

CIRCUITS INTÉGRÉS AMPLIFICATEURS RÉELS

*Objectif du TD : Le phénomène de filtrage est présent pour toute propagation de signaux dans un milieu matériel. Donc **tout ensemble électronique** est soumis à ce phénomène. Dans ce TD nous allons considérer les effets du filtrage sur les **circuits intégrés amplificateurs de tension**. Ensuite nous verrons d'autres défauts de ces circuits électroniques.*

PARTIE A – LIMITES FRÉQUENTIELLES D'UN CIRCUIT INTÉGRÉ AMPLIFICATEUR (90MIN)

Vous trouverez en pièce jointe quelques extraits des documentations techniques fournies par les fabricants pour deux circuits intégrés amplificateurs très répandus et appartenant à deux catégories différentes :

- l'**amplificateur opérationnel (AOp)**¹, qui possède un autre nom : amplificateur linéaire intégré (ALI),
- et l'**amplificateur d'instrumentation (AIN)**².

Les questions qui suivent s'appuient sur ces documentations.

- 1) A quelle catégorie d'amplificateurs appartient le TL081 ? Citez des domaines d'utilisation de ce composant.
- 2) Rappeler le montage suiveur pour un TL081. Quel est l'amplification **idéale** de ce montage ? D'après la figure 6-9 de l'extrait de documentation, quelle est l'amplification dans la bande passante du montage suiveur **réel** ? Comparez les résultats.
- 3) Toujours d'après la figure 6-9, quelle **différence** importante y-a-t-il entre la réponse fréquentielle (diagramme de Bode) du montage suiveur réel, et celle du montage suiveur idéal ? Donner la valeur de la bande passante du montage suiveur utilisant un TL081. Dans quelle partie de la documentation cette information est-elle donnée sous forme numérique ? Traduire le nom qui lui est donné dans la documentation, est-il bien choisi ?
- 4) Sur la figure 6-9 la tangente à la courbe dans la bande coupée a été tracée en pointillés pour vous aider à calculer sa pente. Après avoir fait ce calcul, répondre aux questions : le montage suiveur est-il un passe-bas ? Est-ce un filtre du **premier ordre** (c'est l'occasion de vous assurer que vous connaissez la définition de l'ordre d'un filtre) ?
- 5) Rappeler le montage qui permet de réaliser un amplificateur par 10 avec un TL081. Proposer des valeurs de résistances ad hoc (qui conviennent). Comparer l'amplification dans la bande passante du montage idéal avec le relevé de la figure 6-9.

¹ OpAmp en anglais pour OPerational AMPlifier

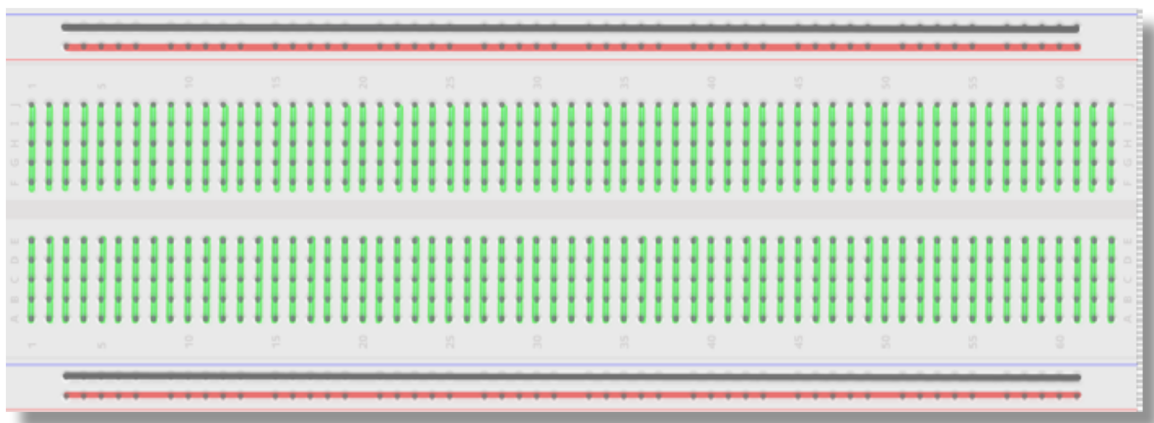
² InAmp en anglais pour INstrumentation AMPlifier

