

## Amplificateurs de mesure

### I. Les mesures différentielles

On peut se poser la question de ce qui fait la **spécificité d'une " mesure différentielle "**, car toute mesure de tension est par définition différentielle : un potentiel absolu n'existe pas et on a toujours affaire à une différence de potentiel.

Les exemples et définitions suivantes vont tenter d'éclairer cette notion.

#### I.1. Mesure de tension entre deux points flottants.

Lorsqu'on veut mesurer une tension entre deux points dont aucun n'est la masse, il est évidemment hors de question de brancher un de ces deux points à la masse d'un instrument de mesure (à l'exception notable des multimètres alimentés par piles ou accus) sous peine de créer des courts circuits.

En instrumentation, une catégorie très répandue de mesures " flottantes " est celle du déséquilibre d'un pont de jauges (fig. 1 ci-contre). Celui-ci est composé de 4 résistances identiques qui vont légèrement varier sous l'effet d'un paramètre physique à mesurer (pression, contrainte...). Il apparaît une tension de faible valeur (dans la mesure où les variations  $\Delta R$  sont petites devant  $R$ ) entre les bornes du pont, tension qu'il va falloir amplifier.

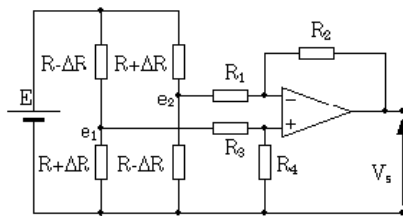


Fig. 1

Une des caractéristiques importantes de ce montage est la **tension de mode commun** : elle est égale à la demi-somme des tensions d'entrée, soit environ la moitié de la tension d'alimentation (quelques volts). Cette tension de mode commun est beaucoup plus grande que le signal utile (quelques mV et parfois moins), et va perturber notablement la mesure.

#### I.2. Définitions : mesure simple, mesure différentielle

On appelle mesure simple une mesure de tension entre deux points dont l'un est la masse du montage de mesure.

Rappelons que la masse est une équipotentielle du montage qui sert de référence de potentiel à ce montage et dont le potentiel absolu est fixé arbitrairement (et astucieusement) à 0V.

Ce potentiel une fois fixé, on ne parlera plus de différence de potentiel pour les autres points ou signaux du montage, mais simplement de potentiel, sous entendu, différence de potentiel par rapport à la masse.

Une mesure de tension simple est donc en réalité une mesure différentielle dont un des points est la masse. Seul nous intéresse le potentiel de l'autre point, que l'on nomme couramment " point chaud ".

On appellera mesure différentielle une mesure de tension entre deux points quelconques d'un circuit, aucun d'entre eux n'étant la masse du montage.

### I.3. Mode commun et mode différentiel

#### I.3.a. Définitions

Considérons le montage de la figure ci-contre, à savoir un amplificateur à deux entrées et une sortie. Dans le cas général, sa tension de sortie de s'écrira sous la forme :

$$V_s = a e_1 + b e_2$$

Par définition, on va appeler **tension différentielle d'entrée** la valeur :

$$V_{ed} = e_1 - e_2$$

De la même manière, on définit une **tension d'entrée de mode commun** :

$$V_{emc} = \frac{e_1 + e_2}{2}$$

La tension différentielle est simplement la différence des deux signaux ; la tension de mode commun est la moyenne arithmétique des deux signaux.

Tout se passe comme si on remplaçait les deux signaux  $e_1$  et  $e_2$  par un signal commun  $V_{emc}$ , additionné de variations autour de ce signal commun.

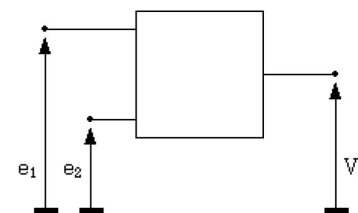
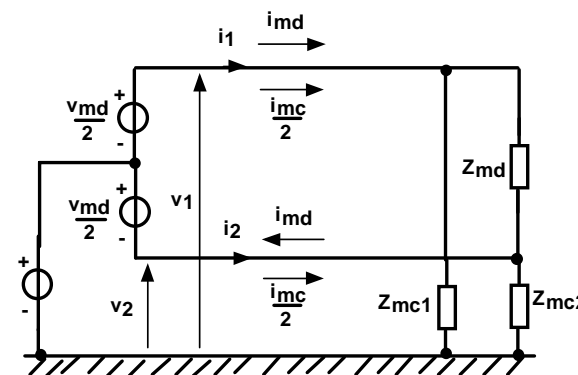


Fig. 2



#### I.3.b. Coefficients d'amplification d'un amplificateur différentiel

En posant :

$$\begin{cases} \frac{A_{Vmc}}{2} + A_{Vd} = a \\ \frac{A_{Vmc}}{2} - A_{Vd} = b \end{cases}$$

On peut écrire :

$$V_s = A_{Vmc} \frac{e_1 + e_2}{2} + A_{Vd} (e_1 - e_2)$$

La résolution du système donne :

$$\begin{cases} A_{Vmc} = a + b \\ A_{Vd} = \frac{(a - b)}{2} \end{cases}$$

$A_{Vmc}$  et  $A_{Vd}$  sont respectivement l'amplification de mode commun et l'amplification différentielle de l'amplificateur. On peut alors écrire la tension de sortie de l'amplificateur sous la forme :

$$V_s = A_{Vmc} V_{enc} + A_{Vd} V_{ed}$$

### II.3.c. Taux de réjection de mode commun

$$T_{RMC} = 20 \log \frac{A_d}{A_{mc}}$$

## II. Amplificateur d'instrumentation

Cet amplificateur est destiné à « extraire » les signaux issus de capteurs, qui ont des amplitudes souvent faibles (à partir de quelques microvolts), d'une tension de mode commun élevée, considérée comme une perturbation, et à les amplifier avec un gain ajustable, précis et stable.

Ce sont des amplificateurs de haute précision à entrées différentielles et à sortie référencée à la masse. Ils doivent réaliser en plus un bon isolement entre le capteur et le reste du système de mesure.

La plupart du temps, on utilisera des amplificateurs intégrés, se présentant sous la même forme que des amplificateurs opérationnels et présentant beaucoup d'avantages sur les montages à éléments discrets :

- simplicité de mise en œuvre ;
- nombre de composants limité ;
- très grande précision, due notamment à un ajustage par laser des résistances sur la puce ; ce procédé permet d'apparier les composants de façon très précise et autorise des TRMC beaucoup plus élevés ;
- fonctions annexes : réglage simple du gain, circuit de garde, conversion tension/courant en sortie..

### Remarque

Il existe une certaine similitude entre l'amplificateur d'instrumentation et l'amplificateur opérationnel ; cependant, ces deux dispositifs sont très différents.

L'amplificateur d'instrumentation a un gain fini, linéaire, stable et facilement ajustable, il est normalement utilisé sans bouclage.

L'amplificateur opérationnel a un gain très élevé, non nécessairement bien défini puisque, lorsqu'il fonctionne en amplificateur linéaire, c'est la contre-réaction externe indispensable qui impose les performances du circuit.

## II.1. Principales caractéristiques

### II.1.a. Modèle

Le modèle équivalent ci-contre fait intervenir les paramètres suivants.

