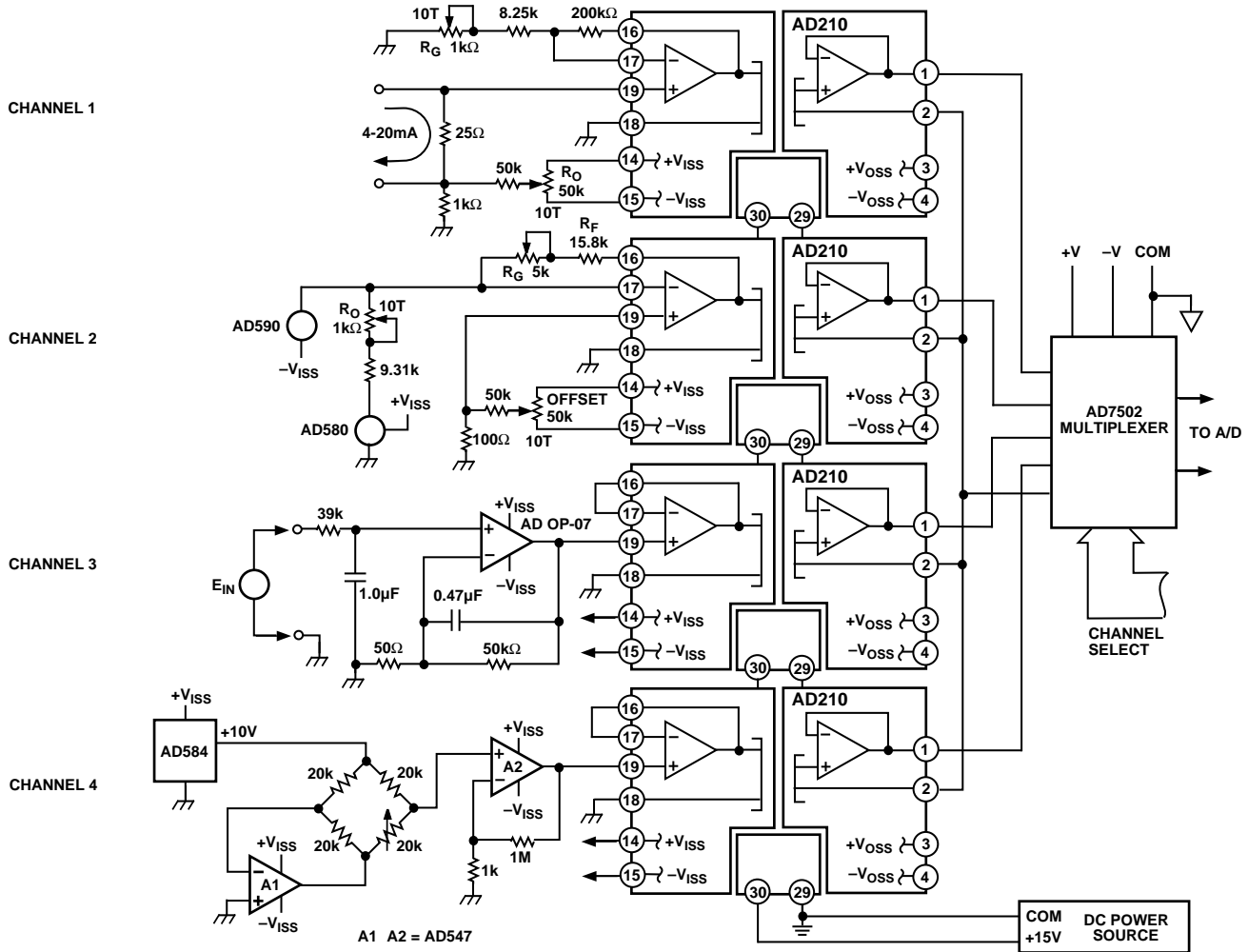


Figure 22. Multichannel Data Acquisition Front-End

MULTICHANNEL DATA ACQUISITION FRONT-END

Illustrated in Figure 22 is a four-channel data acquisition front-end used to condition and isolate several common input signals found in various process applications. In this application, each AD210 will provide complete isolation from input to output as well as channel to channel. By using an isolator per channel, maximum protection and rejection of unwanted signals is obtained. The three-port design allows the AD210 to be configured as an input or output isolator. In this application the isolators are configured as input devices with the power port providing additional protection from possible power source faults.

Channel 1: The AD210 is used to convert a 4–20 mA current loop input signal into a 0 V–10 V input. The 25 Ω shunt resistor converts the 4–20 mA current into a +100 mV to +500 mV signal. The signal is offset by –100 mV via R_O to produce a 0 mV to +400 mV input. This signal is amplified by a gain of 25 to produce the desired 0 V to +10 V output. With an open circuit, the AD210 will show –2.5 V at the output.

Channel 2: In this channel, the AD210 is used to condition and isolate a current output temperature transducer, Model AD590. At +25°C, the AD590 produces a nominal current of 298.2 μA. This level of current will change at a rate of 1 μA/°C. At –17.8°C (0°F), the AD590 current will be reduced by 42.8 μA to +255.4 μA. The

AD580 reference circuit provides an equal but opposite current, resulting in a zero net current flow, producing a 0 V output from the AD210. At +100°C (+212°F), the AD590 current output will be 373.2 μA minus the 255.4 μA offsetting current from the AD580 circuit to yield a +117.8 μA input current. This current is converted to a voltage via R_F and R_G to produce an output of +2.12 V. Channel 2 will produce an output of +10 mV/°F over a 0°F to +212°F span.

Channel 3: Channel 3 is a low level input channel configured with a high gain amplifier used to condition millivolt signals. With the AD210's input set to unity and the input amplifier set for a gain of 1000, a ±10 mV input will produce a ±10 V at the AD210's output.

Channel 4: Channel 4 illustrates one possible configuration for conditioning a bridge circuit. The AD584 produces a +10 V excitation voltage, while A1 inverts the voltage, producing negative excitation. A2 provides a gain of 1000 V/V to amplify the low level bridge signal. Additional gain can be obtained by reconfiguration of the AD210's input amplifier. ± V_{ISS} provides the complete power for this circuit, eliminating the need for a separate isolated excitation source.

Each channel is individually addressed by the multiplexer's channel select. Additional filtering or signal conditioning should follow the multiplexer, prior to an analog-to-digital conversion stage.

FEATURES

- High performance, single-/dual-axis accelerometer on a single IC chip**
- 5 mm × 5 mm × 2 mm LCC package**
- 1 mg resolution at 60 Hz**
- Low power: 700 μA at $V_S = 5\text{ V}$ (typical)**
- High zero g bias stability**
- High sensitivity accuracy**
- -40°C to $+125^\circ\text{C}$ temperature range**
- X and Y axes aligned to within 0.1° (typical)**
- Bandwidth adjustment with a single capacitor**
- Single-supply operation**
- 3500 g shock survival**
- RoHS compliant**
- Compatible with Sn/Pb- and Pb-free solder processes**
- Qualified for automotive applications**

APPLICATIONS

- Vehicle dynamic controls**
- Electronic chassis controls**
- Platform stabilization/leveling**
- Navigation**
- Alarms and motion detectors**
- High accuracy, 2-axis tilt sensing**
- Vibration monitoring and compensation**
- Abuse event detection**

GENERAL DESCRIPTION

The **ADXL103/ADXL203** are high precision, low power, complete single- and dual-axis accelerometers with signal conditioned voltage outputs, all on a single, monolithic IC. The **ADXL103/ADXL203** measure acceleration with a full-scale range of $\pm 1.7\text{ g}$, $\pm 5\text{ g}$, or $\pm 18\text{ g}$. The **ADXL103/ADXL203** can measure both dynamic acceleration (for example, vibration) and static acceleration (for example, gravity).

The typical noise floor is $110\ \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$, allowing signals below 1 mg (0.06° of inclination) to be resolved in tilt sensing applications using narrow bandwidths ($<60\text{ Hz}$).

The user selects the bandwidth of the accelerometer using Capacitor C_X and Capacitor C_Y at the X_{OUT} and Y_{OUT} pins. Bandwidths of 0.5 Hz to 2.5 kHz can be selected to suit the application.

The **ADXL103** and **ADXL203** are available in a 5 mm × 5 mm × 2 mm, 8-terminal ceramic LCC package.

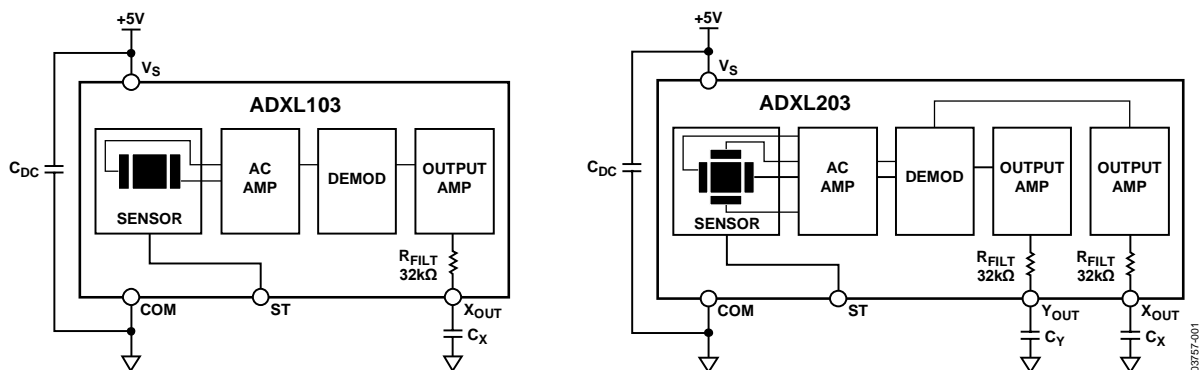
FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS


Figure 1.

Rev. E

[Document Feedback](#)

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 ©2004–2014 Analog Devices, Inc. All rights reserved.
[Technical Support](#) www.analog.com

TABLE OF CONTENTS

Features	1	Theory of Operation	13
Applications.....	1	Performance	13
General Description	1	Applications Information	14
Functional Block Diagrams.....	1	Power Supply Decoupling	14
Revision History	2	Setting the Bandwidth Using C _x and C _y	14
Specifications.....	3	Self Test	14
Absolute Maximum Ratings.....	4	Design Trade-Offs for Selecting Filter Characteristics: The Noise/Bandwidth Trade-Off.....	14
ESD Caution.....	4	Using the ADXL103/ADXL203 with Operating Voltages Other than 5 V	15
Pin Configurations and Function Descriptions	5	Using the ADXL203 as a Dual-Axis Tilt Sensor	15
Typical Performance Characteristics	6	Outline Dimensions	16
ADXL103 and ADXL203	6	Ordering Guide	16
AD22293	9	Automotive Products	16
AD22035 and AD22037	10		
All Models	12		

REVISION HISTORY

1/14—Rev. D to Rev. E		4/10—Rev. A to Rev. B	
Changes to Ordering Guide	16	Changes to Features Section	1
9/11—Rev. C to Rev. D		Updated Outline Dimensions.....	12
Added AD22293, AD22035, and AD22037	Throughout	Changes to Ordering Guide	12
Changes to Application Section and General Description Section.....	1	2/06—Rev. 0 to Rev. A	
Changes to Table 1.....	3	Changes to Features	1
Deleted Figure 13 and Figure 14: Renumbered Sequentially	7	Changes to Table 1.....	3
Deleted Figure 17 and Figure 22.....	8	Changes to Figure 2.....	4
Added Figure 19 to Figure 24; Renumbered Sequentially	9	Changes to Figure 3 and Figure 4.....	5
Added Figure 25 to Figure 34.....	10	Changes to the Performance Section.....	9
Added All Models Section, Figure 35 to Figure 38	12	4/04—Revision 0: Initial Version	
Changes to Figure 39.....	13		
Changes to Ordering Guide	16		
Changes to Automotive Products Section.....	16		
5/10—Rev. B to Rev. C			
Changes to Figure 24 Caption.....	12		
Added Automotive Products Section.....	12		

SPECIFICATIONS

$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$, $V_S = 5\text{ V}$, $C_X = C_Y = 0.1\ \mu\text{F}$, acceleration = 0 g, unless otherwise noted. All minimum and maximum specifications are guaranteed. All typical specifications are not guaranteed.

Table 1.

Parameter	Test Conditions	ADXL103/ADXL203			AD22293			AD22035/AD22037			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
SENSOR											
Measurement Range ¹	Each axis	±1.7			±5	±6		±18			g
Nonlinearity	% of full scale	±0.2 ±1.25			±0.2 ±1.25		±0.2 ±1.25			%	
Package Alignment Error		±1			±1		±1			Degrees	
Alignment Error (ADXL203)	X to Y sensor	±0.1			±0.1		±0.1			Degrees	
Cross-Axis Sensitivity		±1.5 ±3			±1.5 ±3		±1.5 ±3			%	
SENSITIVITY (RATIOMETRIC) ²											
Sensitivity at X_{OUT} , Y_{OUT}	$V_S = 5\text{ V}$	960	1000	1040	293	312	331	94	100	106	mV/g
Sensitivity Change Due to Temperature ³	$V_S = 5\text{ V}$	±0.3			±0.3		±0.3			%	
ZERO g BIAS LEVEL (RATIOMETRIC)											
0 g Voltage at X_{OUT} , Y_{OUT}	$V_S = 5\text{ V}$	2.4	2.5	2.6	2.4	2.5	2.6	2.4	2.5	2.6	V
Initial 0 g Output Deviation From Ideal	$V_S = 5\text{ V}$, 25°C	±25			±50		±125			mg	
0 g Offset vs. Temperature		±0.1 ±0.8			±0.3 ±1.8		±1			mg/°C	
NOISE											
Output Noise	<4 kHz, $V_S = 5\text{ V}$	1	3		1	3		2		mV rms	
Noise Density		110			200		130			μg/√Hz rms	
FREQUENCY RESPONSE ⁴											
C_X , C_Y Range ⁵		0.002 10			0.002 10		0.002 10			μF	
R_{FILT} Tolerance		24	32	40	24	32	40	24	32	40	kΩ
Sensor Resonant Frequency		5.5			5.5		5.5			kHz	
SELF TEST ⁶											
Logic Input Low		1			1		1			V	
Logic Input High		4			4			4			V
ST Input Resistance to GND		30	50		30	50		30	50		kΩ
Output Change at X_{OUT} , Y_{OUT}	ST 0 to ST 1	450	750	1100	125	250	375	60	80	100	mV
OUTPUT AMPLIFIER											
Output Swing Low	No load	0.05	0.2		0.05	0.2		0.05	0.2		V
Output Swing High	No load	4.5 4.8			4.5 4.8		4.5 4.8			V	
POWER SUPPLY (V_{DD})											
Operating Voltage Range		3	6		3	6		3	6		V
Quiescent Supply Current		0.7 1.1			0.7 1.1		0.7 1.1			mA	
Turn-On Time ⁷		20			20		20			ms	

¹ Guaranteed by measurement of initial offset and sensitivity.

² Sensitivity is essentially ratiometric to V_S . For $V_S = 4.75\text{ V}$ to 5.25 V , sensitivity is 186 mV/V/g to 215 mV/V/g.

³ Defined as the output change from ambient-to-maximum temperature or ambient-to-minimum temperature.

⁴ Actual frequency response controlled by user-supplied external capacitor (C_X , C_Y).

⁵ Bandwidth = $1/(2 \times \pi \times 32\text{ k}\Omega \times C)$. For C_X , $C_Y = 0.002\ \mu\text{F}$, bandwidth = 2500 Hz. For C_X , $C_Y = 10\ \mu\text{F}$, bandwidth = 0.5 Hz. Minimum/maximum values are not tested.

⁶ Self-test response changes cubically with V_S .

⁷ Larger values of C_X , C_Y increase turn-on time. Turn-on time is approximately $160 \times C_X$ or $C_Y + 4\text{ ms}$, where C_X , C_Y are in μF.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 2.

Parameter	Rating
Acceleration (Any Axis, Unpowered)	3500 g
Acceleration (Any Axis, Powered)	3500 g
Drop Test (Concrete Surface)	1.2 m
V _s	-0.3 V to +7.0 V
All Other Pins	(COM - 0.3 V) to (V _s + 0.3 V)
Output Short-Circuit Duration (Any Pin to Common)	Indefinite
Temperature Range (Powered)	-55°C to +125°C
Temperature Range (Storage)	-65°C to +150°C

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

Table 3. Package Characteristics

Package Type	θ _{JA}	θ _{JC}	Device Weight
8-Terminal Ceramic LCC	120°C/W	20°C/W	<1.0 gram

ESD CAUTION



ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

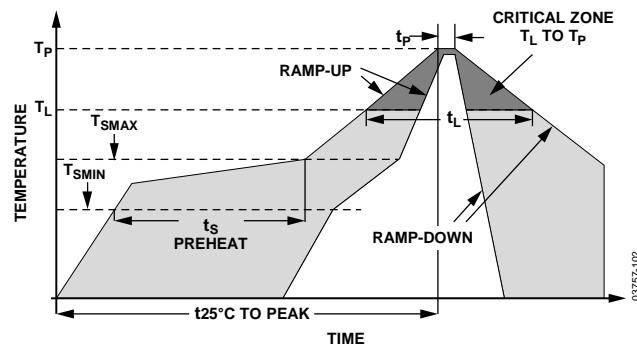
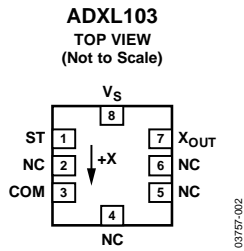


Figure 2. Recommended Soldering Profile

Table 4. Solder Profile Parameters

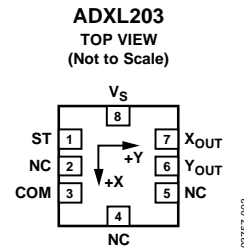
Profile Feature	Test Condition	
	Sn63/Pb37	Pb-Free
Average Ramp Rate (T _L to T _P)	3°C/second maximum	3°C/second maximum
Preheat		
Minimum Temperature (T _{SMIN})	100°C	150°C
Maximum Temperature (T _{SMAX})	150°C	200°C
Time (T _{SMIN} to T _{SMAX}) (t _s)	60 seconds to 120 seconds	60 seconds to 150 seconds
T _{SMAX} to T _L		
Ramp-Up Rate	3°C/second	3°C/second
Time Maintained above Liquidous (T _L)		
Liquidous Temperature (T _L)	183°C	217°C
Time (t _L)	60 seconds to 150 seconds	60 seconds to 150 seconds
Peak Temperature (T _P)	240°C + 0°C/-5°C	260°C + 0°C/-5°C
Time Within 5°C of Actual Peak Temperature (t _p)	10 seconds to 30 seconds	20 seconds to 40 seconds
Ramp-Down Rate	6°C/second maximum	6°C/second maximum
Time 25°C to Peak Temperature	6 minutes maximum	8 minutes maximum

PIN CONFIGURATIONS AND FUNCTION DESCRIPTIONS



NOTES
1. NC = NO CONNECT. DO NOT CONNECT TO THIS PIN.