- 6) Quelle est la bande passante de ce montage ? Pouvaient-on prévoir approximativement ce résultat grâce à la connaissance du *produit gain-bande* ?
La nature constante du produit gain-bande impose de faire un compromis entre l'amplification dans la bande passante et largeur de la bande passante : expliquez pourquoi.
- 7) A quelle catégorie d'amplificateurs appartient l'INA126 ? Citez des domaines d'utilisation de ce composant.
- 8) En **utilisant la figure 8-1** de la documentation, dessiner un schéma amplificateur X100 utilisant l'INA126 (sous sa forme simplifiée). Pour réaliser cette amplification, pourquoi est-il avantageux d'utiliser un amplificateur d'instrumentation plutôt qu'un amplificateur opérationnel ? Mais, peut-on réaliser un suiveur (amplificateur x1) avec ce circuit intégré ?
- 9) En utilisant la figure 6-1, déterminer le produit gain-bande de l'INA126. Comparer au TL081.
- 10) Quelle est la pente de l'asymptote dans la bande coupée ? Quel type de filtrage produit cet amplificateur ?
Remarque : vous verrez au semestre 3, lorsque seront abordés les systèmes bouclés, qu'un tel amplificateur est plus stable qu'un amplificateur à AOP, ce qui est aussi un avantage des AIN.

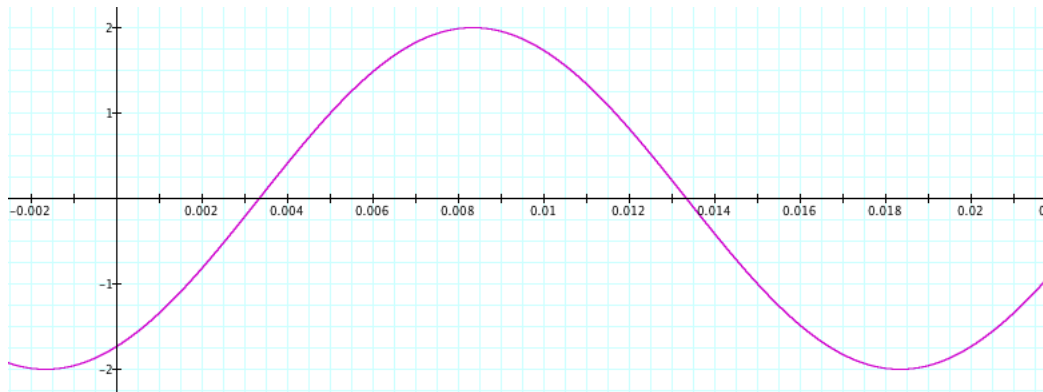
PARTIE B – LIMITES STATIQUES D'UN CIRCUIT INTÉGRÉ AMPLIFICATEUR (60MIN)

Puisqu'un amplificateur peut fournir plus de puissance en sortie qu'il n'en reçoit par son signal d'entrée à amplifier, il doit impérativement être relié à une alimentation électrique pour fonctionner. Cela veut-il dire qu'un tel amplificateur peut fournir n'importe quelle puissance ?

- 1) La figure 11-1 représente le schéma d'utilisation recommandé par le fabricant du TL081. Recopier ce schéma ci-dessous en utilisant les liaisons (indiquées en couleur) de la plaquette d'essai pour relier les composants. **Repérez LA BROCHE 1 par un « • »**. Relier par des « fils » les éléments suivants à placer **en dehors** de la plaquette :
- Générateur idéal de tension **alternative** noté « GBF » pour le signal d'entrée.
 - Points de mesures des tensions d'entrée et de sortie notées « CH1 » et « CH2 ».
 - Générateurs idéaux de tension **continue** notés V_{s+} et V_{s-} pour les broches d'alimentation.