$e_1, e_2$  : signaux d'entrée référencés par rapport à la masse ;

$G$  : gain ;  $s = G (e_1 - e_2)$  ;

$s$  : sortie, référencée par rapport à la masse ;

$Z_0$  : impédance de sortie ;

$Z_d$  : impédance d'entrée de mode différentiel ;

$Z_{CB}, Z_{CH}$  : impédances d'entrée de mode commun.

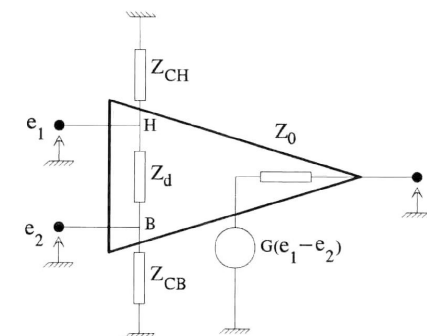


Fig. 3 : modèle de l'amplificateur d'instrumentation

Dans les modules intégrés, le gain est généralement réglable entre 1 et 1000, à l'aide d'une résistance extérieure.

Le constructeur indique souvent la stabilité du gain en fonction de la température et l'erreur de non-linéarité du gain. Cette dernière caractéristique est définie par l'écart maximal entre la courbe réelle  $s = f(e_1 - e_2)$  et la droite idéale (figure 4). Cet écart est exprimé en pour-cent de la sortie pleine échelle. L'amplificateur est supposé ne pas présenter de décalage à l'origine.

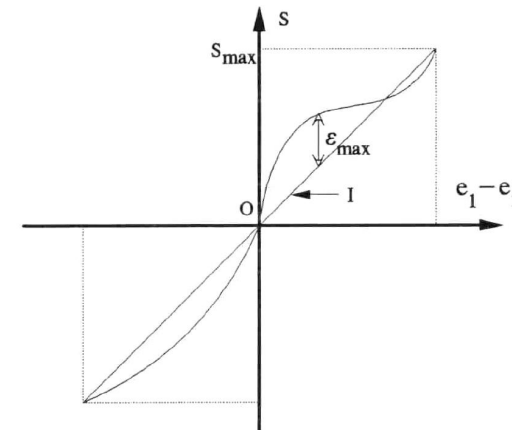


Fig. 4 : erreur de non-linéarité d'un amplificateur d'instrumentation

### II.1.b. Tensions de décalage et courants de polarisation

Le constructeur spécifie ces grandeurs pour les valeurs extrêmes du gain (1 et 1000) ; il est souvent nécessaire d'effectuer une interpolation linéaire pour obtenir la valeur de ces grandeurs pour une valeur définie du gain, sachant qu'en toute rigueur, la loi de variation est rarement linéaire. La tension de décalage peut se compenser, mais il faut tenir compte de sa dérive en température. Le courant de polarisation intervient si les résistances des sources sont importantes.

### II.1.c. Comportement en fréquence

Il se spécifie comme pour un amplificateur opérationnel. On retrouve les mêmes notions de bande passante, de vitesse de balayage (slew-rate), de temps d'établissement, ces paramètres pouvant être fonction ou non du gain G.

### II.1.d. Impédance de sortie

L'impédance de sortie  $Z_o$  est très faible (quelques  $10^{-2} \Omega$ ) pour permettre d'attaquer sans problème les modules situés en aval. Rappelons que l'impédance de sortie de l'amplificateur opérationnel associé à un circuit de réaction est aussi très faible (pratiquement nulle).

### II.1.e. Taux de réjection de mode commun

Il doit être le plus élevé possible

## II.2. Réalisations d'un amplificateur d'instrumentation

Une structure d'amplificateur d'instrumentation peut être élaborée à partir d'un ou de plusieurs amplificateurs opérationnels.

### II.2.a. Structure différentielle à un amplificateur opérationnel

La structure différentielle simple à un seul amplificateur opérationnel présente des défauts.

Pour les forts gains, le plus gros problème est la faiblesse des impédances d'entrée. Il existe un montage dit "potentiométrique" qui permet de résoudre ce problème, et de plus, autorise l'ajustage du gain avec une seule résistance. Le gain est obtenu en câblant la contre réaction d'un ampli différentiel simple non pas directement sur la sortie, mais sur un pont diviseur  $R_1/R_2$  placé sur la sortie, ce qui aura pour effet de multiplier le gain par le rapport des résistances du pont diviseur. Le montage différentiel simple peut donc avoir un gain de 1, et les résistances R pourront être de forte valeur (quelques  $M\Omega$ ), ce qui donnera une forte impédance d'entrée au montage. Le gain s'ajustera simplement en faisant varier  $R_2$ .

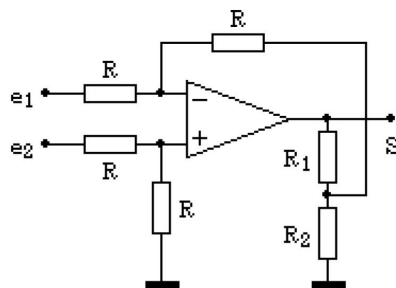


Fig. 5

Mais ce montage n'est pas adapté à l'instrumentation, car il est particulièrement sensible aux variations des composants (tolérance initiale, dérive thermique, vieillissement...). Pour des applications ne nécessitant pas trop de précision, ce montage peut néanmoins donner une réponse simple et à faible coût.

On trouve néanmoins des réalisations industrielles intégrées (résistances ajustées au laser)

## Burr-Brown Texas INA106 (INA 132, low-power, single supply)

SBOS152A – AUGUST 1987 – REVISED OCTOBER 200

# Precision Gain = 10 DIFFERENTIAL AMPLIFIER

## FEATURES

- ACCURATE GAIN:  $\pm 0.025\%$  max
- HIGH COMMON-MODE REJECTION: 86dB min
- NONLINEARITY: 0.001% max
- EASY TO USE
- PLASTIC 8-PIN DIP, SO-8 SOIC PACKAGES

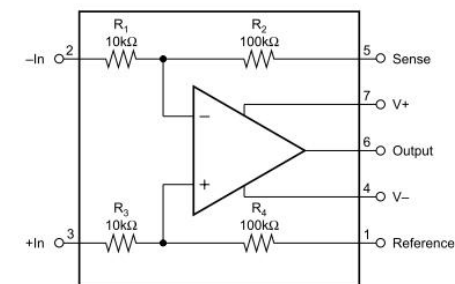
## APPLICATIONS

- G = 10 DIFFERENTIAL AMPLIFIER
- G = +10 AMPLIFIER
- G = -10 AMPLIFIER
- G = +11 AMPLIFIER
- INSTRUMENTATION AMPLIFIER

## DESCRIPTION

The INA106 is a monolithic Gain = 10 differential amplifier consisting of a precision op amp and on-chip metal film resistors. The resistors are laser trimmed for accurate gain and high common-mode rejection. Excellent TCR tracking of the resistors maintains gain accuracy and common-mode rejection over temperature.

The differential amplifier is the foundation of many commonly used circuits. The INA106 provides this precision circuit function without using an expensive resistor network. The INA106 is available in 8-pin plastic DIP and SO-8 surface-mount packages.