Figure 3. ADXL103 Pin Configuration



NOTES
1. NC = NO CONNECT. DO NOT CONNECT TO THIS PIN.

Figure 4. ADXL203 Pin Configuration

Table 5. ADXL103 Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1	ST	Self Test
2	NC	Do Not Connect
3	COM	Common
4	NC	Do Not Connect
5	NC	Do Not Connect
6	NC	Do Not Connect
7	X _{OUT}	X Channel Output
8	V _S	3 V to 6 V

Table 6. ADXL203 Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1	ST	Self Test
2	NC	Do Not Connect
3	COM	Common
4	NC	Do Not Connect
5	NC	Do Not Connect
6	Y _{OUT}	Y Channel Output
7	X _{OUT}	X Channel Output
8	V _S	3 V to 6 V

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

ADXL103 AND ADXL203

$V_S = 5\text{ V}$ for all graphs, unless otherwise noted.

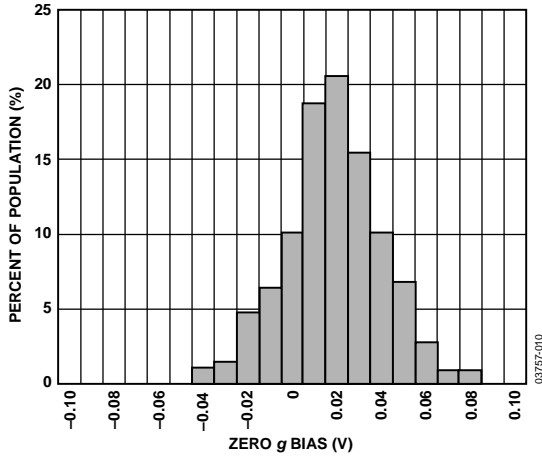


Figure 5. X-Axis Zero g Bias Deviation from Ideal at 25°C

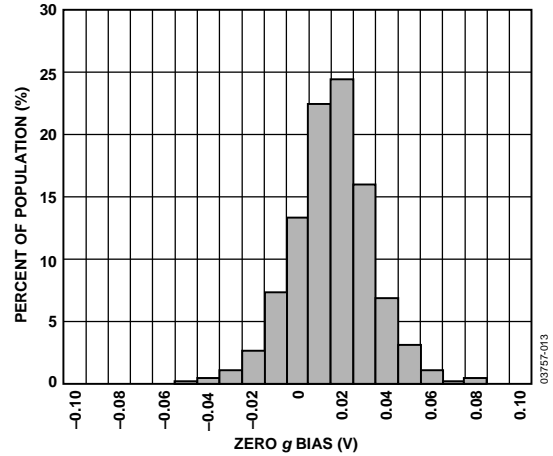


Figure 8. Y-Axis Zero g Bias Deviation from Ideal at 25°C

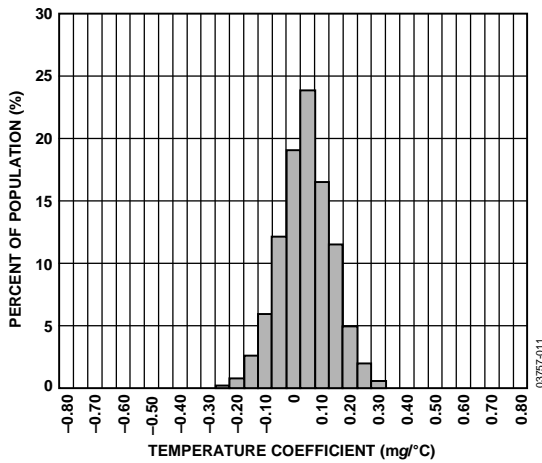


Figure 6. X-Axis Zero g Bias Temperature Coefficient

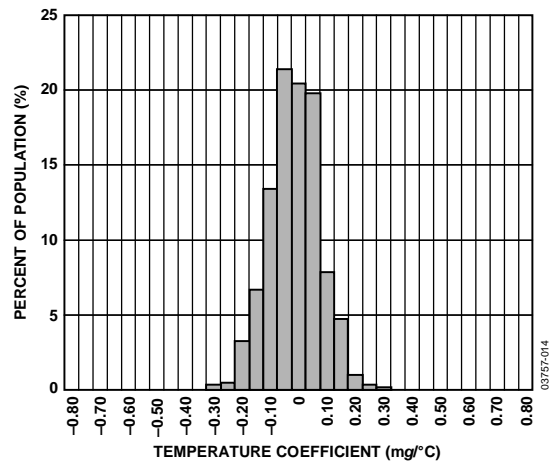


Figure 9. Y-Axis Zero g Bias Temperature Coefficient

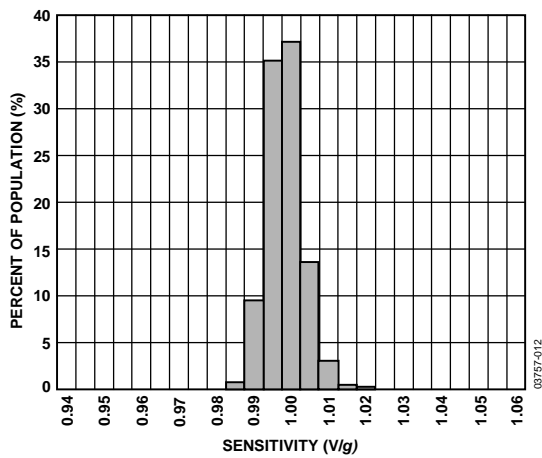


Figure 7. X-Axis Sensitivity at 25°C

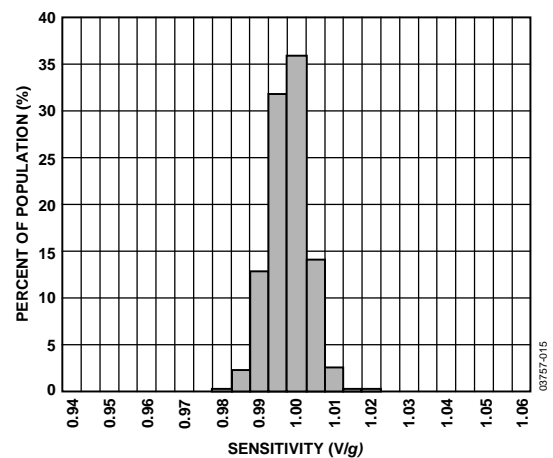


Figure 10. Y-Axis Sensitivity at 25°C

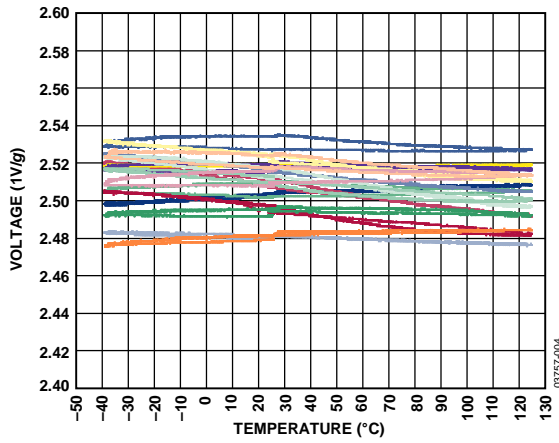


Figure 11. Zero g Bias vs. Temperature; Parts Soldered to PCB

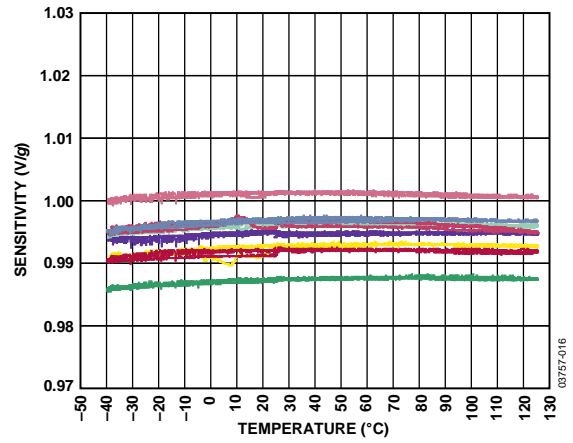


Figure 13. Sensitivity vs. Temperature; Parts Soldered to PCB

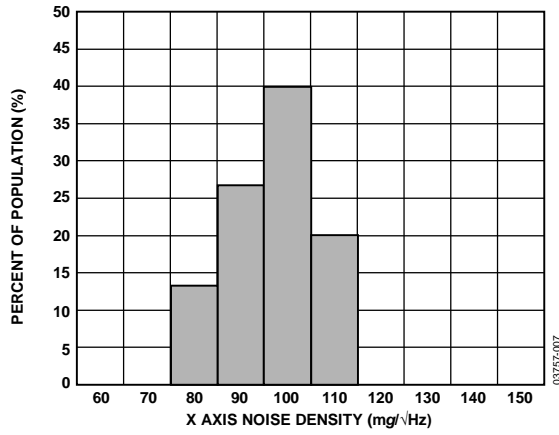


Figure 12. X-Axis Noise Density at 25°C

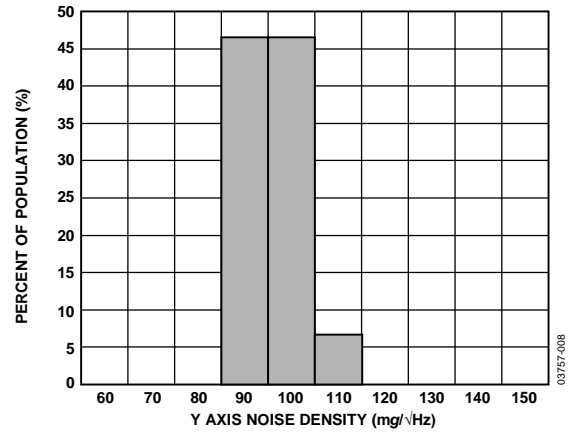


Figure 14. Y-Axis Noise Density at 25°C

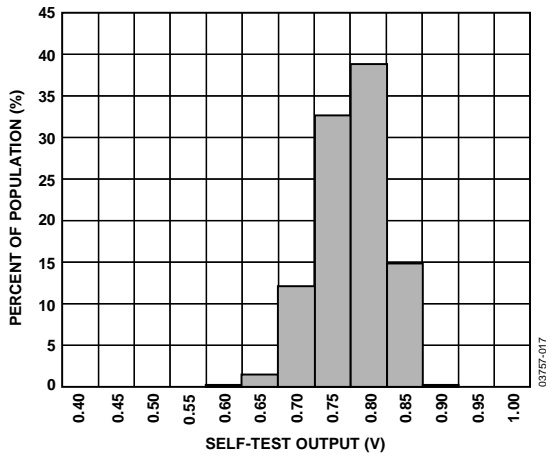


Figure 15. X-Axis Self-Test Response at 25°C

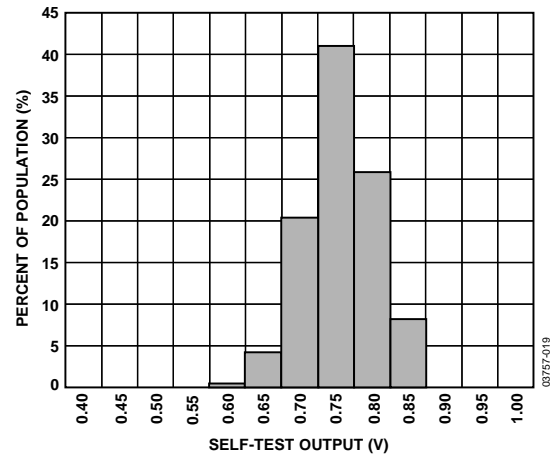


Figure 17. Y-Axis Self-Test Response at 25°C

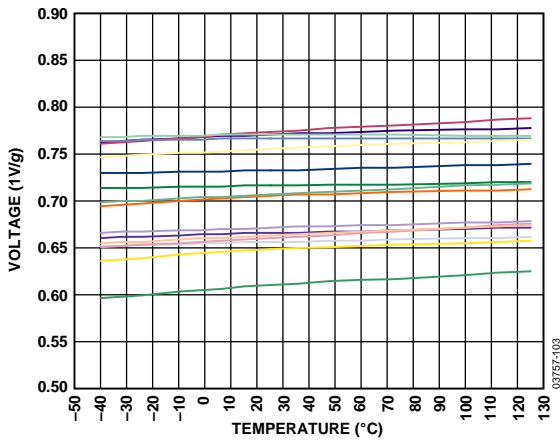


Figure 16. Self-Test Response vs. Temperature

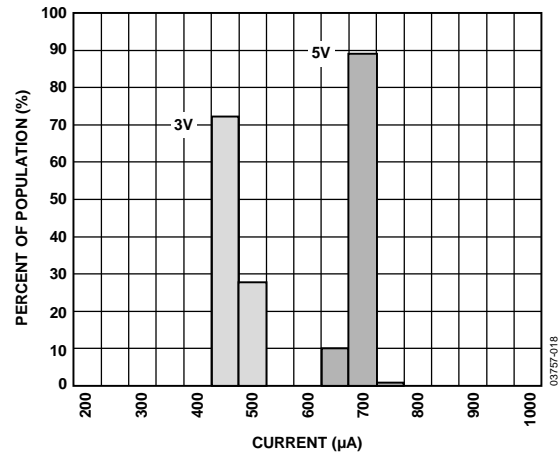


Figure 18. Supply Current at 25°C

AD22293

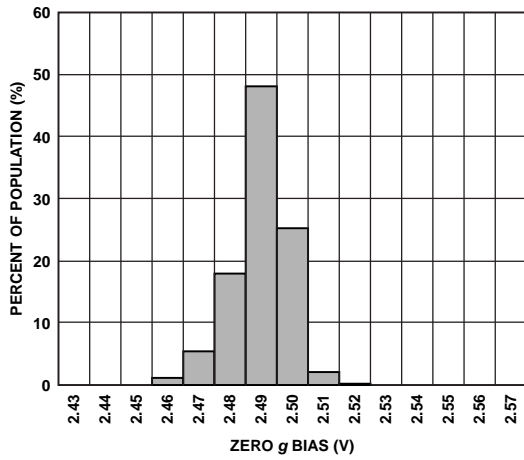


Figure 19. X-Axis Zero g Bias at 25°C

03757-117

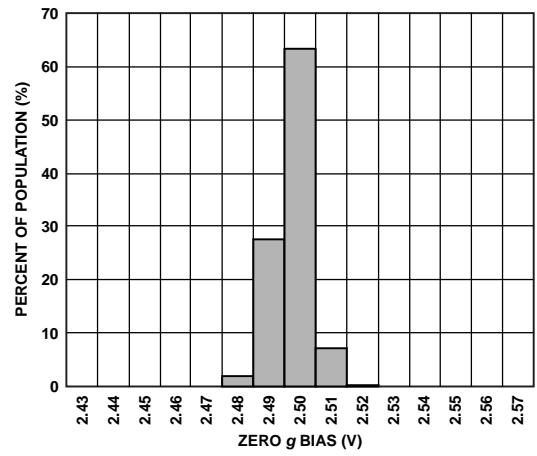


Figure 22. Y-Axis Zero g Bias at 25°C

03757-119

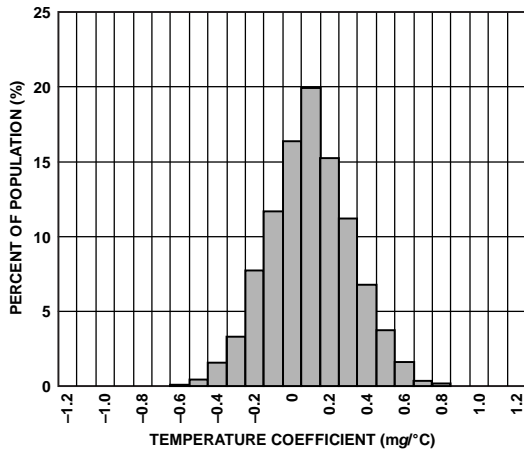


Figure 20. X-Axis Zero g Bias Temperature Coefficient

03757-118

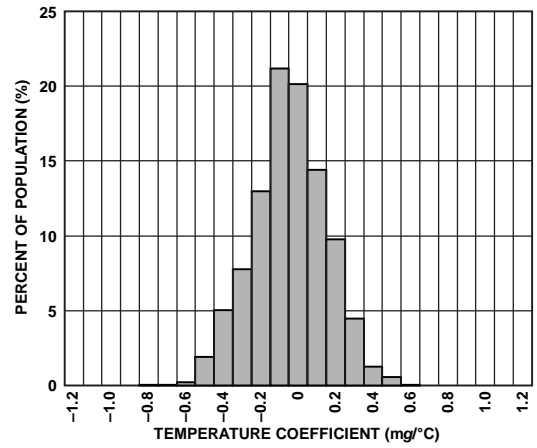


Figure 23. Y-Axis Zero g Bias Temperature Coefficient

03757-020

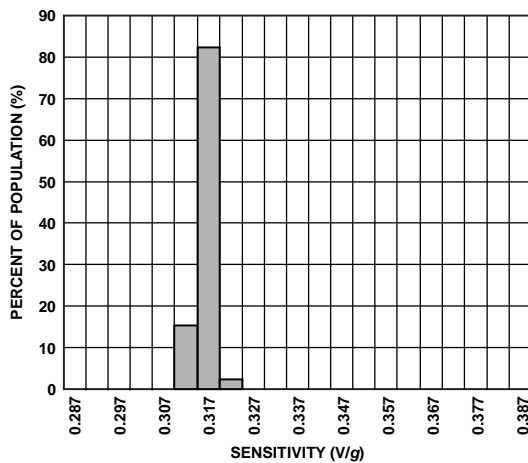


Figure 21. X-Axis Sensitivity at 25°C

03757-021

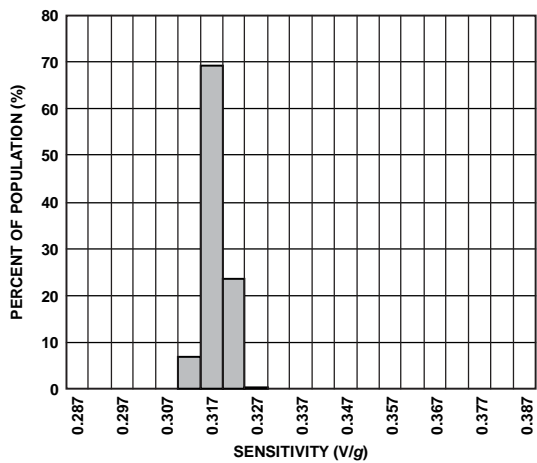


Figure 24. Y-Axis Sensitivity at 25°C

03757-022

AD22035 AND AD22037

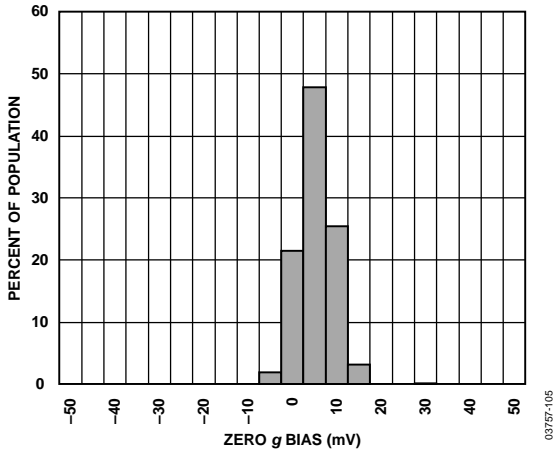


Figure 25. X-axis Zero g Bias Deviation from Ideal at 25°C

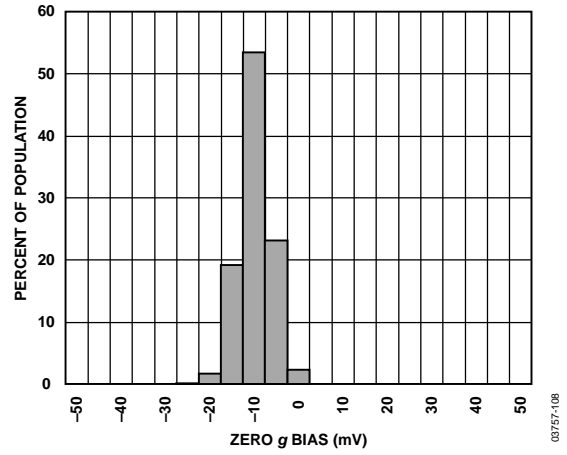


Figure 28. Y-axis Zero g Bias Deviation from Ideal at 25°C

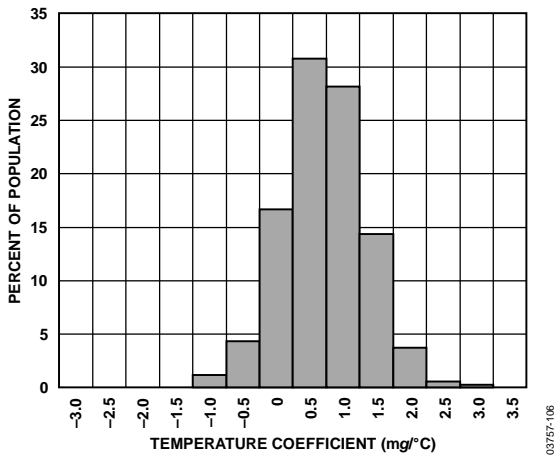


Figure 26. X-axis Zero g Bias Temperature Coefficient

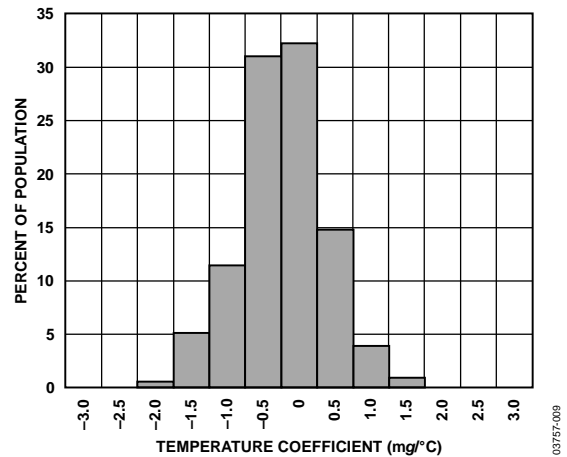


Figure 29. Y-axis Zero g Bias Temperature Coefficient

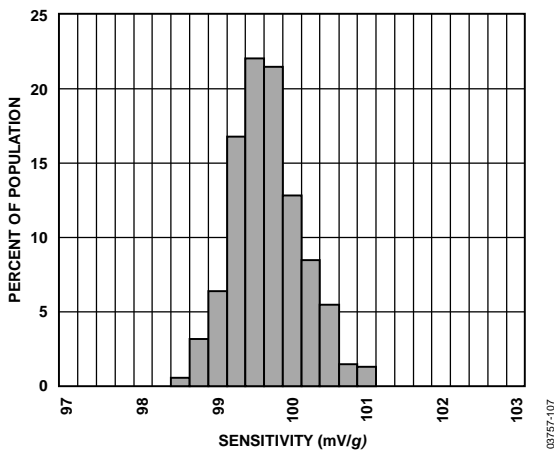


Figure 27. X-axis Sensitivity at 25°C

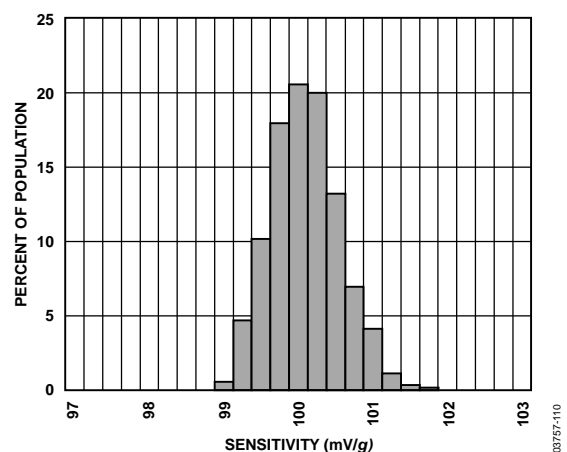


Figure 30. Y-axis Sensitivity at 25°C

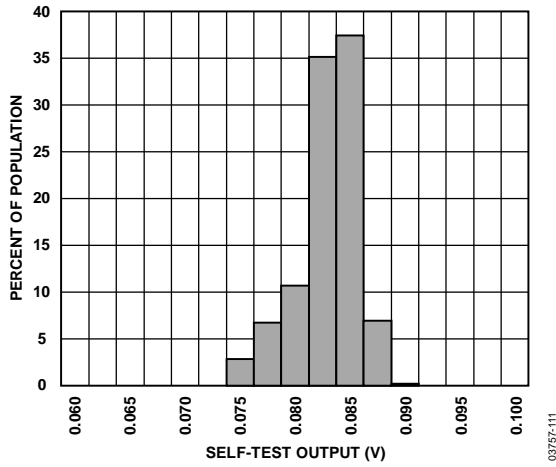


Figure 31. X-Axis Self Test Response at 25°C

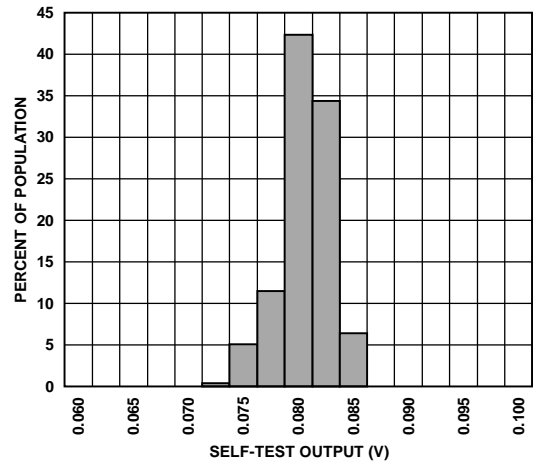


Figure 33. Y-Axis Self Test Response at 25°C

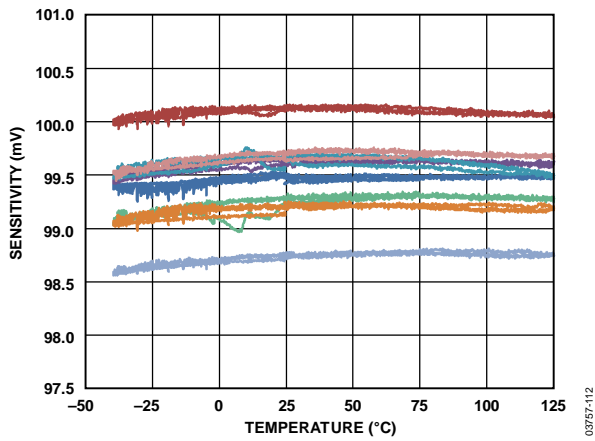


Figure 32. Sensitivity vs. Temperature; Parts Soldered to PCB

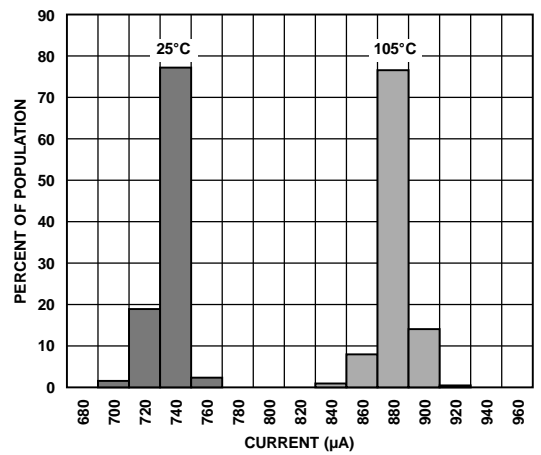


Figure 34. Supply Current vs. Temperature

ALL MODELS

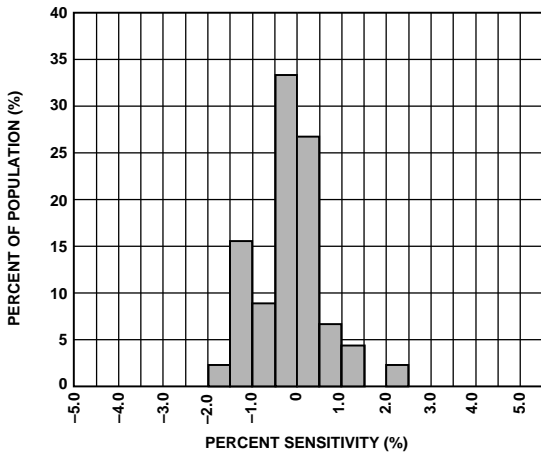


Figure 35. Z vs. X Cross-Axis Sensitivity

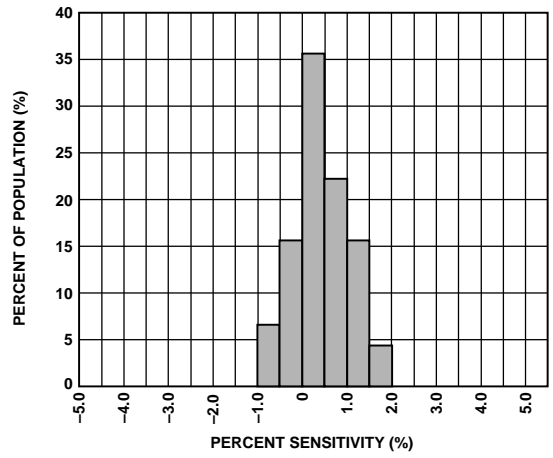


Figure 37. Z vs. Y Cross-Axis Sensitivity

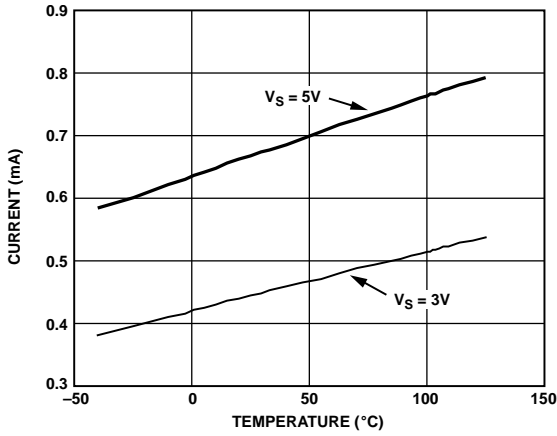


Figure 36. Supply Current vs. Temperature

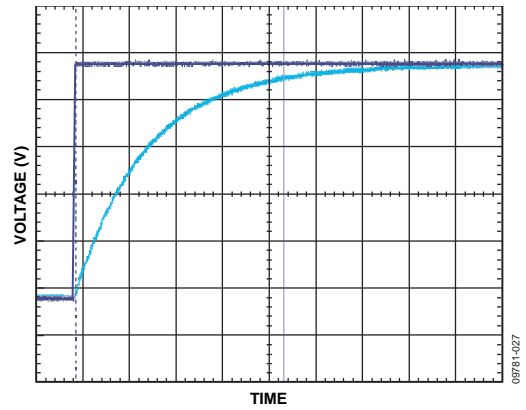