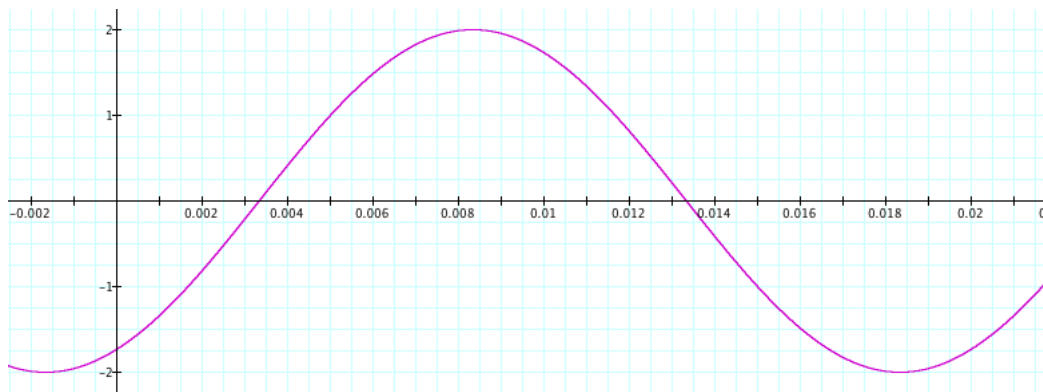


- 2) Préciser les valeurs de tous les éléments pour obtenir un amplificateur $\times 10$. Pour l'alimentation « dual-supply » (« symétrique » en français) nous choisirons 5V et -5V.
- 3) Pour un AOP idéal, quelle serait la tension de sortie pour la tension d'entrée suivante ? (on peut utiliser la représentation ci-dessous en rajoutant une deuxième échelle des ordonnées graduée ainsi : -20 V, -10 V, 10 V, 20 V)



Unité verticale : V ; Unité horizontale : s

- 4) Maintenant *en tenant compte de la documentation du TL081*, quelle serait la tension de sortie pour la même tension d'entrée ?



Unité verticale : V ; Unité horizontale : s

*Remarque : « positive rail headroom » se dit en français « **tension de déchet positive** ».*

- 5) Supposons que vous souhaitiez maintenant amplifier un son pour l'appliquer à un haut-parleur (HP), vous allez donc remplacer la résistance de charge par celui-ci. En regardant au dos du HP vous lisez 8Ω , c'est une valeur courante. En entrée de l'amplificateur vous décidez d'appliquer une tension d'amplitude 100mV pour faire un test. Quelle tension peut-on espérer en sortie ? Pourtant la mesure indique une amplitude de seulement 200mV ! Que se passe-t-il ? Est-ce que la documentation aurait pu nous aider à anticiper ce problème ?

- 6) Pour répondre à la question de l'introduction de la partie B, calculer la puissance maximale que peut fournir **en régime continu** un TL081, toujours avec l'alimentation +5V/-5V. Et **en régime sinusoïdal** forcé ?
- 7) Si on revient à la question 4 et qu'on souhaite tout de même entendre de la musique sur le HP, est-ce que l'OPA1622 pourrait remplacer le TL081 avec succès ?