## SPECIFICATIONS

### ELECTRICAL

At +25°C,  $V_S = \pm 15V$ , unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	INA106KP, U			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
GAIN	Initial <sup>(1)</sup>		10		V/V
	Error		0.01	0.025	%
	vs Temperature		-4		ppm/°C
Nonlinearity <sup>(2)</sup>			0.0002	0.001	%
<b>OUTPUT</b>					
Related Voltage	$I_O = +20mA, -5mA$	10	12		V
Rated Current	$V_O = 10V$	+20, -5			mA
Impedance			0.01		$\Omega$
Current Limit	To Common		+40/-10		mA
Capacitive Load	Stable Operation		1000		pF
<b>INPUT</b>					
Impedance	Differential		10		k $\Omega$
	Common-Mode		110		k $\Omega$
Voltage Range	Differential	$\pm 1$			V
	Common-Mode	$\pm 11$			V
Common-Mode Rejection <sup>(3)</sup>	$T_A = T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	86	100		dB

<b>DYNAMIC RESPONSE</b>					
Small Signal	-3dB		5		MHz
Full Power BW	$V_O = 20V_{p-p}$	30	50		kHz
Slew Rate		2	3		V/ $\mu$ s
Settling Time: 0.1%	$V_O = 10V$ Step		5		$\mu$ s
0.01%	$V_O = 10V$ Step		10		$\mu$ s
0.01%	$V_{CM} = 10V$ Step, $V_{DIFF} = 0V$		5		$\mu$ s
<b>POWER SUPPLY</b>					
Rated					V
Voltage Range	Derated Performance	$\pm 5$	$\pm 15$	$\pm 18$	V
Quiescent Current	$V_O = 0V$		$\pm 1.5$	$\pm 2$	mA
<b>TEMPERATURE RANGE</b>					
Specification		0		+70	$^{\circ}C$
Operation		-40		+85	$^{\circ}C$
Storage		-65		+150	$^{\circ}C$

NOTES: (1) Connected as difference amplifier (see Figure 1). (2) Nonlinearity is the maximum peak deviation from the best-fit straight line as a percent of full-scale peak-to-peak output. (3) With zero source impedance (see "Maintaining CMR" section). (4) Includes effects of amplifiers's input bias and offset currents. (5) Includes effect of amplifier's input current noise and thermal noise contribution of resistor network.

### II.2.b. Structure différentielle à trois amplificateurs opérationnels

De nombreux schémas sont donc possibles. Cependant, les constructeurs utilisent universellement le schéma de base de la figure 6a dont les caractéristiques sont les suivantes :

- gain réglable par une seule résistance R :

$$G = \frac{2R_1 + R}{R}$$

- symétrie parfaite des deux entrées ;
- très grande impédance d'entrée.

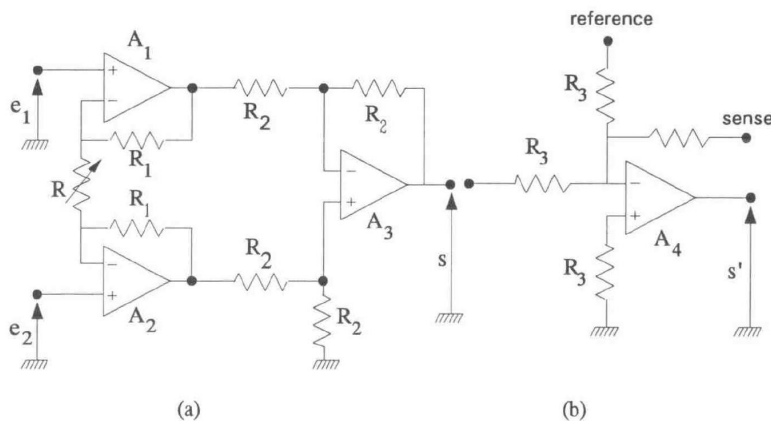


Fig 6 : amplificateur d'instrumentation à amplificateurs opérationnels (a) et réalisation modulaire comprenant un quatrième amplificateur (b)

Les réalisations modulaires comprennent parfois un quatrième amplificateur opérationnel (figure 6b). La borne *référence* permet d'ajouter à la tension de sortie s une tension extérieure pour le réglage de zéro. La borne *sense* permet d'inclure dans la boucle de réaction de l'amplificateur

de sortie des éléments extérieurs afin de réaliser un convertisseur tension-courant (figure 7) ou d'augmenter la puissance de sortie (figure 8, avec  $i \ll I_s$ ).

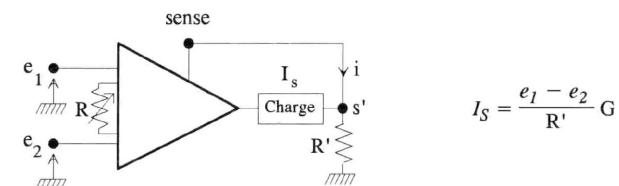


Fig. 7 : la borne sense permet la conversion tension – courant ( $i \ll I_s$ )

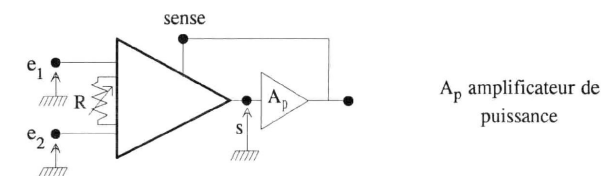


Fig. 8 : la borne sense permet l'augmentation de la puissance de sortie

Réalisations industrielles intégrées

Burr-Brown Texas INA114

## Precision INSTRUMENTATION AMPLIFIER

### FEATURES

- **LOW OFFSET VOLTAGE:** 50µV max
- **LOW DRIFT:** 0.25µV/°C max
- **LOW INPUT BIAS CURRENT:** 2nA max
- **HIGH COMMON-MODE REJECTION:** 115dB min
- **INPUT OVER-VOLTAGE PROTECTION:** ±40V
- **WIDE SUPPLY RANGE:** ±2.25 to ±18V
- **LOW QUIESCENT CURRENT:** 3mA max
- **8-PIN PLASTIC AND SOL-16**

### APPLICATIONS

- BRIDGE AMPLIFIER
- THERMOCOUPLE AMPLIFIER
- RTD SENSOR AMPLIFIER
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION

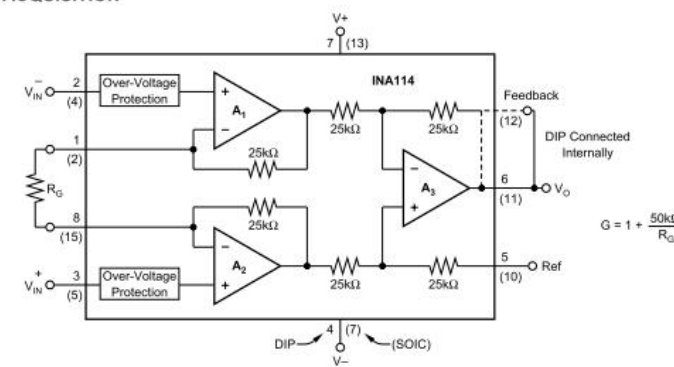
### DESCRIPTION

The INA114 is a low cost, general purpose instrumentation amplifier offering excellent accuracy. Its versatile 3-op amp design and small size make it ideal for a wide range of applications.

A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. Internal input protection can withstand up to ±40V without damage.

The INA114 is laser trimmed for very low offset voltage (50µV), drift (0.25µV/°C) and high common-mode rejection (115dB at G = 1000). It operates with power supplies as low as ±2.25V, allowing use in battery operated and single 5V supply systems. Quiescent current is 3mA maximum.