Figure 38. Turn-On Time; $C_x, C_y = 0.1 \mu F$, Time Scale = 2 ms/DIV

THEORY OF OPERATION

The ADXL103/ADXL203 are complete acceleration measurement systems on a single, monolithic IC. The ADXL103 is a single-axis accelerometer, and the ADXL203 is a dual-axis accelerometer. Both parts contain a polysilicon surface-micro-machined sensor and signal conditioning circuitry to implement an open-loop acceleration measurement architecture. The output signals are analog voltages that are proportional to acceleration. The ADXL103/ADXL203 are capable of measuring both positive and negative accelerations from $\pm 1.7 g$ to at least $\pm 18 g$. The accelerometer can measure static acceleration forces, such as gravity, allowing it to be used as a tilt sensor.

The sensor is a surface-micromachined polysilicon structure built on top of the silicon wafer. Polysilicon springs suspend the structure over the surface of the wafer and provide a resistance against acceleration forces. Deflection of the structure is measured using a differential capacitor that consists of independent fixed plates and plates attached to the moving mass. The fixed plates are driven by 180° out-of-phase square waves. Acceleration deflects the beam and unbalances the differential capacitor, resulting in an output square wave whose amplitude is proportional to acceleration. Phase-sensitive demodulation techniques are then used to rectify the signal and determine the direction of the acceleration.

The output of the demodulator is amplified and brought off-chip through a $32 k\Omega$ resistor. At this point, the user can set the signal bandwidth of the device by adding a capacitor. This filtering improves measurement resolution and helps prevent aliasing.

PERFORMANCE

Rather than using additional temperature compensation circuitry, innovative design techniques have been used to ensure that high performance is built in. As a result, there is essentially no quantization error or nonmonotonic behavior, and temperature hysteresis is very low (typically less than $10 mg$ over the $-40^\circ C$ to $+125^\circ C$ temperature range).

Figure 11 shows the $0 g$ output performance of eight parts (x and y axes) over a $-40^\circ C$ to $+125^\circ C$ temperature range.

Figure 13 demonstrates the typical sensitivity shift over temperature for $V_s = 5 V$. Sensitivity stability is optimized for $V_s = 5 V$ but is still very good over the specified range; it is typically better than $\pm 1\%$ over temperature at $V_s = 3 V$.

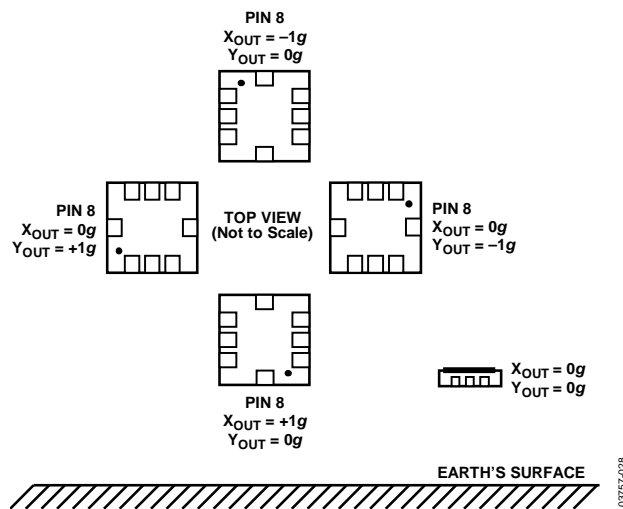


Figure 39. Output Response vs. Orientation

APPLICATIONS INFORMATION

POWER SUPPLY DECOUPLING

For most applications, a single 0.1 μF capacitor, C_{DC} , adequately decouples the accelerometer from noise on the power supply. However, in some cases, particularly where noise is present at the 140 kHz internal clock frequency (or any harmonic thereof), noise on the supply can cause interference on the ADXL103/ADXL203 output. If additional decoupling is needed, a 100 Ω (or smaller) resistor or ferrite beads can be inserted in the supply line of the ADXL103/ADXL203. Additionally, a larger bulk bypass capacitor (in the 1 μF to 22 μF range) can be added in parallel to C_{DC} .

SETTING THE BANDWIDTH USING C_X AND C_Y

The ADXL103/ADXL203 has provisions for band limiting the X_{OUT} and Y_{OUT} pins. Capacitors must be added at these pins to implement low-pass filtering for antialiasing and noise reduction. The equation for the 3 dB bandwidth is

$$f_{-3\text{dB}} = 1/(2\pi(32\text{ k}\Omega) \times C_{(X,Y)})$$

or more simply,

$$f_{-3\text{dB}} = 5\ \mu\text{F}/C_{(X,Y)}$$

The tolerance of the internal resistor (R_{FILT}) can vary typically as much as $\pm 25\%$ of its nominal value (32 k Ω); thus, the bandwidth varies accordingly. A minimum capacitance of 2000 pF for C_X and C_Y is required in all cases.