OPA1622 SoundPlus™ High-Fidelity, Bipolar-Input, Audio Operational Amplifier

1 Features

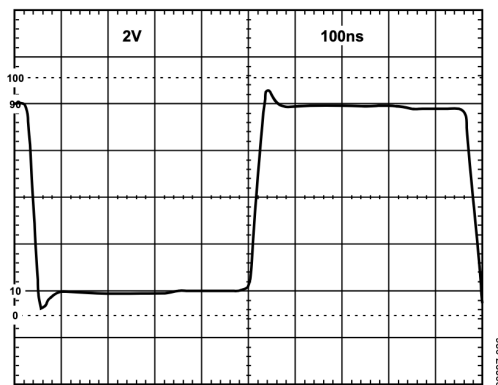
- High-Fidelity Sound Quality
- Ultralow Noise: $2.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz
- Ultralow Total Harmonic Distortion + Noise: -119 dB THD+N (142 mW/Ch into $32 \Omega/\text{Ch}$)
- Wide Gain Bandwidth Product: 32 MHz ($G = +1000$)
- High Slew Rate: $10 \text{ V}/\mu\text{s}$
- High Capacitive-Load Drive Capability: $> 600 \text{ pF}$

3 Description

The OPA1622, dual, bipolar-input, SoundPlus™ audio operational amplifier achieves a very low, $2.8\text{-nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ noise density with an ultralow THD+N of -119.2 dB at 1 kHz and drives a $32\text{-}\Omega$ load at 100-mW output power. The OPA1622 offers extremely-high ac PSRR and CMRR specifications that eliminate noise from power supplies, making the OPA1622 ideal for use in portable-audio applications. This device also has a high output-drive capability of $+145 \text{ mA}$ per -130 mA .

PARTIE C – LIMITES DYNAMIQUES D'UN CIRCUIT INTÉGRÉ AMPLIFICATEUR (30MIN)

Une autre application courante d'utilisation des AOP est la régénération d'un signal numérique le long d'une ligne de transmission de grande longueur (plusieurs centaines de mètres). Plaçons nous dans le cas d'une transmission numérique de débit binaire 20Mbit/s. Voici un relevé de l'entrée :



Les amplificateurs opérationnels présentent structurellement un défaut appelé « Slew-rate » en anglais, traduit en français par « vitesse de balayage ». Il s'agit de la pente maximale que peut produire la sortie d'un AOP. L'unité est en $\text{V}/\mu\text{s}$.

- 1) Quelle est la valeur du slew-rate pour le TL081 ?
- 2) Supposons que le signal numérique ci-dessus soit envoyé à l'entrée d'un amplificateur x10 construit autour d'un TL081, et alimenté en +20V/-20V sur une résistance de $10\text{k}\Omega$. Représenter l'allure du signal de sortie. Conclusion.
- 3) Reprendre la question 2, en remplaçant le TL081 par un AD844 dont un extrait de la documentation se trouve ci-dessous.

FEATURES

Wide bandwidth

60 MHz at gain of -1

33 MHz at gain of -10

Slew rate: 2000 V/ μ s

20 MHz full power bandwidth, 20 V p-p, $R_L = 500 \Omega$

Fast settling: 100 ns to 0.1% (10 V step)

Differential gain error: 0.03% at 4.4 MHz

Differential phase error: 0.16° at 4.4 MHz

Low offset voltage: 150 μ V maximum (B Grade)

Low quiescent current: 6.5 mA

Available in tape and reel in accordance with

EIA-481-A standard

APPLICATIONS

Flash ADC input amplifiers

High speed current DAC interfaces

Video buffers and cable drivers

Pulse amplifiers

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS

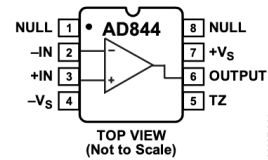


Figure 1. 8-Lead PDIP (N) and 8-Lead CERDIP (Q) Packages

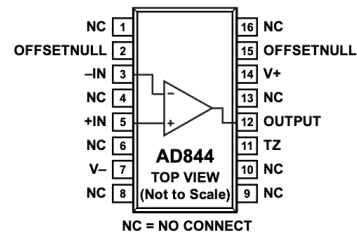


Figure 2. 16-Lead SOIC (R) Package

Conclusion : il faut choisir le circuit intégré amplificateur en fonction du cahier des charges de la fonction électronique à réaliser, et seulement après un examen minutieux de sa documentation technique (« datasheet » en anglais).