The INA114 is available in 8-pin plastic and SOL-16 surface-mount packages. Both are specified for the -40°C to +85°C temperature range.




$G = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G}$

International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85796 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111  
 Internet: http://www.burr-brown.com/ • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

T.B

Page 9

17/01/2018


  
 telecom
   
 saint-etienne
   
 école d'ingénieurs
   
 nouvelles technologies

FI2 Acquisition et transformation du signal

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

At  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ,  $V_S = \pm 15\text{V}$ ,  $R_L = 2\text{k}\Omega$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA114BP, BU			INA114AP, AU			UNITS	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
<b>INPUT</b> Offset Voltage, RTI Initial vs Temperature vs Power Supply Long-Term Stability Impedance, Differential Common-Mode Input Common-Mode Range Safe Input Voltage Common-Mode Rejection	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{MIN}}$ to $T_{\text{MAX}}$ $V_S = \pm 2.25\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$		$\pm 10 + 20/G$ $\pm 0.1 + 0.5/G$ $0.5 + 2/G$ $\pm 0.2 + 0.5/G$	$\pm 50 + 100/G$ $\pm 0.25 + 5/G$ $3 + 10/G$	$\pm 25 + 30/G$ $\pm 0.25 + 5/G$	$\pm 125 + 500/G$ *		$\mu\text{V}$ $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/\text{V}$ $\mu\text{V}/\text{mo}$ $\Omega \parallel \text{pF}$ $\Omega \parallel \text{pF}$ V	
		$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{V}$ , $\Delta R_S = 1\text{k}\Omega$	$\pm 11$	$\pm 13.5$	$\pm 40$	*	*	*	
		$G = 1$	80	96		75	90		dB
		$G = 10$	96	115		90	106		dB
		$G = 100$	110	120		106	110		dB
		$G = 1000$	115	120		106	110		dB
<b>BIAS CURRENT</b> vs Temperature		$\pm 0.5$ $\pm 8$	$\pm 2$		*	$\pm 5$		nA pA/°C	
<b>OFFSET CURRENT</b> vs Temperature		$\pm 0.5$ $\pm 8$	$\pm 2$		*	$\pm 5$		nA pA/°C	
<b>NOISE VOLTAGE, RTI</b> $f = 10\text{Hz}$ $f = 100\text{Hz}$ $f = 1\text{kHz}$ $f_B = 0.1\text{Hz}$ to $10\text{Hz}$ Noise Current $f = 10\text{Hz}$ $f = 1\text{kHz}$ $f_B = 0.1\text{Hz}$ to $10\text{Hz}$	$G = 1000$ , $R_G = 0\Omega$		15 11 11 0.4		*	*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\mu\text{Vp-p}$	
			0.4 0.2 18		*	*	*	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ pAp-p	
		<b>GAIN</b> Gain Equation Range of Gain Gain Error	1	$1 + (50\text{k}\Omega/R_G)$ 10000		*	*	*	V/V V/V %
			$G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1000$	$\pm 0.01$ $\pm 0.02$ $\pm 0.05$ $\pm 0.5$	$\pm 0.05$ $\pm 0.4$ $\pm 0.5$ $\pm 1$	*	*	$\pm 0.5$ $\pm 0.7$ $\pm 2$	% % % %
		Gain vs Temperature 50kΩ Resistance <sup>(1)</sup> Nonlinearity	$G = 1$	$\pm 2$ $\pm 25$	$\pm 10$ $\pm 100$	*	*	$\pm 10$ *	ppm/°C ppm/°C
			$G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1000$	$\pm 0.0001$ $\pm 0.0005$ $\pm 0.0005$ $\pm 0.002$	$\pm 0.001$ $\pm 0.002$ $\pm 0.002$ $\pm 0.01$	*	*	$\pm 0.002$ $\pm 0.004$ $\pm 0.004$ $\pm 0.02$	% of FSR % of FSR % of FSR % of FSR
<b>OUTPUT</b> Voltage Load Capacitance Stability Short Circuit Current	$I_O = 5\text{mA}$ , $T_{\text{MIN}}$ to $T_{\text{MAX}}$ $V_S = \pm 11.4\text{V}$ , $R_L = 2\text{k}\Omega$ $V_S = \pm 2.25\text{V}$ , $R_L = 2\text{k}\Omega$	$\pm 13.5$ $\pm 10$ $\pm 1$	$\pm 13.7$ $\pm 10.5$ $\pm 1.5$		*	*		V V V	
			1000 $\pm 20/-15$		*	*	*	pF mA	

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>FREQUENCY RESPONSE</b> Bandwidth, -3dB	$G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1000$	1	100		*	*	*	MHz
		100	10		*	*	*	kHz
		10	1		*	*	*	kHz
		1			*	*	*	kHz
Slew Rate Settling Time, 0.01%	$V_O = \pm 10\text{V}$ , $G = 10$	0.3	0.6		*	*	*	V/µs
			18		*	*	*	µs
			20		*	*	*	µs
			120		*	*	*	µs
			1100		*	*	*	µs
Overload Recovery	50% Overdrive		20		*	*	µs	
<b>POWER SUPPLY</b> Voltage Range Current	$V_{\text{IN}} = 0\text{V}$	$\pm 2.25$	$\pm 15$ $\pm 2.2$	$\pm 18$ $\pm 3$	*	*	*	V mA
					*	*	*	
<b>TEMPERATURE RANGE</b> Specification Operating $\theta_{\text{JA}}$		-40		85	*	*	*	°C
		-40		125	*	*	*	°C
			80		*	*	*	°C/W

T.B

Page 10

17/01/2018

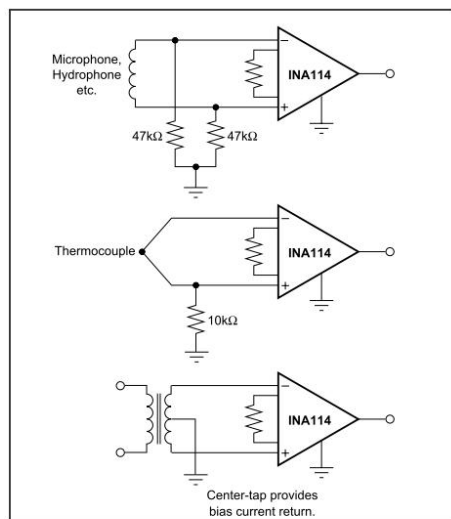


FIGURE 3. Providing an Input Common-Mode Current Path.

OUTPUT VOLTAGE SENSE (SOL-16 package only)

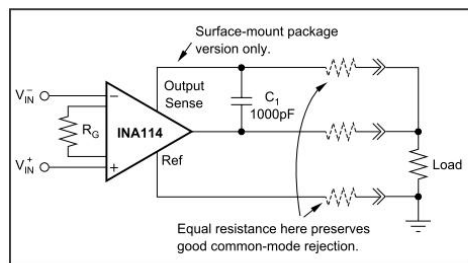


FIGURE 5. Remote Load and Ground Sensing.