Table 7. Filter Capacitor Selection, C_X and C_Y

Bandwidth (Hz)	Capacitor (μF)
1	4.7
10	0.47
50	0.10
100	0.05
200	0.027
500	0.01

SELF TEST

The ST pin controls the self test feature. When this pin is set to V_S , an electrostatic force is exerted on the beam of the accelerometer. The resulting movement of the beam allows the user to test if the accelerometer is functional. The typical change in output is 750 mg (corresponding to 750 mV). This pin can be left open-circuit or connected to common in normal use.

Never expose the ST pin to voltages greater than $V_S + 0.3\text{ V}$. If the system design is such that this condition cannot be guaranteed (that is, multiple supply voltages are present), a low V_F clamping diode between ST and V_S is recommended.

DESIGN TRADE-OFFS FOR SELECTING FILTER CHARACTERISTICS: THE NOISE/BANDWIDTH TRADE-OFF

The accelerometer bandwidth selected ultimately determines the measurement resolution (smallest detectable acceleration). Filtering can be used to lower the noise floor, improving the resolution of the accelerometer. Resolution is dependent on the analog filter bandwidth at X_{OUT} and Y_{OUT} .

The output of the ADXL103/ADXL203 has a typical bandwidth of 2.5 kHz. The user must filter the signal at this point to limit aliasing errors. The analog bandwidth must be no more than half the analog-to-digital sampling frequency to minimize aliasing. The analog bandwidth can be further decreased to reduce noise and improve resolution.

The ADXL103/ADXL203 noise has the characteristics of white Gaussian noise, which contributes equally at all frequencies and is described in terms of $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ (that is, the noise is proportional to the square root of the accelerometer bandwidth). Limit bandwidth to the lowest frequency needed by the application to maximize the resolution and dynamic range of the accelerometer.

With the single-pole roll-off characteristic, the typical noise of the ADXL103/ADXL203 is determined by

$$\text{rmsNoise} = (110\ \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}) \times (\sqrt{\text{BW} \times 1.6})$$

At 100 Hz, the noise is

$$\text{rmsNoise} = (110\ \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}) \times (\sqrt{100 \times 1.6}) = 1.4\ \text{mg}$$

Often, the peak value of the noise is desired. Peak-to-peak noise can only be estimated by statistical methods. Table 8 is useful for estimating the probabilities of exceeding various peak values, given the rms value.

Table 8. Estimation of Peak-to-Peak Noise

Peak-to-Peak Value	% of Time That Noise Exceeds Nominal Peak-to-Peak Value
$2 \times \text{rms}$	32
$4 \times \text{rms}$	4.6
$6 \times \text{rms}$	0.27
$8 \times \text{rms}$	0.006

Peak-to-peak noise values give the best estimate of the uncertainty in a single measurement; peak-to-peak noise is estimated by $6 \times \text{rms}$. Table 9 gives the typical noise output of the ADXL103/ADXL203 for various C_X and C_Y values.

Table 9. Filter Capacitor Selection (C_X , C_Y)

Bandwidth (Hz)	C_X , C_Y (μF)	RMS Noise (mg)	Peak-to-Peak Noise Estimate (mg)
10	0.47	0.4	2.6
50	0.1	1.0	6
100	0.047	1.4	8.4
500	0.01	3.1	18.7



ANALOG DEVICES

Small and Thin $\pm 5 g$ iMEMS[®] Accelerometer

ADXL320

FEATURES

Small and thin

4 mm × 4 mm × 1.45 mm LFCSP package

2 mg resolution at 60 Hz

Wide supply voltage range: 2.4 V to 5.25 V

Low power: 350 μA at $V_S = 2.4 V$ (typ)

Good zero g bias stability

Good sensitivity accuracy

X-axis and Y-axis aligned to within 0.1° (typ)

BW adjustment with a single capacitor

Single-supply operation

10,000 g shock survival

Compatible with Sn/Pb and Pb-free solder processes

APPLICATIONS

Cost-sensitive motion- and tilt-sensing applications

Smart hand-held devices

Mobile phones

Sports and health-related devices

PC security and PC peripherals

GENERAL DESCRIPTION

The ADXL320 is a low cost, low power, complete dual-axis accelerometer with signal conditioned voltage outputs, which is all on a single monolithic IC. The product measures acceleration with a full-scale range of $\pm 5 g$ (typical). It can also measure both dynamic acceleration (vibration) and static acceleration (gravity).

The ADXL320's typical noise floor is 250 $\mu g/\sqrt{Hz}$, allowing signals below 2 mg to be resolved in tilt-sensing applications using narrow bandwidths (<60 Hz).

The user selects the bandwidth of the accelerometer using capacitors C_X and C_Y at the X_{OUT} and Y_{OUT} pins. Bandwidths of 0.5 Hz to 2.5 kHz may be selected to suit the application.

The ADXL320 is available in a very thin 4 mm × 4 mm × 1.45 mm, 16-lead, plastic LFCSP.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

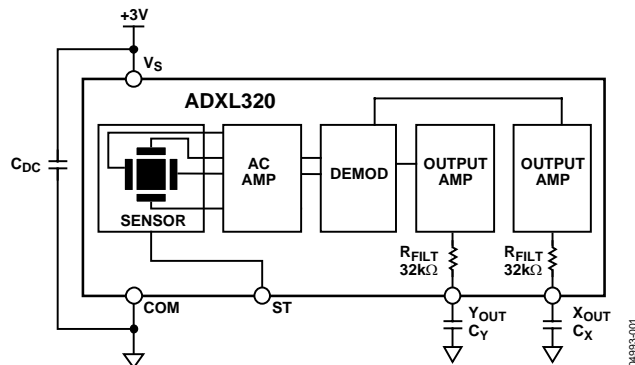


Figure 1.

Rev.0

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.326.8703 © 2007 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

TABLE OF CONTENTS

Specifications.....	3	Setting the Bandwidth Using C_x and C_y	12
Absolute Maximum Ratings.....	4	Self-Test	12
ESD Caution.....	4	Design Trade-Offs for Selecting Filter Characteristics: The Noise/BW Trade-Off.....	12
Pin Configuration and Function Descriptions.....	5	Use with Operating Voltages Other than 3 V.....	13
Typical Performance Characteristics ($V_s = 3.0\text{ V}$)	7	Use as a Dual-Axis Tilt Sensor	13
Theory of Operation	11	Outline Dimensions	14
Performance	11	Ordering Guide	14
Applications.....	12		
Power Supply Decoupling	12		

REVISION HISTORY

9/04—Revision 0: Initial Version

SPECIFICATIONS¹

$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = 3\text{ V}$, $C_X = C_Y = 0.1\ \mu\text{F}$, Acceleration = 0 g, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
SENSOR INPUT					
Measurement Range	Each axis		± 5		g
Nonlinearity	% of full scale		± 0.2		%
Package Alignment Error			± 1		Degrees
Alignment Error	X sensor to Y sensor		± 0.1		Degrees
Cross Axis Sensitivity			± 2		%
SENSITIVITY (RATIOMETRIC)²					
Sensitivity at X_{OUT} , Y_{OUT}	Each axis $V_S = 3\text{ V}$	156	174	192	mV/g
Sensitivity Change due to Temperature ³	$V_S = 3\text{ V}$		0.01		%/ $^\circ\text{C}$
ZERO g BIAS LEVEL (RATIOMETRIC)					
0 g Voltage at X_{OUT} , Y_{OUT}	Each axis $V_S = 3\text{ V}$	1.3	1.5	1.7	V
0 g Offset Versus Temperature			± 0.6		mg/ $^\circ\text{C}$
NOISE PERFORMANCE					
Noise Density	@ 25°C		250		$\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ rms
FREQUENCY RESPONSE⁴					
C_X , C_Y Range ⁵		0.002		10	μF
R_{FILT} Tolerance			$32 \pm 15\%$		k Ω
Sensor Resonant Frequency			5.5		kHz
SELF-TEST⁶					
Logic Input Low			0.6		V
Logic Input High			2.4		V
ST Input Resistance to Ground			50		k Ω
Output Change at X_{OUT} , Y_{OUT}	Self-test 0 to 1		55		mV
OUTPUT AMPLIFIER					
Output Swing Low	No load		0.3		V
Output Swing High	No load		2.5		V
POWER SUPPLY					
Operating Voltage Range		2.4		5.25	V
Quiescent Supply Current			0.48		mA
Turn-On Time ⁷			20		ms
TEMPERATURE					
Operating Temperature Range		-20		70	$^\circ\text{C}$

¹ All minimum and maximum specifications are guaranteed. Typical specifications are not guaranteed.

² Sensitivity is essentially ratiometric to V_S . For $V_S = 2.7\text{ V}$ to 3.3 V , sensitivity is 154 mV/V/g to 194 mV/V/g typical.

³ Defined as the output change from ambient-to-maximum temperature or ambient-to-minimum temperature.

⁴ Actual frequency response controlled by user-supplied external capacitor (C_X , C_Y).

⁵ Bandwidth = $1/(2 \times \pi \times 32\text{ k}\Omega \times C)$. For C_X , $C_Y = 0.002\ \mu\text{F}$, bandwidth = 2500 Hz. For C_X , $C_Y = 10\ \mu\text{F}$, bandwidth = 0.5 Hz. Minimum/maximum values are not tested.

⁶ Self-test response changes cubically with V_S .

⁷ Larger values of C_X , C_Y increase turn-on time. Turn-on time is approximately $160 \times C_X$ or $C_Y + 4\text{ ms}$, where C_X , C_Y are in μF .

ADXL320

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 2.

Parameter	Rating
Acceleration (Any Axis, Unpowered)	10,000 <i>g</i>
Acceleration (Any Axis, Powered)	10,000 <i>g</i>
V _s	-0.3 V to +7.0 V
All Other Pins	(COM - 0.3 V) to (V _s + 0.3 V)
Output Short-Circuit Duration (Any Pin to Common)	Indefinite
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ESD CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although this product features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



PIN CONFIGURATION AND FUNCTION DESCRIPTIONS

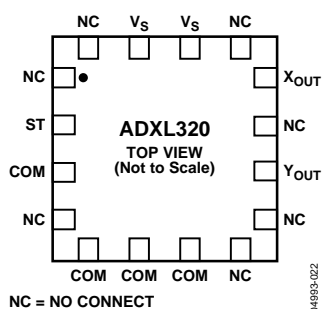


Figure 2. Pin Configuration

Table 3. Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1	NC	Do Not Connect
2	ST	Self-Test
3	COM	Common
4	NC	Do Not Connect
5	COM	Common
6	COM	Common
7	COM	Common
8	NC	Do Not Connect
9	NC	Do Not Connect
10	Y _{OUT}	Y Channel Output
11	NC	Do Not Connect
12	X _{OUT}	X Channel Output
13	NC	Do Not Connect
14	V _S	2.4 V to 5.25 V
15	V _S	2.4 V to 5.25 V
16	NC	Do Not Connect

ADXL320

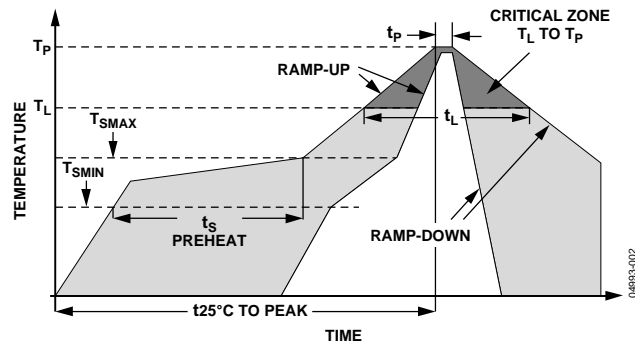


Figure 3. Recommended Soldering Profile

Table 4. Recommended Soldering Profile

Profile Feature	Sn63/Pb37	Pb-Free
Average Ramp Rate (T_L to T_P)	3°C/second max	3°C/second max
Preheat		
Minimum Temperature (T_{SMIN})	100°C	150°C
Maximum Temperature (T_{SMAX})	150°C	200°C
Time (T_{SMIN} to T_{SMAX}), t_s	60 – 120 seconds	60 – 150 seconds
T_{SMAX} to T_L		
Ramp-Up Rate	3°C/second	3°C/second
Time Maintained Above Liquidous (T_L)		
Liquidous Temperature (T_L)	183°C	217°C
Time (t_L)	60 – 150 seconds	60 – 150 seconds
Peak Temperature (T_P)	240°C + 0°C/–5°C	260°C + 0°C/–5°C
Time within 5°C of Actual Peak Temperature (t_p)	10 – 30 seconds	20 – 40 seconds
Ramp-Down Rate	6°C/second max	6°C/second max
Time 25°C to Peak Temperature	6 minutes max	8 minutes max

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS ($V_S = 3.0\text{ V}$)