TL08xx FET-Input Operational Amplifiers

1 Features

- High slew rate: 20 V/μs (TL08xH, typ)
- Low offset voltage: 1 mV (TL08xH, typ)
- Low offset voltage drift: 2 μV/°C
- Low power consumption: 940 μA/ch (TL08xH, typ)
- Wide common-mode and differential voltage ranges
 - Common-mode input voltage range includes V_{CC+}
- Low input bias and offset currents
- Low noise: $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (typ) at $f = 1 \text{ kHz}$
- Output short-circuit protection
- Low total harmonic distortion: 0.003% (typ)
- Wide supply voltage: $\pm 2.25 \text{ V}$ to $\pm 20 \text{ V}$, 4.5 V to 40 V

2 Applications

- [Solar energy: string and central inverter](#)
- [Motor drives: AC and servo drive control and power stage modules](#)
- [Single phase online UPS](#)
- [Three phase UPS](#)
- [Pro audio mixers](#)
- [Battery test equipment](#)

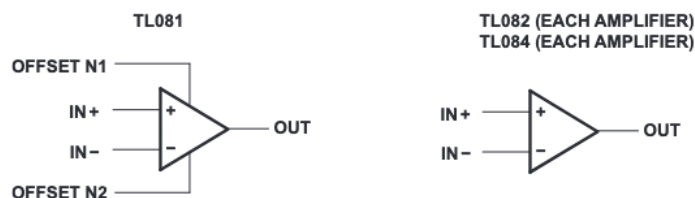
3 Description

The TL08xH (TL081H, TL082H, and TL084H) family of devices are the next-generation versions of the industry-standard TL08x (TL081, TL082, and TL084) devices. These devices provide outstanding value for cost-sensitive applications, with features including low offset (1 mV, typical), high slew rate (20 V/μs), and common-mode input to the positive supply. High ESD (1.5 kV, HBM), integrated EMI and RF filters, and operation across the full -40°C to 125°C enable the TL08xH devices to be used in the most rugged and demanding applications.

Device Information

PART NUMBER ⁽¹⁾	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
TL081x	PDIP (8)	9.59 mm × 6.35 mm
	SC70 (5)	2.00 mm × 1.25 mm
	SO (8)	6.20 mm × 5.30 mm
	SOIC (8)	4.90 mm × 3.90 mm
	SOT-23 (5)	1.60 mm × 1.20 mm
TL082x	PDIP (8)	9.59 mm × 6.35 mm
	SO (8)	6.20 mm × 5.30 mm
	SOIC (8)	4.90 mm × 3.90 mm
	SOT-23 (8)	2.90 mm × 1.60 mm
	TSSOP (8)	4.40 mm × 3.00 mm
TL082M	CDIP (8)	9.59 mm × 6.67 mm
	LCCC (20)	8.89 mm × 8.89 mm
TL084x	PDIP (14)	19.30 mm × 6.35 mm
	SO (14)	10.30 mm × 5.30 mm
	SOIC (14)	8.65 mm × 3.91 mm
	SOT-23 (14)	4.20 mm × 2.00 mm
	TSSOP (14)	5.00 mm × 4.40 mm
TL084M	CDIP (14)	19.56 mm × 6.92 mm
	LCCC (20)	8.89 mm × 8.89 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.



Logic Symbols

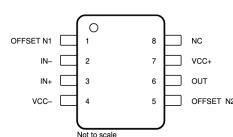


Figure 5-4. TL081x D, P, and PS Package
8-Pin SOIC, PDIP, and SO
(Top View)

6.11 Electrical Characteristics: TL08xH

For $V_S = (V_{CC+}) - (V_{CC-}) = 4.5 \text{ V to } 40 \text{ V}$ ($\pm 2.25 \text{ V to } \pm 20 \text{ V}$) at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ connected to $V_S / 2$, $V_{CM} = V_S / 2$, and $V_{O\text{ UT}} = V_S / 2$, unless otherwise noted.