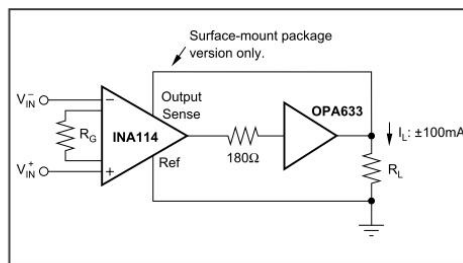


FIGURE 6. Buffered Output for Heavy Loads.

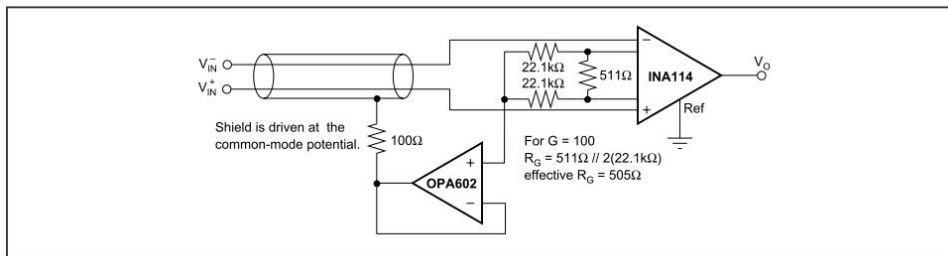


FIGURE 7. Shield Driver Circuit.

Analog Devices AD8220



JFET Input Instrumentation Amplifier with Rail-to-Rail Output in MSOP Package

AD8220

FEATURES

- Low input currents
  - 10 pA maximum input bias current (B grade)
  - 0.6 pA maximum input offset current (B grade)
- High CMRR
  - 100 dB CMRR (minimum),  $G = 10$  (B grade)
  - 80 dB CMRR (minimum) to 5 kHz,  $G = 1$  (B grade)
- Excellent ac specifications and low power
  - 1.5 MHz bandwidth ( $G = 1$ )
  - 14 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  input noise (1 kHz)
  - Slew rate: 2 V/ $\mu\text{s}$
  - 750  $\mu\text{A}$  quiescent supply current (maximum)

Versatile

- MSOP package
- Rail-to-rail output
- Input voltage range to below negative supply rail
- 4 kV ESD protection
- 4.5 V to 36 V single supply
- $\pm 2.25$  V to  $\pm 18$  V dual supply
- Gain set with single resistor ( $G = 1$  to 1000)

Qualified for automotive applications

APPLICATIONS

- Medical instrumentation
- Precision data acquisition
- Transducer interfaces

GENERAL DESCRIPTION

The AD8220 is the first single-supply, JFET input instrumentation amplifier available in an MSOP package. Designed to meet the needs of high performance, portable instrumentation, the AD8220 has a minimum common-mode rejection ratio (CMRR) of 86 dB at dc and a minimum CMRR of 80 dB at 5 kHz for  $G = 1$ . Maximum input bias current is 10 pA and typically remains below 300 pA over the entire industrial temperature range. Despite the JFET inputs, the AD8220 typically has a noise corner of only 10 Hz. With the proliferation of mixed-signal processing, the number of power supplies required in each system has grown. The AD8220 is designed to alleviate this problem. The AD8220 can operate on a  $\pm 18$  V dual supply, as well as on a single +5 V supply. Its rail-to-rail output stage maximizes dynamic range on the low voltage supplies common in portable applications. Its ability to run on a single 5 V supply eliminates the need to use higher voltage, dual supplies. The AD8220 draws a maximum of 750  $\mu\text{A}$  of quiescent current, making it ideal for battery powered devices.

PIN CONFIGURATION

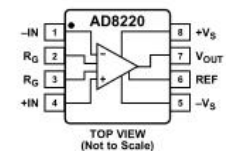


Figure 1.

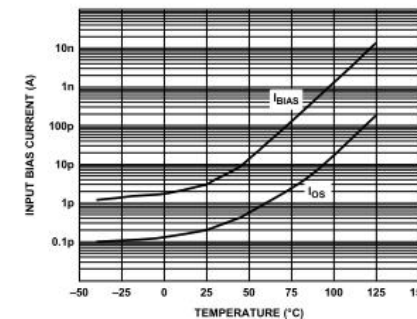


Figure 2. Input Bias Current and Offset Current vs. Temperature

Gain is set from 1 to 1000 with a single resistor. Increasing the gain increases the common-mode rejection. Measurements that need higher CMRR when reading small signals benefit when the AD8220 is set for large gains.

A reference pin allows the user to offset the output voltage. This feature is useful when interfacing with analog-to-digital converters.

The AD8220 is available in an MSOP that takes roughly half the board area of an SOIC. Performance for the A and B grade is specified over the industrial temperature range of  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$ , and the W grade is specified over the automotive temperature range of  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$ .



### III. Taux de réjection de mode commun d'une chaîne de mesure

On s'intéresse ici à la **totalité** d'une chaîne de mesure, qui comporte, en plus de l'amplificateur d'instrumentation :

- le capteur ;
- le circuit de mise en œuvre du capteur ;
- le câble de connexion du capteur à l'amplificateur d'instrumentation.

#### III.1. Tension de mode commun à l'entrée de l'amplificateur d'instrumentation

La tension de sortie d'un **amplificateur différentiel idéal** ne dépend que de la différence des tensions d'entrée  $e_d = (e_1 - e_2)$ , appelée composante de mode différentiel des signaux d'entrée :

$$s = G \cdot (e_1 - e_2) = G e_d$$

Dans un **amplificateur réel**, elle dépend aussi de la **composante de mode commun** des signaux d'entrée :

$$e_{CM} = (e_1 + e_2) / 2.$$

Pour mieux illustrer cette notion de mode commun, et son influence sur la précision de la mesure, considérons les deux exemples suivants.

La figure 10 représente la **mesure, par couple thermoélectrique, de la température d'un corps porté à un certain potentiel  $V_{cm}$  par rapport à la masse. Même lorsque la f.é.m.  $e$  du couple est nulle, la tension de mode commun  $V_{cm}$  agit sur l'amplificateur, d'une part parce que l'amplification de mode commun de ce dernier n'est pas nulle et d'autre part parce qu'une fraction de cette tension de mode commun peut se convertir, du fait des dissymétries du montage, en composante de mode différentiel apparaissant entre les bornes d'entrée de l'amplificateur.**

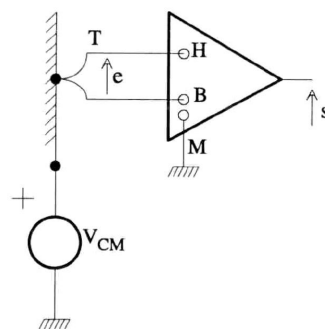


Fig. 10 : mesure par couple thermoélectrique, de la température d'un corps porté à un potentiel  $V_{CM}$

La figure 11 représente une **mesure de contrainte mécanique à l'aide d'une jauge résistive montée dans un pont de Wheatstone.** Lorsque la contrainte est nulle, le pont est en équilibre, la f.é.m.  $e$  est égale à zéro. Cependant une **tension de mode commun** existe, qui est égale à :

$$V_{CM} = (V_1 + V_2) / 2 = E / 2$$

Cette tension de mode commun est appliquée entre chacune des bornes d'entrée de l'amplificateur et la masse.