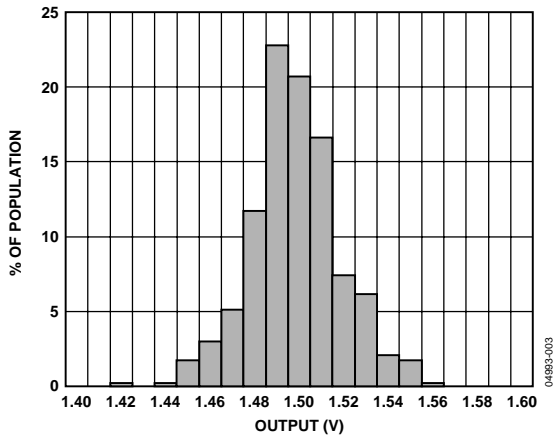


Figure 4. X-axis Zero g Bias Deviation from Ideal at 25°C

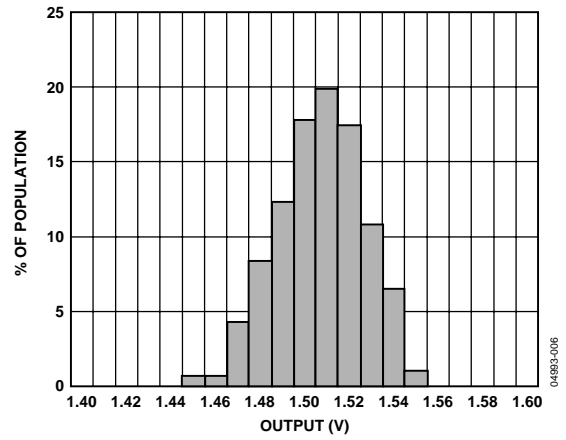


Figure 7. Y-axis Zero g Bias Deviation from Ideal at 25°C

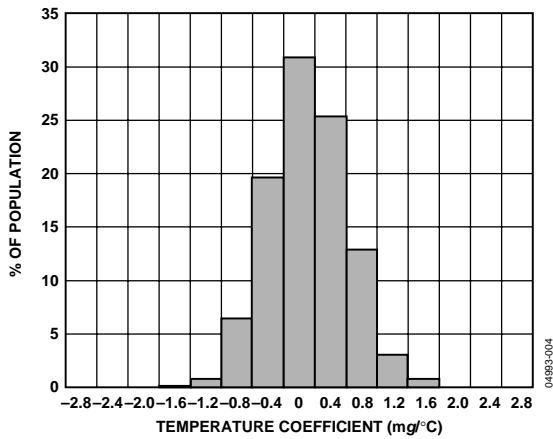


Figure 5. X-axis Zero g Bias Temperature Coefficient

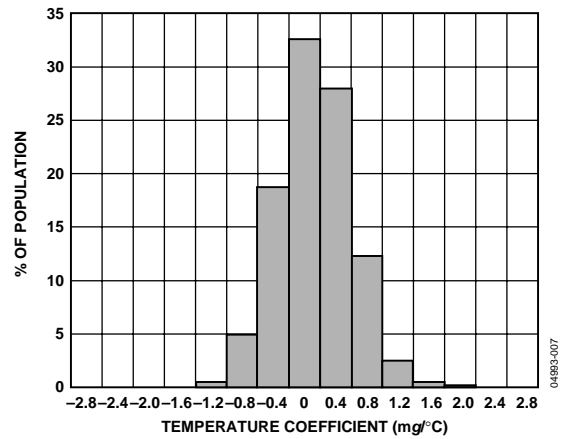


Figure 8. Y-axis Zero g Bias Temperature Coefficient

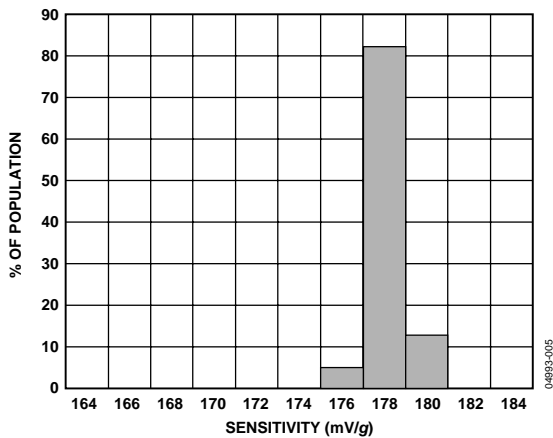


Figure 6. X-axis Sensitivity at 25°C

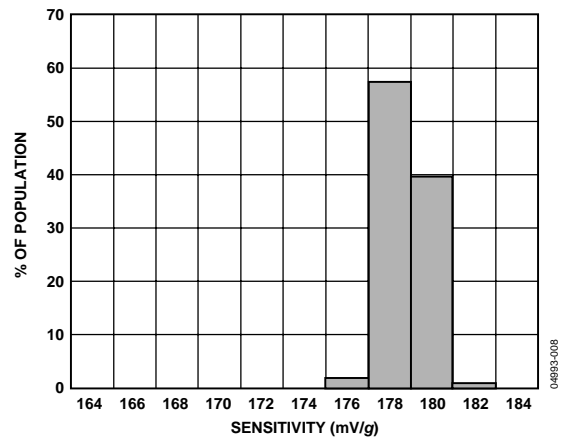


Figure 9. Y-axis Sensitivity at 25°C

ADXL320

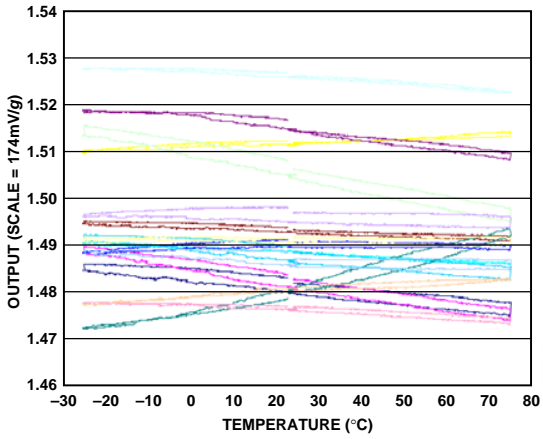


Figure 10. Zero g Bias vs. Temperature—Parts Soldered to PCB

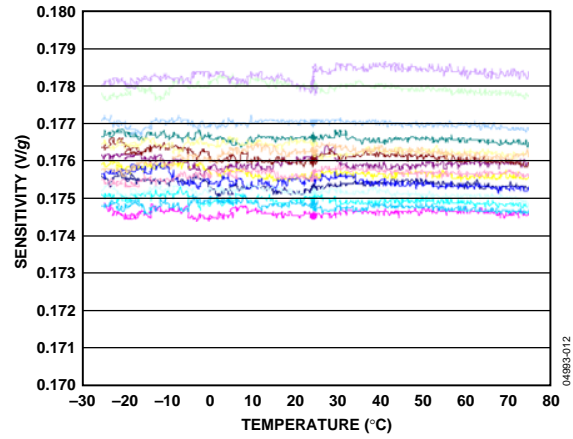


Figure 13. Sensitivity vs. Temperature—Parts Soldered to PCB

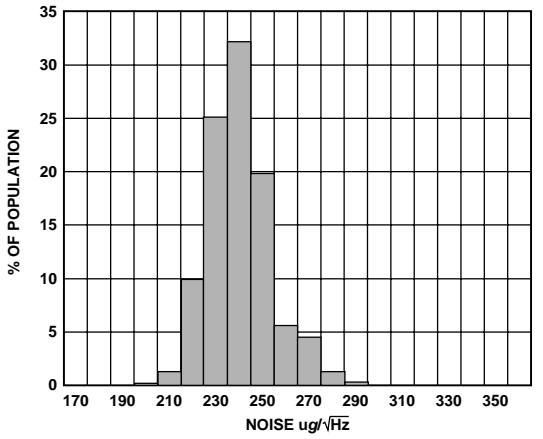


Figure 11. X-Axis Noise Density at 25°C

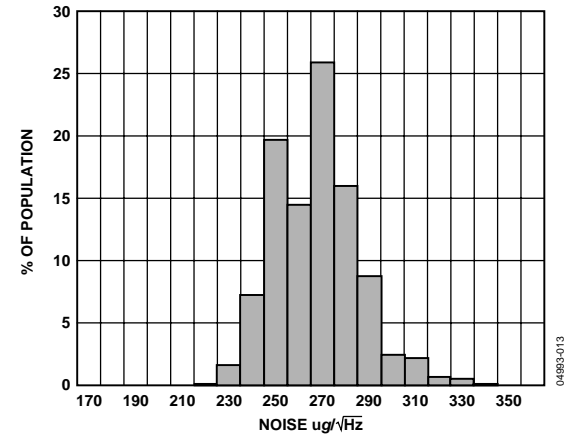


Figure 14. Y-Axis Noise Density at 25°C

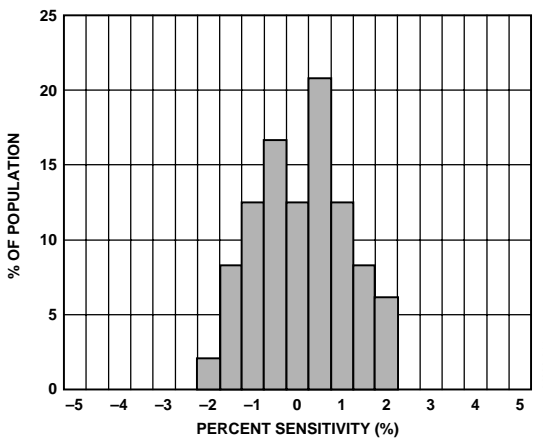


Figure 12. Z vs. X Cross-Axis Sensitivity

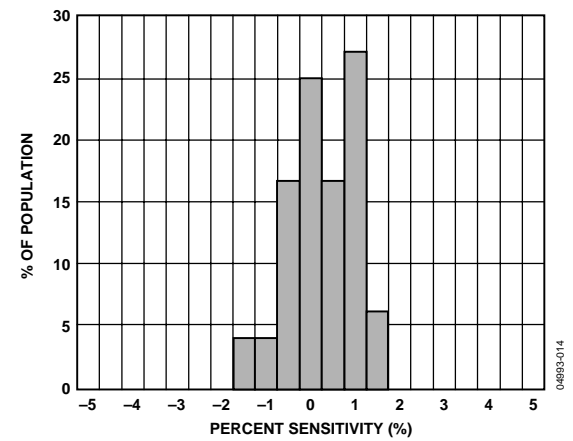


Figure 15. Z vs. Y Cross-Axis Sensitivity

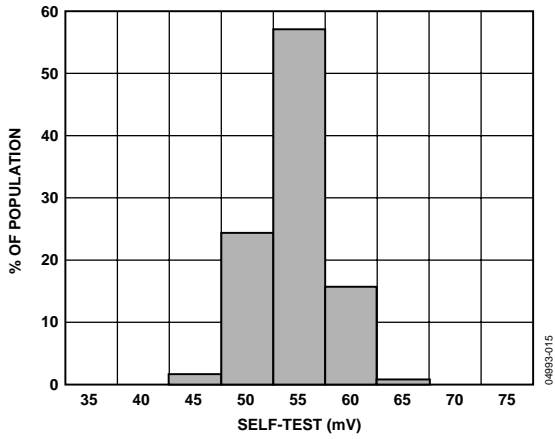


Figure 16. X-Axis Self-Test Response at 25°C

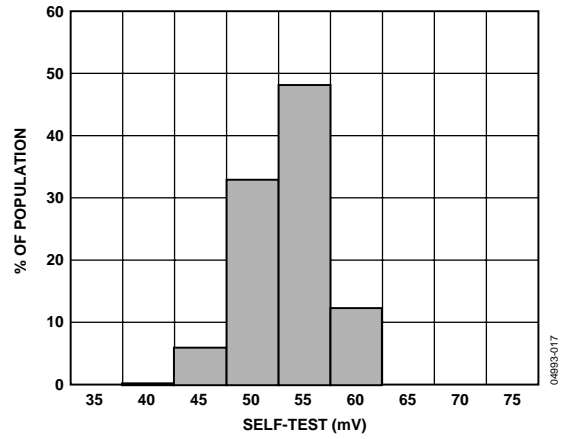


Figure 18. Y-Axis Self-Test Response at 25°C

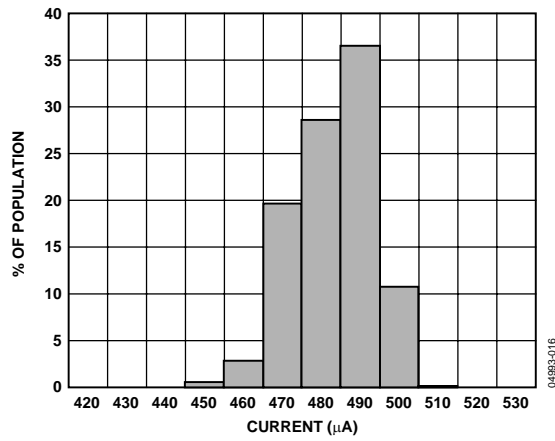


Figure 17. Supply Current at 25°C

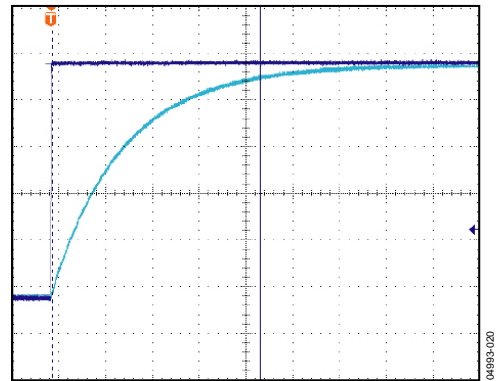
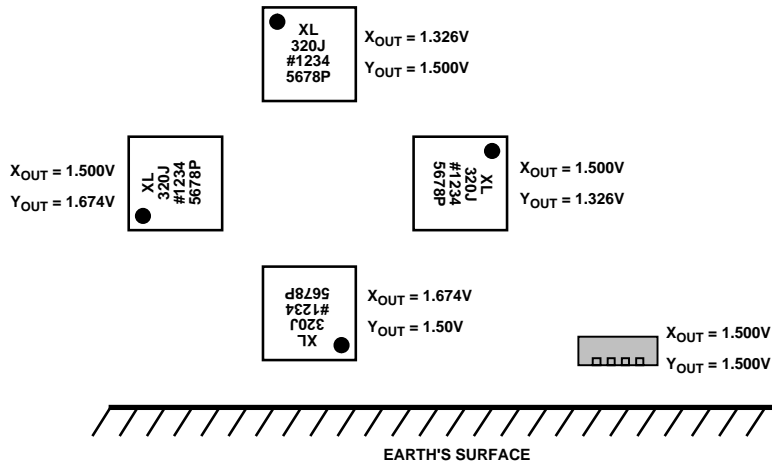


Figure 19. Turn-On Time— $C_x, C_y = 0.1 \mu F$, Time Scale = 2 ms/DIV

ADXL320



04953-018

Figure 20. Output Response vs. Orientation

THEORY OF OPERATION

The ADXL320 is a complete acceleration measurement system on a single monolithic IC. The ADXL320 has a measurement range of $\pm 5 g$. It contains a polysilicon surface-micromachined sensor and signal conditioning circuitry to implement an open-loop acceleration measurement architecture. The output signals are analog voltages that are proportional to acceleration. The accelerometer measures static acceleration forces, such as gravity, which allows it to be used as a tilt sensor.

The sensor is a polysilicon surface-micromachined structure built on top of a silicon wafer. Polysilicon springs suspend the structure over the surface of the wafer and provide a resistance against acceleration forces. Deflection of the structure is measured using a differential capacitor that consists of independent fixed plates and plates attached to the moving mass. The fixed plates are driven by 180° out-of-phase square waves. Acceleration deflects the beam and unbalances the differential capacitor, resulting in an output square wave whose amplitude is proportional to acceleration. Phase-sensitive demodulation techniques are then used to rectify the signal and determine the direction of the acceleration.

The demodulator's output is amplified and brought off-chip through a $32 k\Omega$ resistor. The user then sets the signal bandwidth of the device by adding a capacitor. This filtering improves measurement resolution and helps prevent aliasing.

PERFORMANCE

Rather than using additional temperature compensation circuitry, innovative design techniques have been used to ensure high performance is built-in. As a result, there is neither quantization error nor nonmonotonic behavior, and temperature hysteresis is very low (typically less than $3 mg$ over the $-20^\circ C$ to $+70^\circ C$ temperature range).

Figure 10 shows the zero g output performance of eight parts (X- and Y-axis) over a $-20^\circ C$ to $+70^\circ C$ temperature range.

Figure 13 demonstrates the typical sensitivity shift over temperature for supply voltages of $3 V$. This is typically better than $\pm 1\%$ over the $-20^\circ C$ to $+70^\circ C$ temperature range.

ADXL320

APPLICATIONS

POWER SUPPLY DECOUPLING

For most applications, a single 0.1 μF capacitor, C_{DC} , adequately decouples the accelerometer from noise on the power supply. However, in some cases, particularly where noise is present at the 140 kHz internal clock frequency (or any harmonic thereof), noise on the supply may cause interference on the ADXL320 output. If additional decoupling is needed, a 100 Ω (or smaller) resistor or ferrite bead may be inserted in the supply line. Additionally, a larger bulk bypass capacitor (in the 1 μF to 4.7 μF range) may be added in parallel to C_{DC} .

SETTING THE BANDWIDTH USING C_X AND C_Y

The ADXL320 has provisions for band-limiting the X_{OUT} and Y_{OUT} pins. Capacitors must be added at these pins to implement low-pass filtering for antialiasing and noise reduction. The equation for the 3 dB bandwidth is

$$F_{-3\text{ dB}} = 1/(2\pi(32\text{ k}\Omega) \times C_{(X, Y)})$$

or more simply,

$$F_{-3\text{ dB}} = 5\ \mu\text{F}/C_{(X, Y)}$$

The tolerance of the internal resistor (R_{FILT}) typically varies as much as $\pm 15\%$ of its nominal value (32 k Ω), and the bandwidth varies accordingly. A minimum capacitance of 2000 pF for C_X and C_Y is required in all cases.

Table 5. Filter Capacitor Selection, C_X and C_Y

Bandwidth (Hz)	Capacitor (μF)
1	4.7
10	0.47
50	0.10
100	0.05
200	0.027
500	0.01

SELF-TEST

The ST pin controls the self-test feature. When this pin is set to V_S , an electrostatic force is exerted on the accelerometer beam. The resulting movement of the beam allows the user to test if the accelerometer is functional. The typical change in output is 315 mg (corresponding to 55 mV). This pin may be left open-circuit or connected to common (COM) in normal use.

The ST pin should never be exposed to voltages greater than $V_S + 0.3\text{ V}$. If this cannot be guaranteed due to the system design (for instance, if there are multiple supply voltages), then a low V_F clamping diode between ST and V_S is recommended.

DESIGN TRADE-OFFS FOR SELECTING FILTER CHARACTERISTICS: THE NOISE/BW TRADE-OFF

The accelerometer bandwidth selected ultimately determines the measurement resolution (smallest detectable acceleration). Filtering can be used to lower the noise floor, which improves the resolution of the accelerometer. Resolution is dependent on the analog filter bandwidth at X_{OUT} and Y_{OUT} .

The output of the ADXL320 has a typical bandwidth of 2.5 kHz. The user must filter the signal at this point to limit aliasing errors. The analog bandwidth must be no more than half the A/D sampling frequency to minimize aliasing. The analog bandwidth may be further decreased to reduce noise and improve resolution.

The ADXL320 noise has the characteristics of white Gaussian noise, which contributes equally at all frequencies and is described in terms of $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ (the noise is proportional to the square root of the accelerometer's bandwidth). The user should limit bandwidth to the lowest frequency needed by the application in order to maximize the resolution and dynamic range of the accelerometer.

With the single-pole, roll-off characteristic, the typical noise of the ADXL320 is determined by

$$rmsNoise = (250\ \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}) \times (\sqrt{BW \times 1.6})$$

At 100 Hz bandwidth the noise will be

$$rmsNoise = (250\ \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}) \times (\sqrt{100 \times 1.6}) = 3.2\text{ mg}$$

Often, the peak value of the noise is desired. Peak-to-peak noise can only be estimated by statistical methods. Table 6 is useful for estimating the probabilities of exceeding various peak values, given the rms value.

Table 6. Estimation of Peak-to-Peak Noise

Peak-to-Peak Value	% of Time That Noise Exceeds Nominal Peak-to-Peak Value
$2 \times rms$	32
$4 \times rms$	4.6
$6 \times rms$	0.27
$8 \times rms$	0.006

Peak-to-peak noise values give the best estimate of the uncertainty in a single measurement. Table 7 gives the typical noise output of the ADXL320 for various C_X and C_Y values.

Table 7. Filter Capacitor Selection (C_X , C_Y)

Bandwidth (Hz)	C_X , C_Y (μF)	RMS Noise (mg)	Peak-to-Peak Noise Estimate (mg)
10	0.47	1.0	6
50	0.1	2.25	13.5
100	0.047	3.2	18.9
500	0.01	7.1	42.8

USE WITH OPERATING VOLTAGES OTHER THAN 3 V

The ADXL320 is tested and specified at $V_S = 3$ V; however, it can be powered with V_S as low as 2.4 V or as high as 5.25 V. Note that some performance parameters change as the supply voltage is varied.

The ADXL320 output is ratiometric, so the output sensitivity (or scale factor) varies proportionally to supply voltage. At $V_S = 5$ V, the output sensitivity is typically 312 mV/g. At $V_S = 2.4$ V, the output sensitivity is typically 135 mV/g.

The zero g bias output is also ratiometric, so the zero g output is nominally equal to $V_S/2$ at all supply voltages.

The output noise is not ratiometric but is absolute in volts; therefore, the noise density decreases as the supply voltage increases. This is because the scale factor (mV/g) increases while the noise voltage remains constant. At $V_S = 5$ V, the noise density is typically $150 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$, while at $V_S = 2.4$ V, the noise density is typically $300 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Self-test response in g is roughly proportional to the square of the supply voltage. However, when ratiometricity of sensitivity is factored in with supply voltage, the self-test response in volts is roughly proportional to the cube of the supply voltage. For example, at $V_S = 5$ V, the self-test response for the ADXL320 is approximately 250 mV. At $V_S = 2.4$ V, the self-test response is approximately 25 mV.

The supply current decreases as the supply voltage decreases. Typical current consumption at $V_S = 5$ V is 750 μA , and typical current consumption at $V_S = 2.4$ V is 350 μA .

USE AS A DUAL-AXIS TILT SENSOR

Tilt measurement is one of the ADXL320's most popular applications. An accelerometer uses the force of gravity as an input vector to determine the orientation of an object in space.

An accelerometer is most sensitive to tilt when its sensitive axis is perpendicular to the force of gravity (that is, when it is parallel to the earth's surface). At this orientation, its sensitivity to changes in tilt is highest. When the accelerometer is oriented on axis to gravity (near its +1 g or -1 g reading), the change in output acceleration per degree of tilt is negligible. When the accelerometer is perpendicular to gravity, its output changes nearly 17.5 mg per degree of tilt. At 45°, its output changes at only 12.2 mg per degree of tilt, and resolution declines.

Converting Acceleration to Tilt

When the accelerometer is oriented so both its X-axis and Y-axis are parallel to the earth's surface, it can be used as a 2-axis tilt sensor with both a roll axis and pitch axis. Once the output signal from the accelerometer has been converted to an acceleration that varies between -1 g and +1 g, the output tilt in degrees is calculated as

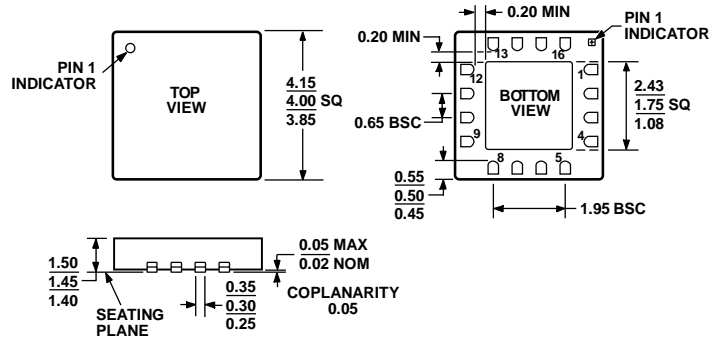
$$PITCH = ASIN(A_X/1 \text{ g})$$

$$ROLL = ASIN(A_Y/1 \text{ g})$$

Be sure to account for overranges. It is possible for the accelerometers to output a signal greater than ± 1 g due to vibration, shock, or other accelerations.

ADXL320

OUTLINE DIMENSIONS



*STACKED DIE WITH GLASS SEAL.

Figure 21. 16-Lead Lead Frame Chip Scale Package [LFCSP_LQ]
4 mm × 4 mm Body
(CP-16-5a*)
Dimensions shown in millimeters

072608-A

ORDERING GUIDE

Model	Measurement Range	Specified Voltage (V)	Temperature Range	Package Description	Package Option
ADXL320JCP ¹	±5 g	3	-20°C to +70°C	16-Lead LFCSP_LQ	CP-16-5a
ADXL320JCP-REEL ¹	±5 g	3	-20°C to +70°C	16-Lead LFCSP_LQ	CP-16-5a
ADXL320JCP-REEL7 ¹	±5 g	3	-20°C to +70°C	16-Lead LFCSP_LQ	CP-16-5a
ADXL320EB				Evaluation Board	

¹ Lead finish—Matte tin.

FEATURES

- Low noise: 0.3 μV p-p at 0.1 Hz to 10 Hz**
- Low nonlinearity: 0.003% ($G = 1$)**
- High CMRR: 120 dB ($G = 1000$)**
- Low offset voltage: 50 μV**
- Low offset voltage drift: 0.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$**
- Gain bandwidth product: 25 MHz**
- Pin programmable gains of 1, 10, 100, 1000**
- Input protection, power-on/power-off**
- No external components required**
- Internally compensated**
- MIL-STD-883B and chips available**
- 16-lead ceramic DIP and SOIC packages and 20-terminal leadless chip carrier available**
- Available in tape and reel in accordance with EIA-481A standard**
- Standard military drawing also available**

GENERAL DESCRIPTION

The AD524 is a precision monolithic instrumentation amplifier designed for data acquisition applications requiring high accuracy under worst-case operating conditions. An outstanding combination of high linearity, high common-mode rejection, low offset voltage drift, and low noise makes the AD524 suitable for use in many data acquisition systems.

The AD524 has an output offset voltage drift of less than 25 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, input offset voltage drift of less than 0.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, CMR above 90 dB at unity gain (120 dB at $G = 1000$), and maximum nonlinearity of 0.003% at $G = 1$. In addition to the outstanding dc specifications, the AD524 also has a 25 kHz bandwidth ($G = 1000$). To make it suitable for high speed data acquisition systems, the AD524 has an output slew rate of 5 V/ μs and settles in 15 μs to 0.01% for gains of 1 to 100.

As a complete amplifier, the AD524 does not require any external components for fixed gains of 1, 10, 100 and 1000. For other gain settings between 1 and 1000, only a single resistor is required. The AD524 input is fully protected for both power-on and power-off fault conditions.

The AD524 IC instrumentation amplifier is available in four different versions of accuracy and operating temperature range. The economical A grade, the low drift B grade, and lower drift,

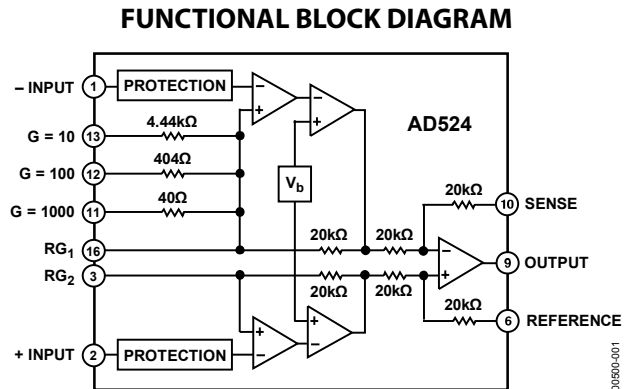


Figure 1.

higher linearity C grade are specified from -25°C to $+85^\circ\text{C}$. The S grade guarantees performance to specification over the extended temperature range -55°C to $+125^\circ\text{C}$. The AD524 is available in a 16-lead ceramic DIP, 16-lead SBDIP, 16-lead SOIC wide packages, and 20-terminal leadless chip carrier.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD524 has guaranteed low offset voltage, offset voltage drift, and low noise for precision high gain applications.
2. The AD524 is functionally complete with pin programmable gains of 1, 10, 100, and 1000, and single resistor programmable for any gain.
3. Input and output offset nulling terminals are provided for very high precision applications and to minimize offset voltage changes in gain ranging applications.
4. The AD524 is input protected for both power-on and power-off fault conditions.
5. The AD524 offers superior dynamic performance with a gain bandwidth product of 25 MHz, full power response of 75 kHz and a settling time of 15 μs to 0.01% of a 20 V step ($G = 100$).

Rev. F

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

TABLE OF CONTENTS

Features	1	Input Offset and Output Offset	15
Functional Block Diagram	1	Gain	16
General Description	1	Input Bias Currents	17
Product Highlights	1	Common-Mode Rejection	17
Revision History	2	Grounding	18
Specifications.....	3	Sense Terminal.....	18
Absolute Maximum Ratings.....	8	Reference Terminal	18
Connection Diagrams.....	8	Programmable Gain.....	20
ESD Caution.....	8	Autozero Circuits	20
Typical Performance Characteristics	9	Error Budget Analysis.....	21
Test Circuits.....	14	Outline Dimensions	24
Theory of Operation	15	Ordering Guide	25
Input Protection.....	15		

REVISION HISTORY**11/07—Rev. E to Rev. F**

Updated Format.....	Universal
Changes to General Description	1
Changes to Figure 1	1
Changes to Figure 3 and Figure 4 Captions	8
Changes to Error Budget Analysis Section	21
Changes to Ordering Guide	25

4/99—Rev. D to Rev. E

AD524

GROUNDING

Many data acquisition components have two or more ground pins that are not connected together within the device. These grounds must be tied together at one point, usually at the system power-supply ground. Ideally, a single solid ground would be desirable. However, because current flows through the ground wires and etch stripes of the circuit cards, and because these paths have resistance and inductance, hundreds of millivolts can be generated between the system ground point and the data acquisition components. Separate ground returns should be provided to minimize the current flow in the path from the sensitive points to the system ground point. In this way, supply currents and logic-gate return currents are not summed into the same return path as analog signals where they would cause measurement errors.

Because the output voltage is developed with respect to the potential on the reference terminal, an instrumentation amplifier can solve many grounding problems.

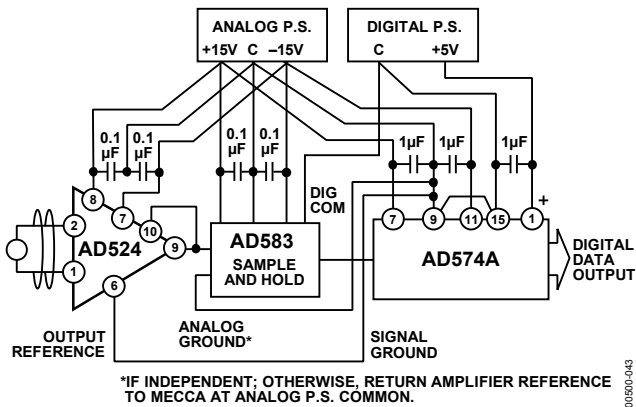


Figure 43. Basic Grounding Practice

SENSE TERMINAL

The sense terminal is the feedback point for the instrument amplifier's output amplifier. Normally, it is connected to the instrument amplifier output. If heavy load currents are to be drawn through long leads, voltage drops due to current flowing through lead resistance can cause errors. The sense terminal can be wired to the instrument amplifier at the load, thus putting the IxR drops inside the loop and virtually eliminating this error source.

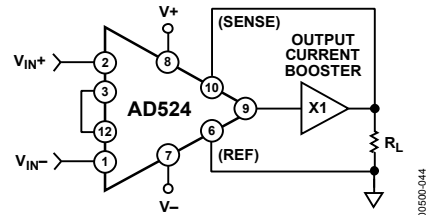


Figure 44. AD524 Instrumentation Amplifier with Output Current Booster

Typically, IC instrumentation amplifiers are rated for a full ± 10 volt output swing into $2 \text{ k}\Omega$. In some applications, however, the need exists to drive more current into heavier loads.

Figure 44 shows how a high current booster may be connected inside the loop of an instrumentation amplifier to provide the required current boost without significantly degrading overall performance. Nonlinearities and offset and gain inaccuracies of the buffer are minimized by the loop gain of the AD524 output amplifier. Offset drift of the buffer is similarly reduced.

REFERENCE TERMINAL

The reference terminal can be used to offset the output by up to $\pm 10 \text{ V}$. This is useful when the load is floating or does not share a ground with the rest of the system. It also provides a direct means of injecting a precise offset. It must be remembered that the total output swing is $\pm 10 \text{ V}$ to be shared between signal and reference offset.

When the AD524 is of the 3-amplifier configuration it is necessary that nearly zero impedance be presented to the reference terminal.

Any significant resistance from the reference terminal to ground increases the gain of the noninverting signal path, thereby upsetting the common-mode rejection of the AD524.

In the AD524, a reference source resistance unbalances the CMR trim by the ratio of $20 \text{ k}\Omega/R_{\text{REF}}$. For example, if the reference source impedance is 1Ω , CMR is reduced to 86 dB ($20 \text{ k}\Omega/1 \Omega = 86 \text{ dB}$). An operational amplifier can be used to provide that low impedance reference point, as shown in Figure 45. The input offset voltage characteristics of that amplifier adds directly to the output offset voltage performance of the instrumentation amplifier.

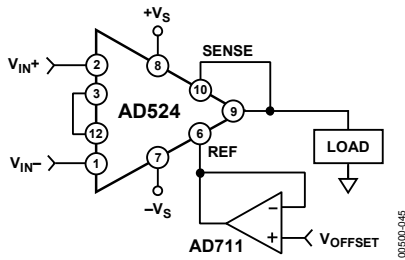


Figure 45. Use of Reference Terminal to Provide Output Offset

An instrumentation amplifier can be turned into a voltage-to-current converter by taking advantage of the sense and reference terminals, as shown in Figure 46.

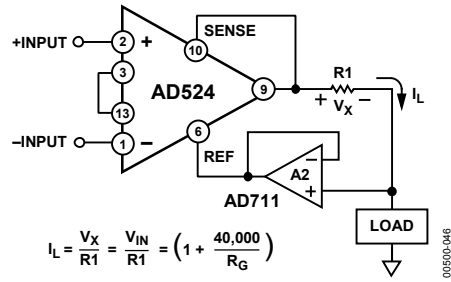


Figure 46. Voltage-to-Current Converter

By establishing a reference at the low side of a current setting resistor, an output current may be defined as a function of input voltage, gain, and the value of that resistor. Because only a small current is demanded at the input of the buffer amplifier (A2) the forced current, I_L , largely flows through the load. Offset and drift specifications of A2 must be added to the output offset and drift specifications of the AD524.

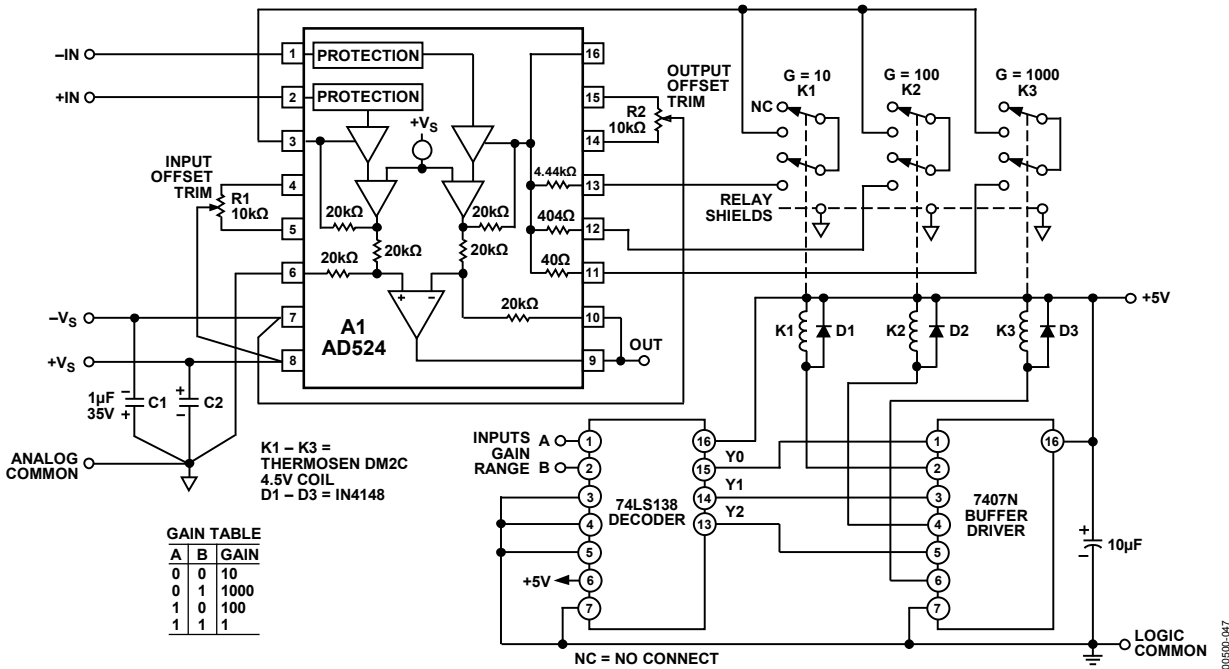


Figure 47. Three-Decade Gain Programmable Amplifier



Single Supply, Rail-to-Rail, Low Cost Instrumentation Amplifier

AD623

FEATURES

- Easy to Use
- Higher Performance than Discrete Design
- Single and Dual Supply Operation
- Rail-to-Rail Output Swing
- Input Voltage Range Extends 150 mV Below Ground (Single Supply)
- Low Power, 575 μ A Max Supply Current
- Gain Set with One External Resistor
- Gain Range 1 (No Resistor) to 1,000

HIGH ACCURACY DC PERFORMANCE

- 0.1% Gain Accuracy ($G = 1$)
- 0.35% Gain Accuracy ($G > 1$)
- 25 ppm Gain Drift ($G = 1$)
- 200 μ V Max Input Offset Voltage (AD623A)
- 2 μ V/ $^{\circ}$ C Max Input Offset Drift (AD623A)
- 100 μ V Max Input Offset Voltage (AD623B)
- 1 μ V/ $^{\circ}$ C Max Input Offset Drift (AD623B)
- 25 nA Max Input Bias Current

NOISE

- 35 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ RTI Noise @ 1 kHz ($G = 1$)

EXCELLENT AC SPECIFICATIONS

- 90 dB Min CMRR ($G = 10$); 84 dB Min CMRR ($G = 5$) (@ 60 Hz, 1K Source Imbalance)
- 800 kHz Bandwidth ($G = 1$)
- 20 μ s Settling Time to 0.01% ($G = 10$)

APPLICATIONS

- Low Power Medical Instrumentation
- Transducer Interface
- Thermocouple Amplifier
- Industrial Process Controls
- Difference Amplifier
- Low Power Data Acquisition

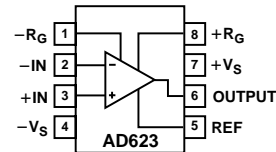
PRODUCT DESCRIPTION

The AD623 is an integrated single supply instrumentation amplifier that delivers rail-to-rail output swing on a single supply (+3 V to +12 V supplies). The AD623 offers superior user flexibility by allowing single gain set resistor programming, and conforming to the 8-lead industry standard pinout configuration. With no external resistor, the AD623 is configured for unity gain ($G = 1$) and with an external resistor, the AD623 can be programmed for gains up to 1,000.

The AD623 holds errors to a minimum by providing superior AC CMRR that increases with increasing gain. Line noise, as well as line harmonics, will be rejected since the CMRR remains constant up to 200 Hz. The AD623 has a wide input

CONNECTION DIAGRAM

8-Lead Plastic DIP (N),
SOIC (R) and μ SOIC (RM) Packages



common-mode range and can amplify signals that have a common-mode voltage 150 mV below ground. Although the design of the AD623 has been optimized to operate from a single supply, the AD623 still provides superior performance when operated from a dual voltage supply (± 2.5 V to ± 6.0 V).

Low power consumption (1.5 mW at 3 V), wide supply voltage range, and rail-to-rail output swing make the AD623 ideal for battery powered applications. The rail-to-rail output stage maximizes the dynamic range when operating from low supply voltages. The AD623 replaces discrete instrumentation amplifier designs and offers superior linearity, temperature stability and reliability in a minimum of space. Until the AD623, this level of instrumentation amplifier performance has not been achieved.