Elle va être amplifiée ; **on va donc retrouver en sortie de l'amplificateur d'instrumentation une**

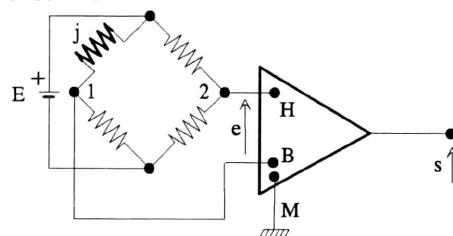
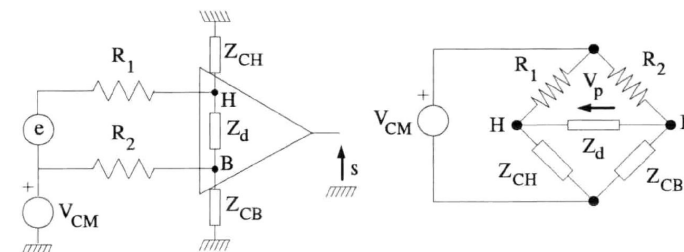


Fig. 11 : mesure de contrainte mécanique à l'aide d'une jauge résistive

composante indésirable due à cette tension de mode commun d'entrée. Cependant, si l'amplificateur est de bonne qualité, son coefficient d'amplification de mode commun est très faible (contrairement à celui d'un amplificateur opérationnel qui est supérieur ou égal à un) et la composante de la sortie due au mode commun en entrée est elle même très faible.

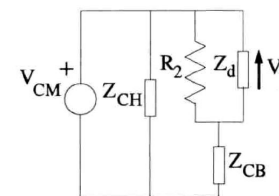
#### III.2. Conversion de la composante de mode commun en composante de mode différentiel à l'entrée de l'amplificateur d'instrumentation

Dans les **installations industrielles**, la distance séparant les capteurs de l'amplificateur de mesure est souvent grande, la résistance des fils de liaison n'est plus négligeable et le montage présente des dissymétries ; ainsi, même en l'absence du signal utile, l'amplificateur voit une tension parasite  $V_p$  de mode différentiel engendrée par  $V_{CM}$ .



(a) circuit de mesure

(b) en l'absence du signal  $e$ , l'amplificateur voit une tension parasite  $V_p$  engendrée par  $V_{CM}$



(c) montage permettant le calcul du  $T_{RMC}$  dans l'hypothèse d'un déséquilibre équivalent à  $R_1 = 0$

Fig. 12 : étude du taux de réjection de mode commun

Le **taux de réjection de mode commun du circuit de mesure** est défini par le rapport entre la tension de mode commun et le signal équivalent de mode différentiel qu'elle engendre effectivement à l'entrée :

$$T_{RMC} = 20 \lg \frac{V_{CM}}{V_p} \quad \text{exprimé en décibels}$$

La tension de mode commun peut être continue ou alternative ; elle peut atteindre des centaines de volts.

Une solution pour supprimer le signal parasite  $V_p$  engendré par  $V_{CM}$  consisterait à équilibrer le pont :



$$R_1 Z_{CB} = R_2 Z_{CH}$$

avec  $R_1$  et  $R_2$  les résistances de lignes.

En pratique,  $Z_{CB}$  et  $Z_{CH}$  ne sont pas rigoureusement identiques, tout comme  $R_1$  et  $R_2$  : le pont est donc déséquilibré. A la limite, supposons que  $R_1 = 0$  ; le schéma de la figure 12b devient celui de la figure 12c, le taux de réjection de mode commun est donné par l'expression :

$$T_{RMC} = 20 \log \frac{Z_{CB} + R_2 // Z_d}{R_2 // Z_d} \text{ avec } R_2 // Z_d = \frac{R_2 Z_d}{R_2 + Z_d}$$

Puisque  $Z_d \gg R_2$  et  $Z_{CB} \gg R_2$ , on peut écrire :

$$T_{RMC} \approx 20 \lg \frac{Z_{CB}}{R_2}$$

$R_2$  représente la résistance interne associée à la f.é.m utile  $e$  (si on suppose les résistances de ligne négligeables).

### Exemples numériques

En régime continu

$$Z_{CB} = 1000 \text{ M}\Omega ; Z_d = 10 \text{ M}\Omega ; R_2 = 100 \text{ }\Omega.$$

$$T_{RMC} = 140 \text{ dB.}$$

En courant alternatif 50 Hz,  $Z_{CB}$  est en fait une impédance capacitive (1000 M $\Omega$  // capacité 50 pF) :

$$|Z_{CB}| = 60 \text{ M}\Omega ; T_{RMC} \approx 116 \text{ dB}$$

$R_2$  est liée aux caractéristiques du capteur tandis que  $Z_{CB}$  est une caractéristique de l'amplificateur de mesure. Comme on cherche un  $T_{RMC}$  aussi élevé que possible, on voit l'intérêt d'avoir des impédances  $Z_{CB}$  (et  $Z_{CH}$ ) aussi élevées que possible.

C'est dans le but d'améliorer la réjection des signaux de mode commun que certains appareils sont équipés d'un *circuit de garde*, constitué d'un blindage relié non pas à la masse, mais au potentiel de mode commun  $V_{CM}$  par une résistance  $R_G$  aussi petite que possible (encore faut-il disposer de cette tension de mode commun, certains amplificateurs différentiels la fournissent en plus de la sortie de mode différentiel). Le commun (masse) de l'amplificateur de mesure est relié au circuit de garde.  $Z_f$  représente l'impédance de fuite entre le blindage et la masse.

L'objet de ce dispositif est double :

- shunter la tension parasite  $V_{CM}$  par une résistance faible,
- accroître les impédances  $Z_{CH}$  et  $Z_{CB}$ .

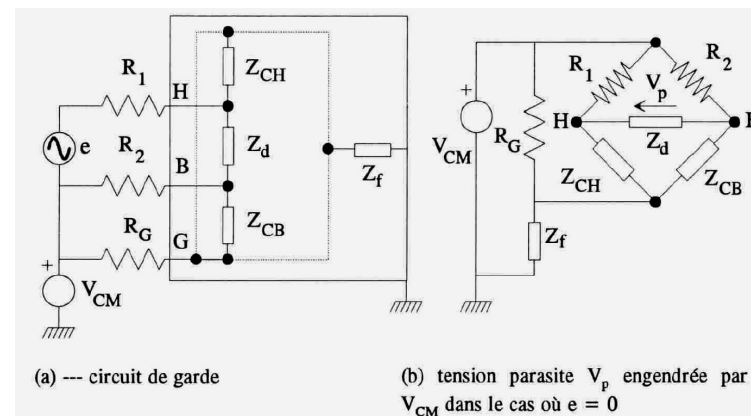


Fig. 13 : amplificateur d'instrumentation équipé d'un circuit de garde

Soit  $Z_f$  l'impédance de fuite entre le blindage et la masse. Dans l'hypothèse où  $R_1 = 0$ , la tension  $V_p$  est égale à :

$$V_p = V_{CM} \frac{R_G}{R_G + Z_f} \cdot \frac{R_2}{Z_{CB}} \approx V_{CM} \frac{R_G}{Z_f} \cdot \frac{R_2}{Z_{CB}}$$

car  $R_G \ll Z_f$  et  $R_2 \ll Z_d$ .