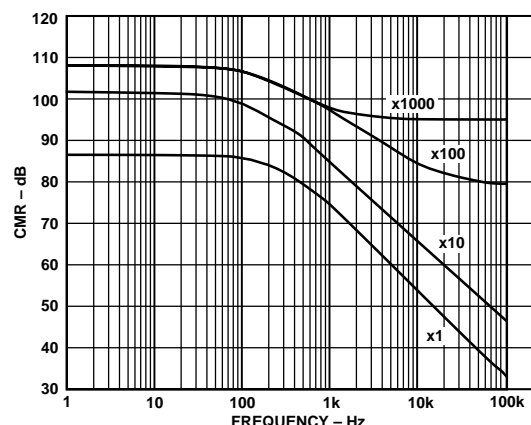


Figure 1. CMR vs. Frequency, +5 V_S , 0 V_S

REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

AD623—SPECIFICATIONS

SINGLE SUPPLY (typical @ +25°C Single Supply, $V_S = +5\text{ V}$, and $R_L = 10\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted)

Model Specification	Conditions	AD623A			AD623ARM			AD623B			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN	$G = 1 + (100\text{ k}/R_G)$										
Gain Range		1		1000	1		1000	1		1000	
Gain Error ¹	$G1\ V_{OUT} = 0.05\text{ V to }3.5\text{ V}$ $G > 1\ V_{OUT} = 0.05\text{ V to }4.5\text{ V}$										
G = 1			0.03	0.10		0.03	0.10		0.03	0.05	%
G = 10			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
G = 100			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
G = 1000			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
Nonlinearity,	$G1\ V_{OUT} = 0.05\text{ V to }3.5\text{ V}$ $G > 1\ V_{OUT} = 0.05\text{ V to }4.5\text{ V}$										
G = 1–1000			50			50			50		ppm
Gain vs. Temperature											
G = 1			5	10		5	10		5	10	ppm/°C
G > 1 ¹			50			50			50		ppm/°C
VOLTAGE OFFSET	Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$										
Input Offset, V_{OSI}			25	200		200	500		25	100	μV
Over Temperature				350			650			160	μV
Average TC			0.1	2		0.1	2		0.1	1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Output Offset, V_{OSO}			200	1000		500	2000		200	500	μV
Over Temperature				1500			2600			1100	μV
Average TC			2.5	10		2.5	10		2.5	10	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)											
G = 1		80	100		80	100		80	100		dB
G = 10		100	120		100	120		100	120		dB
G = 100		120	140		120	140		120	140		dB
G = 1000		120	140		120	140		120	140		dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			17	25		17	25		17	25	nA
Over Temperature				27.5			27.5			27.5	nA
Average TC			25			25			25		pA/°C
Input Offset Current			0.25	2		0.25	2		0.25	2	nA
Over Temperature				2.5			2.5			2.5	nA
Average TC			5			5			5		pA/°C
INPUT											
Input Impedance											
Differential			2 2			2 2			2 2		$G\Omega \text{pF}$
Common-Mode			2 2			2 2			2 2		$G\Omega \text{pF}$
Input Voltage Range ²	$V_S = +3\text{ V to }+12\text{ V}$	$(-V_S) - 0.15$		$(+V_S) - 1.5$	$(-V_S) - 0.15$		$(+V_S) - 1.5$	$(-V_S) - 0.15$		$(+V_S) - 1.5$	V
Common-Mode Rejection at 60 Hz with 1 k Ω Source											
Imbalance											
G = 1	$V_{CM} = 0\text{ V to }3\text{ V}$	70	80		70	80		77	86		dB
G = 10	$V_{CM} = 0\text{ V to }3\text{ V}$	90	100		90	100		94	100		dB
G = 100	$V_{CM} = 0\text{ V to }3\text{ V}$	105	110		105	110		105	110		dB
G = 1000	$V_{CM} = 0\text{ V to }3\text{ V}$	105	110		105	110		105	110		dB
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	+0.01		$(+V_S) - 0.5$	+0.01		$(+V_S) - 0.5$	+0.01		$(+V_S) - 0.5$	V
	$R_L = 100\text{ k}\Omega$	+0.01		$(+V_S) - 0.15$	+0.01		$(+V_S) - 0.15$	+0.01		$(+V_S) - 0.15$	V
DYNAMIC RESPONSE											
Small Signal –3 dB											
Bandwidth											
G = 1			800			800			800		kHz
G = 10			100			100			100		kHz
G = 100			10			10			10		kHz
G = 1000			2			2			2		kHz
Slew Rate			0.3			0.3			0.3		V/ μs
Settling Time to 0.01%	$V_S = +5\text{ V}$										
G = 1	Step Size: 3.5 V		30			30			30		μs
G = 10	Step Size: 4 V, $V_{CM} = 1.8\text{ V}$		20			20			20		μs

DUAL SUPPLIES (typical @ +25°C Dual Supply, $V_S = \pm 5\text{ V}$, and $R_L = 10\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted)

Model Specification	Conditions	AD623A			AD623ARM			AD623B			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN	$G = 1 + (100\text{ k}/R_G)$	1		1000	1		1000	1		1000	
Gain Range	$G1\ V_{OUT} = -4.8\text{ V to } 3.5\text{ V}$										
Gain Error ¹	$G > 1\ V_{OUT} = 0.05\text{ V to } 4.5\text{ V}$										
G = 1			0.03	0.10		0.03	0.10		0.03	0.05	%
G = 10			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
G = 100			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
G = 1000			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
Nonlinearity,	$G1\ V_{OUT} = -4.8\text{ V to } 3.5\text{ V}$										
G > 1 $V_{OUT} = -4.8\text{ V to } 4.5\text{ V}$											
G = 1–1000			50			50			50		ppm
Gain vs. Temperature											
G = 1			5	10		5	10		5	10	ppm/°C
G > 1 ¹			50			50			50		ppm/°C
VOLTAGE OFFSET	Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$										
Input Offset, V_{OSI}			25	200		200	500		25	100	μV
Over Temperature				350			650			160	μV
Average TC			0.1	2		0.1	2		0.1	1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Output Offset, V_{OSO}			200	1000		500	2000		200	500	μV
Over Temperature				1500			2600			1100	μV
Average TC			2.5	10		2.5	10		2.5	10	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)											
G = 1		80	100		80	100		80	100		dB
G = 10		100	120		100	120		100	120		dB
G = 100		120	140		120	140		120	140		dB
G = 1000		120	140		120	140		120	140		dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			17	25		17	25		17	25	nA
Over Temperature				27.5			27.5			27.5	nA
Average TC			25			25			25		pA/°C
Input Offset Current			0.25	2		0.25	2		0.25	2	nA
Over Temperature				2.5			2.5			2.5	nA
Average TC			5			5			5		pA/°C
INPUT											
Input Impedance											
Differential			2 2			2 2			2 2		$\text{G}\Omega \text{pF}$
Common-Mode			2 2			2 2			2 2		$\text{G}\Omega \text{pF}$
Input Voltage Range ²	$V_S = +2.5\text{ V to } \pm 6\text{ V}$	$(-V_S) - 0.15$		$(+V_S) - 1.5$	$(-V_S) - 0.15$		$(+V_S) - 1.5$	$(-V_S) - 0.15$		$(+V_S) - 1.5$	V
Common-Mode Rejection at 60 Hz with 1 k Ω Source											
Imbalance											
G = 1	$V_{CM} = +3.5\text{ V to } -5.15\text{ V}$	70	80		70	80		77	86		dB
G = 10	$V_{CM} = +3.5\text{ V to } -5.15\text{ V}$	90	100		90	100		94	100		dB
G = 100	$V_{CM} = +3.5\text{ V to } -5.15\text{ V}$	105	110		105	110		105	110		dB
G = 1000	$V_{CM} = +3.5\text{ V to } -5.15\text{ V}$	105	110		105	110		105	110		dB
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega, V_S = \pm 5\text{ V}$	$(-V_S) + 0.2$		$(+V_S) - 0.5$	$(-V_S) + 0.2$		$(+V_S) - 0.5$	$(-V_S) + 0.2$		$(+V_S) - 0.5$	V
	$R_L = 100\text{ k}\Omega$	$(-V_S) + 0.05$		$(+V_S) - 0.15$	$(-V_S) + 0.05$		$(+V_S) - 0.15$	$(-V_S) + 0.05$		$(+V_S) - 0.15$	V
DYNAMIC RESPONSE											
Small Signal -3 dB											
Bandwidth											
G = 1			800			800			800		kHz
G = 10			100			100			100		kHz
G = 100			10			10			10		kHz
G = 1000			2			2			2		kHz
Slew Rate			0.3			0.3			0.3		V/ μs
Settling Time to 0.01%	$V_S = \pm 5\text{ V}, 5\text{ V Step}$										
G = 1			30			30			30		μs
G = 10			20			20			20		μs

AD623—SPECIFICATIONS

BOTH DUAL AND SINGLE SUPPLIES

Model Specification	Conditions	AD623A			AD623ARM			AD623B			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
NOISE											
Voltage Noise, 1 kHz	Total RTI Noise = $\sqrt{(e_{ni})^2 + (e_{no}/G)^2}$ f = 1 kHz										
Input, Voltage Noise, e_{ni}		35			35			35			nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Output, Voltage Noise, e_{no}		50			50			50			nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz											
G = 1		3.0			3.0			3.0			$\mu\text{V p-p}$
G = 1000		1.5			1.5			1.5			$\mu\text{V p-p}$
Current Noise	100			100			100			fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
0.1 Hz to 10 Hz	1.5			1.5			1.5			pA p-p	
REFERENCE INPUT											
R_{IN}	$V_{IN+}, V_{REF} = 0$	100	$\pm 20\%$		100	$\pm 20\%$		100	$\pm 20\%$		k Ω
I_{IN}		+50	+60		+50	+60		+50	+60		μA
Voltage Range		$-V_S$	$+V_S$		$-V_S$	$+V_S$		$-V_S$	$+V_S$		V
Gain to Output		1 ± 0.0002			1 ± 0.0002			1 ± 0.0002			V
POWER SUPPLY											
Operating Range	Dual Supply	± 2.5	± 6		± 2.5	± 6		± 2.5	± 6		V
	Single Supply	+2.7	+12		+2.7	+12		+2.7	+12		V
Quiescent Current	Dual Supply	375	550		375	550		375	550		μA
	Single Supply	305	480		305	480		305	480		μA
Over Temperature			625			625			625		μA
TEMPERATURE RANGE											
For Specified Performance			-40 to +85			-40 to +85			-40 to +85		$^{\circ}\text{C}$

NOTES

¹Does not include effects of external resistor R_G .

²One input grounded. $G = 1$.

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage ± 6 V

Internal Power Dissipation² 650 mW

Differential Input Voltage ± 6 V

Output Short Circuit Duration Indefinite

Storage Temperature Range

(N, R, RM) -65°C to $+125^{\circ}\text{C}$

Operating Temperature Range

(A) -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$

Lead Temperature Range

(Soldering 10 seconds) $+300^{\circ}\text{C}$

NOTES

¹Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

²Specification is for device in free air:

8-Lead Plastic DIP Package: $\theta_{JA} = 95^{\circ}\text{C}/\text{W}$

8-Lead SOIC Package: $\theta_{JA} = 155^{\circ}\text{C}/\text{W}$

8-Lead μSOIC Package: $\theta_{JA} = 200^{\circ}\text{C}/\text{W}$

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option	Brand Code
AD623AN	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	8-Lead Plastic DIP	N-8	
AD623AR	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	8-Lead SOIC	SO-8	
AD623ARM	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	8-Lead μSOIC	RM-8	J0A
AD623AR-REEL	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	13" Tape and Reel	SO-8	
AD623AR-REEL7	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	7" Tape and Reel	SO-8	
AD623ARM-REEL	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	13" Tape and Reel	RM-8	J0A
AD623ARM-REEL7	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	7" Tape and Reel	RM-8	J0A
AD623BN	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	8-Lead Plastic DIP	N-8	
AD623BR	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	8-Lead SOIC	SO-8	
AD623BR-REEL	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	13" Tape and Reel	SO-8	
AD623BR-REEL7	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	7" Tape and Reel	SO-8	

ESD SUSCEPTIBILITY

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 volts, which readily accumulate on the human body and on test equipment, can discharge without detection. Although the AD623 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may still occur on these devices if they are subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid any performance degradation or loss of functionality.



2960-2962-2965

CAPTEURS DE FORCE EN TRACTION ET COMPRESSION TYPE "PANCAKE"

Capteurs de force universels pour applications industrielles.



Modèle 2960 - 300 kN



Caractéristiques

- o Faible hauteur
- o Grande raideur et résistance à la fatigue
- o Grande résistance aux forces et moments parasites
- o Classe de protection : IP66
- o Large gamme d'accessoires de montage
- o Matière : acier inoxydable (2960)**, aluminium anodisé (2962), acier nickelé (2965)
- o Longueur câble : voir dessin - CL (autres longueurs disponibles sur demande)

Options les plus fréquentes



Application(s) Les modèles 2960-2962-2965 de SENSY sont parfaitement conçus pour répondre aux applications suivantes :

- Mesure de force sur machine, contrôle de processus industriel, tests en fatigue, mesure de force sur vérin hydraulique.

Capacités

2962 : (3) - 5 - 7.5 kN

2960 - 2965 : 10 - (15) - 20 - (30) - 50 - (75) - 100 - 150 - 200 - 300 - 500 - (750) - 1.000 - (1500) - 2.000 - 3.000 kN

Spécifications	0.25 %	0.1 %	0.03 %	
Classe de précision	0.25 % P.E.*	0.1 % P.E.*	0.03 % P.E.*	-
Erreur combinée (non-linéarité + hystérésis)	<± 0.25	<± 0.1	<± 0.03	% P.E.*
Erreur de répétabilité	<± 0.1	<± 0.03	<± 0.015	% P.E.*
Fluage sur 30 min.	<± 0.1	<± 0.06	<± 0.025	% P.E.*
Température de référence	23	23	23	°C
Température compensée	-10...+45	-10...+45	-10...+45	°C
Température opérationnelle	-25...+70	-25...+70	-25...+70	°C
Température de stockage	-50...+85	-50...+85	-50...+85	°C
Dérive thermique de sensibilité	<± 0.05	<± 0.05	<± 0.015	% P.E./10°C
Dérive thermique du zéro	<± 0.035	<± 0.035	<± 0.023	% P.E./10°C
Sensibilité nominale	2	2	2	mV/V
Tolérance de sensibilité	<± 0.3	<± 0.3	<± 0.2	%
Résistance d'entrée	700 ± 2	700 ± 2	700 ± 2	ohm(s)
Résistance de sortie	700 ± 2	700 ± 2	700 ± 2	ohm(s)
Résistance d'isolement (50 V)	> 5000	> 5000	> 5000	Mohm(s)
Tension d'alimentation de référence	10	10	10	VDC
Tension d'alimentation nominale permise	3...12	3...12	3...12	VDC
Charge maximale admissible	150	150	150	% P.E.*
Charge de rupture	>300	>300	>300	% P.E.*
Utilisation dynamique admissible	70	70	70	% P.E.*
Force latérale statique admissible	50	50	50	% P.E.*

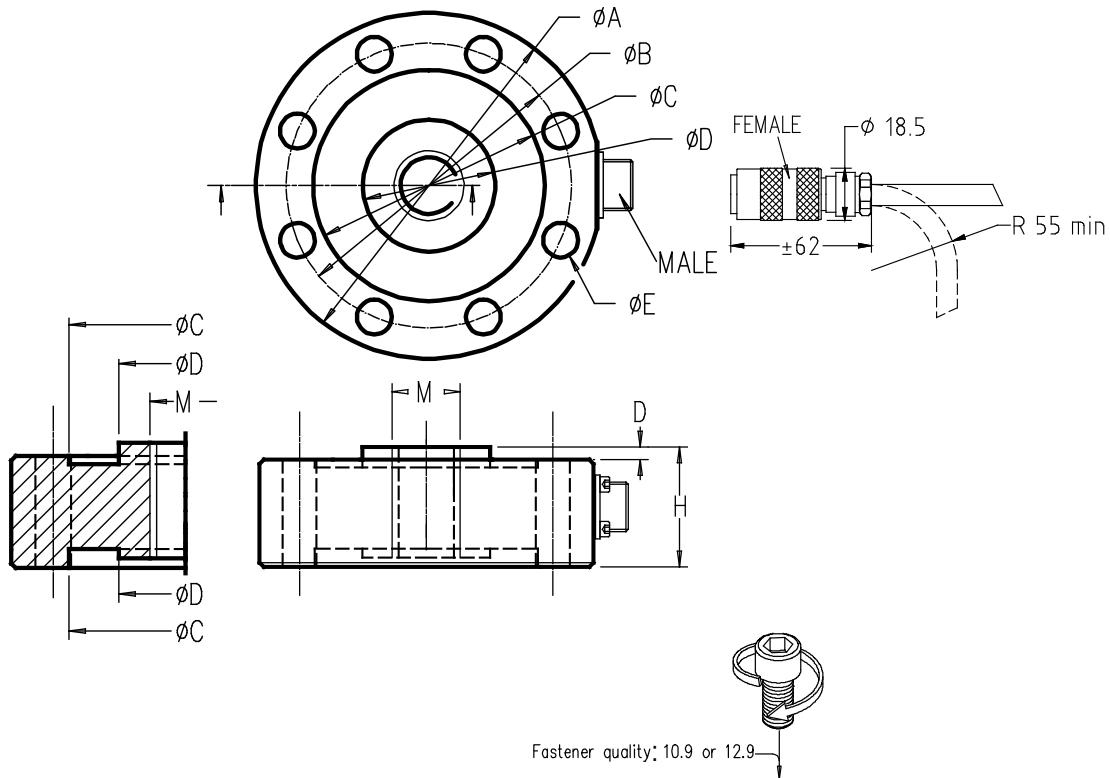
* P.E. : Pleine Echelle.

** les options CSA et IECEx sont disponibles seulement pour le modèle en inox (2960).

Remarque : 0.03% seulement pour la version aluminium anodisé (2962).

Les spécifications peuvent être modifiées sans avertissement.