Le taux de réjection de mode commun est considérablement amélioré par le rapport  $Z_f / R_G$  ; il est pratiquement égal à :

$$T_{RMC} = 20 \lg \frac{Z_{CB}}{R_2} \frac{Z_f}{R_G}$$

### Exemple numérique

$$R_2 = 100 \text{ }\Omega ; R_G = 100 \text{ }\Omega ; Z_{CB} = 10^9 \text{ }\Omega ; Z_f = 10^{10} \text{ }\Omega$$

$$T_{RMC} = 300 \text{ dB}$$

Le taux de réjection est doublé par rapport au cas précédent (sans la garde).

## IV. Amplificateur d'isolement

Un amplificateur d'instrumentation ne peut pas supporter une tension de mode commun supérieure à la tension de polarisation (15V par exemple).

Or, dans de nombreuses applications, on a affaire à des tensions de mode commun de quelques kilovolts. Il est donc nécessaire d'assurer un bon isolement galvanique entre l'amplificateur et la source. Parmi les nombreux procédés possibles, deux sont retenus en raison de leur faculté d'adaptation à des réalisations modulaires dans la conception d'amplificateurs d'isolement :

- l'isolement par transformateur,
- l'isolement par coupleur optique.

### IV.1. Amplificateurs d'isolement à transformateurs

La figure 14 représente le schéma d'un tel amplificateur : **le signal à transmettre module une porteuse**. La modulation de fréquence ou de largeur d'impulsions est très utilisée pour éviter des distorsions d'amplitude dues au transformateur. **Les inconvénients du couplage par transformateur sont la sensibilité au rayonnement électromagnétique parasite, l'encombrement, le coût et le temps de réponse trop long.**

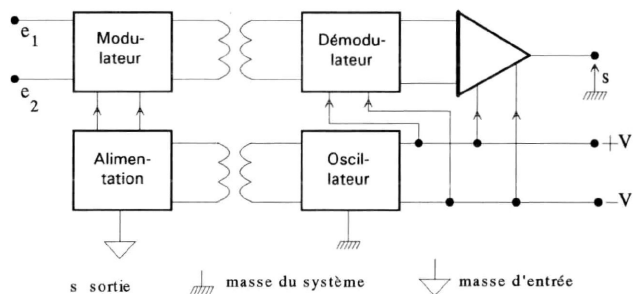


Fig. 14 : amplificateur d'isolement à transformateur

### IV.2. Amplificateurs d'isolement à coupleur optique

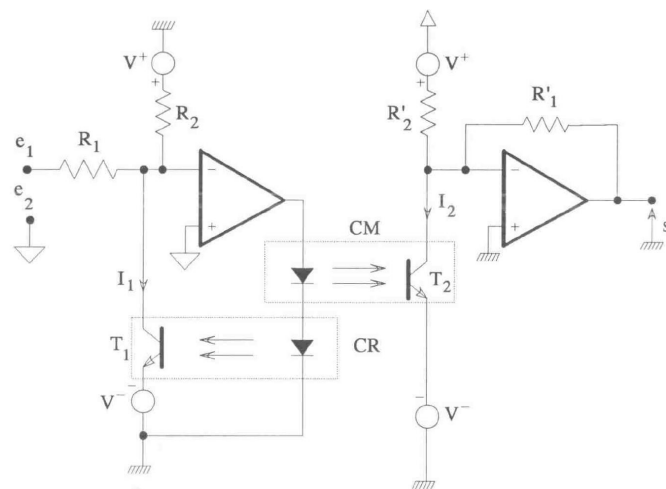
Le coupleur optique est constitué d'une diode électroluminescente et d'un phototransistor. Le montage de principe est présenté à la figure 15. Le symbole  $\nabla$  (potentiel  $e_2$ ) représente la référence de potentiel (ou masse) côté entrée tandis que le symbole  $\text{///}$  représente la référence côté sortie.

Pour compenser la non-linéarité du coupleur optique, on effectue une boucle de réaction à l'aide d'un coupleur de référence.

Soit  $I_1$  le courant dans le phototransistor  $T_1$  :

$$I_1 = \frac{V^+}{R_2} + \frac{e_1 - e_2}{R_1}$$

Dans cette expression,  $V^+$  représente la source de tension continue qui crée le courant de polarisation du



CM coupleur de mesure  
 CR coupleur de référence  
 Tension d'isolement: 2000 V  
 Courant de fuite : 0,25  $\mu$ A maximum

Fig. 15 : amplificateur d'isolement à coupleur optique

phototransistor  $T_1$  par l'intermédiaire duquel s'effectue la contre-réaction du premier AOP. La tension de sortie de ce dernier s'ajuste de façon à ce que le courant dans les photodiodes produise le flux de photons nécessaire à la création du courant  $I_1$ .

Si les deux coupleurs sont convenablement appariés, on obtient dans le phototransistor récepteur  $T_2$  le même courant que dans  $T_1$  ; on a donc :

$$I_2 = I_1$$

En supposant  $R'_2 = R_2$ , la tension de sortie est alors :

$$s = \frac{R'_1}{R_1} (e_1 - e_2)$$

Le principal avantage de ce type d'amplificateur par rapport au précédent (à transformateur) est la rapidité de réponse. Il est également beaucoup moins encombrant et moins coûteux.

### IV.3. Caractéristiques particulières des amplificateurs d'isolement

Un amplificateur d'isolement est également un amplificateur d'instrumentation. On peut y retrouver les caractéristiques propres à ce type d'amplificateur, en particulier la notion de taux de réjection de mode commun qui dépend de la technique d'isolement adoptée mais peut être très supérieur à 100 dB. La réalisation nécessite toutefois un soin particulier pour limiter les effets parasites entre les plans de masse.

Les spécifications particulières relatives à ce type d'amplificateur nécessitent certaines précisions et précautions.

L'amplificateur d'isolement peut être représenté par le symbole simple de la figure 16.

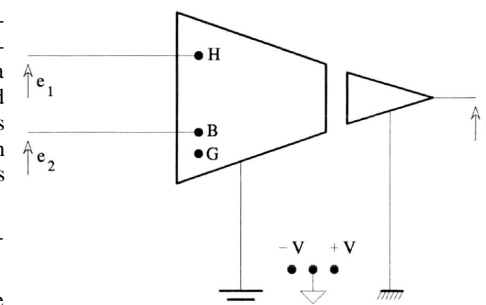


Fig. 16 : représentation symbolique d'un amplificateur d'isolement

Dans le fonctionnement normal, les masses sont différentes ; il existe une différence de potentiels entre les deux masses d'entrée et de sortie. Les constructeurs l'appellent tension d'isolement  $E_{iso}$ . Le maximum admissible est souvent de l'ordre de plusieurs kilovolts.

Il apparaît alors entre la partie entrée et la partie sortie un courant de fuite  $I_f$  dû aux impédances de fuite ( $R_F$ ,  $C_F$ ). Ce courant  $I_f$  est spécifié par sa valeur maximale correspondant à la tension d'isolement  $E_{iso}$  maximale. La figure 17 représente le schéma simplifié de l'amplificateur en fonctionnement normal.

Il existe également souvent une broche notée G qui correspond à un circuit de garde. Un circuit de garde est un ensemble de piste interne, souvent relié à la masse et qui entoure les points sensibles. Le constructeur spécifie dans la documentation le branchement nécessaire, en règle générale il faut le connecter à la masse d'entrée. Il permet d'augmenter le taux de réjection de mode commun.