2960-2962-2965 > STANDARD DIMENSIONS



Fastener quality: 10.9 or 12.9

Ref. Item*	Capacities	ø A	ø B	ø C	ø D	ø E	M	H	D	CL (m)	H1	Max. Deflexion (mm)	Torque (N·m)	Weight (kg)	ACCESSORIES		
															APPUI	SUPOR	EMBOM
2962-A	3 - 7.5 kN	89	72	59	33	8xø8.2	M16	28	2	3	40	0.05	15 (M8)	0.3	APPUI-16B	SUPOR-36	EMBOM-M16-BA
296x-B	10 - 50 kN	89	72	59	33	8xø8.2	M20x1.5	28	2	3	40	0.04	40 (M8)	0.9	APPUI-20	SUPOR-36	EMBOM-M20x1.5-BA
296x-C	75 - 100 kN	149	125	106	46	8xø12.5	M30x2	38.5	2	6	53.5	0.05	130 (M12)	3.5	APPUI-30	SUPOR-45	EMBOM-M30x2-BA
296x-D	150 - 200 kN	178	145	115	69	8xø16.5	M36x3	50	2	6	70	0.06	320 (M16)	7	APPUI-36	SUPOR-69	EMBOM-M36x3-BA**
296x-E	300 - 500 kN	198	172	140	90	16xø16.5	M60x4	65	3	12	92	0.07	320 (M16)	12	APPUI-60	SUPOR-90	EMBOM-M60x4-PTFE**
296x-F	0.75 - 1 MN	279	229	180	120	16xø24.5	M90x4	70	3	12	103	0.08	1000 (M24)	28	APPUI-90	SUPOR-125A	EMBOM-M64x4-PTFE**
296x-G	1.5 - 2 MN	345	290	240	156	16xø32	M110x4	115	15	12	/	0.10	1300 (M30)	50	According to customer's design specifications		/
296x-H	3 MN	390	335	280	195	24xø24.5	M125x4	130	7	12	/	0.15	1000 (M24)	86	According to customer's design specifications		/

*x=Material: 2960 - stainless steel; 2965 - alloy steel

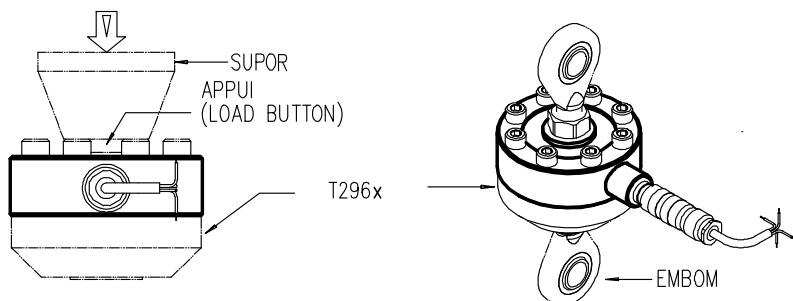
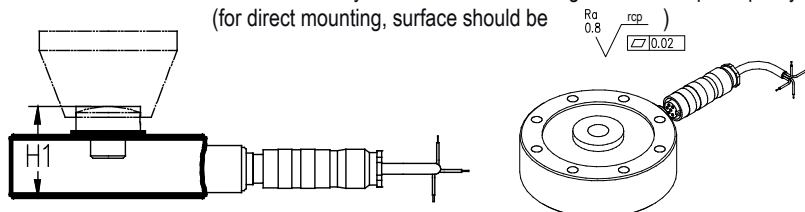
**See EMBOM data sheet (ACCESSORIES section)

Other capacities and dimensions available on request

Dimensions in mm

Accessories

Bases are mainly recommended if mating surface is of poor quality (for direct mounting, surface should be

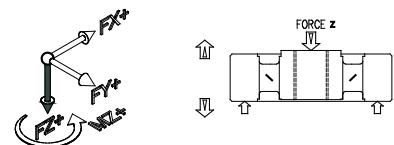


Wiring



Standard : Cable screen not connected to transducer / Faradisation non connectée au capteur

Load direction





200 kPa Uncompensated Silicon Pressure Sensors

The MPX200 series device is a silicon piezoresistive pressure sensors provide a very accurate and linear voltage output — directly proportional to the applied pressure. This standard, low cost, uncompensated sensor permits manufacturers to design and add their own external temperature compensating and signal conditioning networks. Compensation techniques are simplified because of the predictability of Motorola's single element strain gauge design.

Features

- Low Cost
- Patented Silicon Shear Stress Strain Gauge
- ±0.25% (Max) Linearity
- Full Scale Span 60 mV (Typ)
- Easy to Use Chip Carrier Package Options
- Ratiometric to Supply Voltage
- Absolute, Differential and Gauge Options

Application Examples

- Pump/Motor Controllers
- Robotics
- Level Indicators
- Medical Diagnostics
- Pressure Switching
- Barometers
- Altimeters

Figure 1 illustrates a schematic of the internal circuitry on the stand-alone pressure sensor chip.

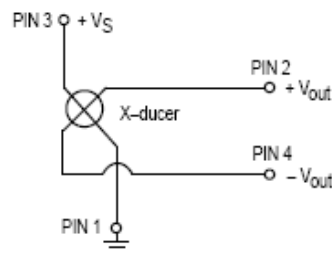


Figure 1. Uncompensated Pressure Sensor Schematic

VOLTAGE OUTPUT versus APPLIED DIFFERENTIAL PRESSURE

The differential voltage output of the X-ducer is directly proportional to the differential pressure applied.

The absolute sensor has a built-in reference vacuum. The output voltage will decrease as vacuum, relative to ambient, is drawn on the pressure (P1) side.

The output voltage of the differential or gauge sensor increases with increasing pressure applied to the pressure (P1) side relative to the vacuum (P2) side. Similarly, output voltage increases as increasing vacuum is applied to the vacuum (P2) side relative to the pressure (P1) side.

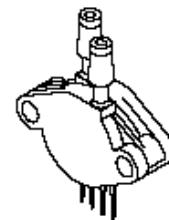
Senseon and X-ducer are trademarks of Motorola, Inc.

MPX200 SERIES

0 to 200 kPa (0–29 psi)
60 mV FULL SCALE SPAN
(TYPICAL)



BASIC CHIP
CARRIER ELEMENT
CASE 344-15, STYLE 1



DIFFERENTIAL
PORT OPTION
CASE 344C-01, STYLE 1

NOTE: Pin 1 is the notched pin.

PIN NUMBER			
1	Gnd	3	V _S
2	+V _{out}	4	-V _{out}

MPX200 SERIES**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Overpressure ⁽⁸⁾ (P1 > P2)	P _{max}	400	kPa
Burst Pressure ⁽⁸⁾ (P1 > P2)	P _{burst}	2000	kPa
Storage Temperature	T _{stg}	-40 to +125	°C
Operating Temperature	T _A	-40 to +125	°C

OPERATING CHARACTERISTICS (V_S = 3.0 Vdc, T_A = 25°C unless otherwise noted, P1 > P2)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Pressure Range ⁽¹⁾	P _{OP}	0	—	200	kPa
Supply Voltage ⁽²⁾	V _S	—	3.0	6.0	Vdc
Supply Current	I _o	—	6.0	—	mAdc
Full Scale Span ⁽³⁾	V _{FSS}	45	60	90	mV
Offset ⁽⁴⁾	V _{off}	0	20	35	mV
Sensitivity	ΔV/ΔP	—	0.3	—	mV/kPa
Linearity ⁽⁵⁾	—	-0.25	—	0.25	%V _{FSS}
Pressure Hysteresis ⁽⁵⁾ (0 to 200 kPa)	—	—	±0.1	—	%V _{FSS}
Temperature Hysteresis ⁽⁵⁾ (-40°C to +125°C)	—	—	±0.5	—	%V _{FSS}
Temperature Coefficient of Full Scale Span ⁽⁵⁾	TCV _{FSS}	-0.22	—	-0.16	%V _{FSS} /°C
Temperature Coefficient of Offset ⁽⁵⁾	TCV _{off}	—	±15	—	μV/°C
Temperature Coefficient of Resistance ⁽⁵⁾	TCR	0.21	—	0.27	%Z _{in} /°C
Input Impedance	Z _{in}	400	—	550	Ω
Output Impedance	Z _{out}	750	—	1800	Ω
Response Time ⁽⁶⁾ (10% to 90%)	t _R	—	1.0	—	ms
Warm-Up	—	—	20	—	ms
Offset Stability ⁽⁹⁾	—	—	±0.5	—	%V _{FSS}

MECHANICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Weight (Basic Element Case 344-15)	—	—	2.0	—	Grams
Common Mode Line Pressure ⁽⁷⁾	—	—	—	690	kPa

NOTES:

- 1.0 kPa (kiloPascal) equals 0.145 psi.
- Device is ratiometric within this specified excitation range. Operating the device above the specified excitation range may induce additional error due to device self-heating.
- Full Scale Span (V_{FSS}) is defined as the algebraic difference between the output voltage at full rated pressure and the output voltage at the minimum rated pressure.
- Offset (V_{off}) is defined as the output voltage at the minimum rated pressure.
- Accuracy (error budget) consists of the following:
 - Linearity: Output deviation from a straight line relationship with pressure, using end point method, over the specified pressure range.
 - Temperature Hysteresis: Output deviation at any temperature within the operating temperature range, after the temperature is cycled to and from the minimum or maximum operating temperature points, with zero differential pressure applied.
 - Pressure Hysteresis: Output deviation at any pressure within the specified range, when this pressure is cycled to and from the minimum or maximum rated pressure, at 25°C.
 - TcSpan: Output deviation at full rated pressure over the temperature range of 0 to 85°C, relative to 25°C.
 - TcOffset: Output deviation with minimum rated pressure applied, over the temperature range of 0 to 85°C, relative to 25°C.
 - TCR: Z_{in} deviation with minimum rated pressure applied, over the temperature range of -40°C to +125°C, relative to 25°C.
- Response Time is defined as the time for the incremental change in the output to go from 10% to 90% of its final value when subjected to a specified step change in pressure.
- Common mode pressures beyond specified may result in leakage at the case-to-lead interface.
- Exposure beyond these limits may cause permanent damage or degradation to the device.
- Offset stability is the product's output deviation when subjected to 1000 hours of Pulsed Pressure, Temperature Cycling with Bias Test.

MPX200 SERIES

LINEARITY

Linearity refers to how well a transducer's output follows the equation: $V_{out} = V_{off} + \text{sensitivity} \times P$ over the operating pressure range (see Figure 2). There are two basic methods for calculating nonlinearity: (1) end point straight line fit or (2) a least squares best line fit. While a least squares fit gives the "best case" linearity error (lower numerical value), the calculations required are burdensome.

Conversely, an end point fit will give the "worse case" error (often more desirable in error budget calculations) and the calculations are more straightforward for the user. Motorola's specified pressure sensor linearities are based on the end point straight line method measured at the midrange pressure.

TEMPERATURE COMPENSATION

Figure 3 shows the typical output characteristics of the MPX200 series over temperature. The output is directly proportional to the pressure and is essentially a straight line.

The X-ducer piezoresistive pressure sensor element is a semiconductor device which gives an electrical output signal

proportional to the pressure applied to the device. This device uses a unique transverse voltage diffused semiconductor strain gauge which is sensitive to stresses produced in a thin silicon diaphragm by the applied pressure.

Because this strain gauge is an integral part of the silicon diaphragm, there are no temperature effects due to differences in the thermal expansion of the strain gauge and the diaphragm, as are often encountered in bonded strain gauge pressure sensors. However, the properties of the strain gauge itself are temperature dependent, requiring that the device be temperature compensated if it is to be used over an extensive temperature range.

Temperature compensation and offset calibration can be achieved rather simply with additional resistive components or by designing your system using the MPX2200 series sensors.

Several approaches to external temperature compensation over both -40 to $+125^\circ\text{C}$ and 0 to $+80^\circ\text{C}$ ranges are presented in Motorola Applications Note AN840.

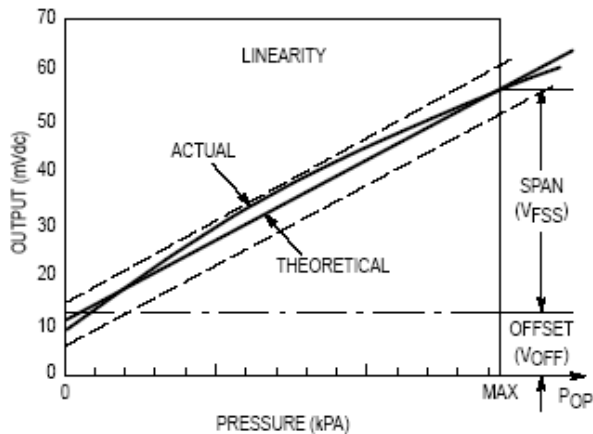


Figure 2. Linearity Specification Comparison

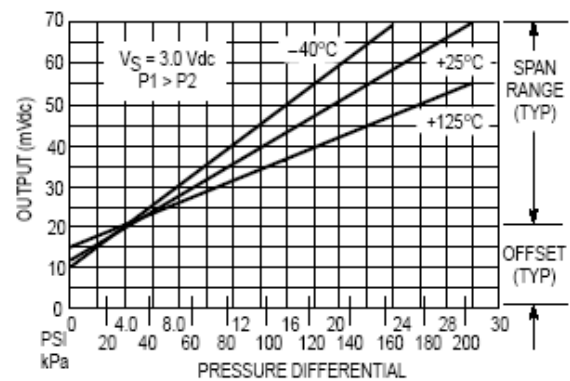


Figure 3. Output versus Pressure Differential

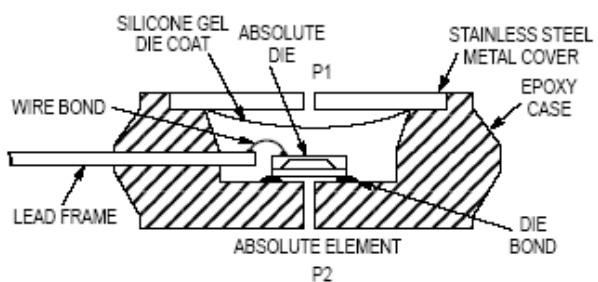
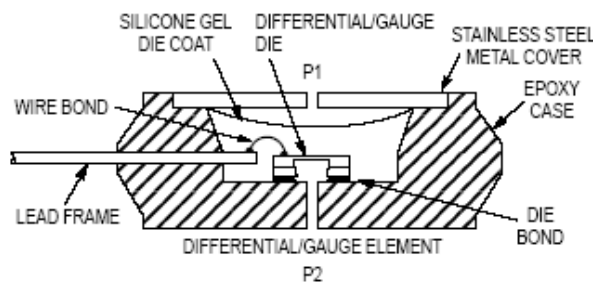


Figure 4. Cross-Sectional Diagrams (Not to Scale)

Figure 4 illustrates the absolute sensing configuration (right) and the differential or gauge configuration in the basic chip carrier (Case 344-15). A silicone gel isolates the die surface and wire bond from the environment, while allowing the pressure signal to be transmitted to the silicon diaphragm. The MPX200 series pressure sensor operating

characteristics and internal reliability and qualification tests are based on use of dry air as the pressure media. Media other than dry air may have adverse effects on sensor performance and long term reliability. Contact the factory for information regarding media compatibility in your application.

MPX200 SERIES

PRESSURE (P1)/VACUUM (P2) SIDE IDENTIFICATION TABLE

Motorola designates the two sides of the pressure sensor as the Pressure (P1) side and the Vacuum (P2) side. The Pressure (P1) side is the side containing the silicone gel which isolates the die from the environment. The differential or gauge sensor is designed to operate with positive differen-

tial pressure applied, $P1 > P2$. The absolute sensor is designed for vacuum applied to P1 side.

The Pressure (P1) side may be identified by using the table below:

Part Number	Case Type	Pressure (P1) Side Identifier
MPX200A, MPX200D	344-15	Stainless Steel Cap
MPX200DP	344C-01	Side with Part Marking
MPX200AP, MPX200GP	344B-01	Side with Port Attached
MPX200GVP	344D-01	Stainless Steel Cap
MPX200AS, MPX200GS	344E-01	Side with Port Attached
MPX200GSX	344F-01	Side with Port Attached
MPX200GVSX	344G-01	Stainless Steel Cap

ORDERING INFORMATION

MPX200 series pressure sensors are available in absolute, differential and gauge configurations. Devices are available in the basic element package or with pressure port fittings which provide printed circuit board mounting ease and barbed hose pressure connections.

Device Type	Options	Case Type	MPX Series	
			Order Number	Device Marking
Basic Element	Absolute, Differential	Case 344-15	MPX200A MPX200D	MPX200A MPX200D
Ported Elements	Differential	Case 344C-01	MPX200DP	MPX200DP
	Absolute, Gauge	Case 344B-01	MPX200AP MPX200GP	MPX200AP MPX200GP
	Gauge Vacuum	Case 344D-01	MPX200GVP	MPX200GVP
	Absolute, Gauge Stove Pipe	Case 344E-01	MPX200AS MPX200GS	MPX200A MPX200D
	Gauge Axial	Case 344F-01	MPX200ASX MPX200GSX	MPX200A MPX200D
	Gauge Vacuum Axial	Case 344G-01	MPX200GVSX	MPX200D

MPX200 SERIES

PACKAGE DIMENSIONS

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M, 1994.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION -A- IS INCLUSIVE OF THE MOLD STOP RING. MOLD STOP RING NOT TO EXCEED 16.00 (0.630).

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.595	0.630	15.11	16.00
B	0.514	0.534	13.06	13.56
C	0.200	0.220	5.08	5.59
D	0.016	0.020	0.41	0.51
F	0.048	0.064	1.22	1.63
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.014	0.016	0.36	0.40
L	0.695	0.725	17.65	18.42
M	30° NOM		30° NOM	
N	0.475	0.495	12.07	12.57
R	0.430	0.450	10.92	11.43

STYLE 1:
 PIN 1. GROUND
 2. + OUTPUT
 3. + SUPPLY
 4. - OUTPUT

**CASE 344-15
 ISSUE W**

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.145	1.175	29.08	29.85
B	0.685	0.715	17.40	18.16
C	0.305	0.325	7.75	8.26
D	0.016	0.020	0.41	0.51
F	0.048	0.064	1.22	1.63
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.182	0.194	4.62	4.93
J	0.014	0.016	0.36	0.41
K	0.695	0.725	17.65	18.42
L	0.290	0.300	7.37	7.62
N	0.420	0.440	10.67	11.18
P	0.153	0.159	3.89	4.04
Q	0.153	0.159	3.89	4.04
R	0.230	0.250	5.84	6.35
S	0.220	0.240	5.59	6.10
U	0.910 BSC		23.11 BSC	

STYLE 1:
 PIN 1. GROUND
 2. + OUTPUT
 3. + SUPPLY
 4. - OUTPUT

**CASE 344B-01
 ISSUE B**