Dans ce schéma, on a dissocié la tension de mode commun  $V_{CM}$  de l'amplificateur d'entrée et la tension d'isolement  $E_{iso}$ . Il est fréquent que les constructeurs prennent uniquement  $E_{iso}$  pour la tension de mode commun, car ils considèrent comme tension de mode commun la somme :

$$E_{CM} = V_{CM} + E_{iso} \approx E_{iso}$$

$V_{CM}$  étant généralement très faible devant  $E_{iso}$ .

De même, on doit distinguer en toute rigueur les différents taux de réjection de mode commun :

- $T_{RMC}$  relatif à  $V_{CM}$ ,
- $T_{iso}$  relatif à  $E_{iso}$ ,
- $T_{MC}$  relatif à  $E_{CM}$ .

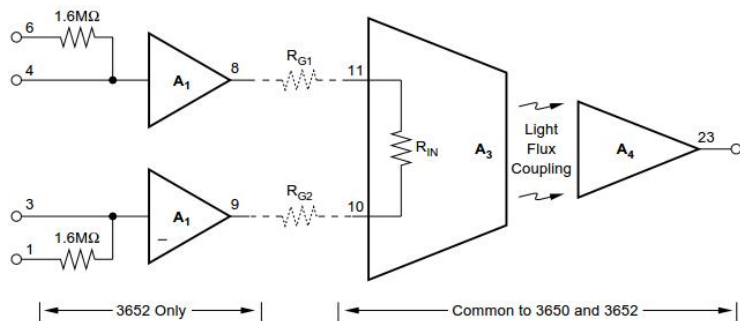
C'est souvent le dernier qui est spécifié par les constructeurs.

Le signal de sortie est lié à la tension utile  $e_d = e_1 - e_2$ , et aux tensions parasites  $V_{CM}$  et  $E_{iso}$  par la relation :

$$s = G \left( e_d + \frac{V_{CM}}{T_{RMC}} + \frac{E_{iso}}{T_{iso}} \right)$$

#### IV.4. Exemple de réalisation industrielle : Modèle 3650 - 3652 Burr-Brown

Exemple de réalisation industrielle : Modèle 3650 - 3652 Burr-Brown



#### Principales caractéristiques :

- Entrées différentielles
- tension de mode commun :  $\pm 2000$  V continu ;

- taux de réjection de mode commun : 140 dB ;
- erreur de non-linéarité du gain : 0,05 % ;
- bande passante : 15 kHz ; Slew-rate : 1.2 V/ $\mu$ s
- courant de fuite maximal : 0,25 pA ; capacité de fuite : 1,8 pF

### SPECIFICATIONS

At +25°C and  $\pm 15$ VDC supply voltages, unless otherwise specified.

PRODUCT	3650MG, HG <sup>(1)</sup>	3650JG	3650KG	3652MG, HG <sup>(1)</sup>	3652JG
<b>ISOLATION</b>					
Isolation Voltage	2000Vp or VDC				
Rated Continuous, min	5000Vp				
Tested Voltage, min, 10s Duration	5000Vp				
Isolation Mode Rejection, G = 10 DC	140dB				
60Hz, 5000 $\Omega$ Source Unbalance	120dB				
Leakage Current, 240V/60Hz	0.35 $\mu$ A, max				
Isolation Impedance	1.8pF				
Capacitance	10 <sup>12</sup> $\Omega$				
Resistance					
<b>GAIN</b>					
Gain Equation for Current Sources	$G_1 = 10^6 \text{V/Amp} \cdot 10^8$			$G_1 = 1.0057 \times 10^6 \text{V/Amp}^{(2)}$	
for Voltage Sources	$G_{V1} = \frac{10^8}{R_{O1} + R_{O2} + R_{IN}} \text{ V/V}$			$\frac{10^8}{R_{O1} + R_{O2} + R_{IN} + R_{O3}}$ V/V	
Input Resistance, $R_{IN}$ , max	25 $\Omega$			25 $\Omega$	
Buffer Output Impedance, $R_O$	Not Applicable			90 $\Omega \pm 30\Omega$	
Gain Equation Error, max <sup>(3)</sup>	1.5%	0.5%	0.5%	1.5% <sup>(4)</sup>	0.5% <sup>(4)</sup>
Gain Nonlinearity	$\pm 0.05\%$ typ $\pm 0.2\%$ max	$\pm 0.03\%$ typ $\pm 0.1\%$ max	$\pm 0.02\%$ typ $\pm 0.05\%$ max	$\pm 0.05\%$ typ $\pm 0.2\%$ max	$\pm 0.05\%$ typ $\pm 0.1\%$ max
Gain vs Temperature	300ppm/ $^{\circ}$ C	100ppm/ $^{\circ}$ C	50ppm/ $^{\circ}$ C	300ppm/ $^{\circ}$ C	200ppm/ $^{\circ}$ C
Gain vs Time	$\pm 0.05\%/1000\text{hrs}$			$\pm 0.05\%/1000\text{hrs}$	
<b>INPUT STAGE<sup>(5)</sup></b>					
Input Offset Voltage at 25 $^{\circ}$ C, max <sup>(3)</sup>	$\pm 5\text{mV}$	$\pm 1\text{mV}$	$\pm 0.5\text{mV}$	$\pm 5\text{mV}$	$\pm 2\text{mV}$
vs Temperature, max	$\pm 25\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	$\pm 10\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	$\pm 5\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	$\pm 50\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	$\pm 25\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
vs Supply	100 $\mu\text{V/V}$			100 $\mu\text{V/V}$	
vs Time	50 $\mu\text{V}/1000\text{hrs}$			100 $\mu\text{V}/1000\text{hrs}$	
Input Bias Current at 25 $^{\circ}$ C	10nA typ, 40nA max			10pA typ, 50pA max	
vs Temperature	0.3nA/ $^{\circ}$ C			Doubles Every +10 $^{\circ}$ C	
vs Supply	0.2nA/V			1pA/V	
Input Offset Current vs Temperature	Effects Included			10pA	
vs Supply	In Output Offset			Doubles Every +10 $^{\circ}$ C	
Input Impedance Differential	"R <sub>IN</sub> " = 25 $\Omega$ max			10 <sup>11</sup> $\Omega$	
Common-Mode	10 <sup>9</sup> $\Omega$			10 <sup>11</sup> $\Omega$	
Input Noise Voltage, 0.05Hz to 100Hz	4 $\mu\text{Vp-p}$			8 $\mu\text{Vp-p}$	
10Hz to 10kHz	4 $\mu\text{Vrms}$			5 $\mu\text{Vrms}$	
Input Voltage Range Common-Mode, Linear Operation, w/o damage, at +, -	$\pm ( V  - 5)\text{V}$			$\pm ( V  - 5)\text{V}$	
at +I, -I	Not Applicable <sup>(6)</sup>			$\pm \text{V}$	
at +I <sub>R</sub> -I <sub>R</sub>	Not Applicable <sup>(6)</sup>			$\pm 300\text{V}$ for 10ms <sup>(7)</sup>	
Differential, w/o damage, at +, -	$\pm \text{V}$			$\pm \text{V}$	
Differential, w/o damage, at +I, -I	Not Applicable			$\pm 600\text{V}$ for 10ms <sup>(7)</sup>	
Differential, w/o damage, at +I <sub>R</sub> -I <sub>R</sub>	Not Applicable			$\pm 6000\text{V}$ for 10ms <sup>(7)</sup>	