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
OFFSET VOLTAGE							
V _{OS}	Input offset voltage				±1	±4	mV
			T _A = −40°C to 125°C			±5	
dV _{OS} /dT	Input offset voltage drift		T _A = −40°C to 125°C		±2		μV/°C
PSRR	Input offset voltage versus power supply	V _S = 5 V to 40 V, V _{CM} = V _S / 2	T _A = −40°C to 125°C		±1	±10	μV/V
	Channel separation	f = 0 Hz			10		μV/V
INPUT BIAS CURRENT							
I _B	Input bias current				±1	±120	pA
			DCK and DBV packages		±1	±300	pA
			T _A = −40°C to 125°C ⁽¹⁾			±5	nA
I _{OS}	Input offset current				±0.5	±120	pA
			DCK and DBV packages		±0.5	±250	pA
			T _A = −40°C to 125°C ⁽¹⁾			±5	nA
NOISE							
E _N	Input voltage noise	f = 0.1 Hz to 10 Hz			9.2		μV _{PP}
					1.4		μV _{RMS}
e _N	Input voltage noise density	f = 1 kHz			37		nV/√Hz
		f = 10 kHz			21		
i _N	Input current noise	f = 1 kHz			80		fA/√Hz
INPUT VOLTAGE RANGE							
V _{CM}	Common-mode voltage range			(V _{CC−}) + 1.5		(V _{CC+})	V
CMRR	Common-mode rejection ratio	V _S = 40 V, (V _{CC−}) + 2.5 V < V _{CM} < (V _{CC+}) − 1.5 V		100	105		dB
CMRR	Common-mode rejection ratio		T _A = −40°C to 125°C	95			dB
CMRR	Common-mode rejection ratio	V _S = 40 V, (V _{CC−}) + 2.5 V < V _{CM} < (V _{CC+})		90	105		dB
CMRR	Common-mode rejection ratio		T _A = −40°C to 125°C	80			dB
INPUT CAPACITANCE							
Z _{ID}	Differential				100 2		MΩ pF
Z _{ICM}	Common-mode				6 1		TΩ pF
OPEN-LOOP GAIN							
A _{OL}	Open-loop voltage gain	V _S = 40 V, V _{CM} = V _S / 2, (V _{CC−}) + 0.3 V < V _O < (V _{CC+}) − 0.3 V	T _A = −40°C to 125°C	118	125		dB
A _{OL}	Open-loop voltage gain	V _S = 40 V, V _{CM} = V _S / 2, R _L = 2 kΩ, (V _{CC−}) + 1.2 V < V _O < (V _{CC+}) − 1.2 V	T _A = −40°C to 125°C	115	120		dB
FREQUENCY RESPONSE							
GBW	Gain-bandwidth product				5.25		MHz
SR	Slew rate	V _S = 40 V, G = +1, C _L = 20 pF			20		V/μs
t _S	Settling time	To 0.1%, V _S = 40 V, V _{STEP} = 10 V , G = +1, CL = 20 pF			0.63		μs
		To 0.1%, V _S = 40 V, V _{STEP} = 2 V , G = +1, CL = 20 pF			0.56		
		To 0.01%, V _S = 40 V, V _{STEP} = 10 V , G = +1, CL = 20 pF			0.91		
		To 0.01%, V _S = 40 V, V _{STEP} = 2 V , G = +1, CL = 20 pF			0.48		
	Phase margin	G = +1, R _L = 10kΩ, C _L = 20 pF			56		°
	Overload recovery time	V _{IN} × gain > V _S			300		ns

6.11 Electrical Characteristics: TL08xH (continued)

For $V_S = (V_{CC+}) - (V_{CC-}) = 4.5 \text{ V to } 40 \text{ V}$ ($\pm 2.25 \text{ V to } \pm 20 \text{ V}$) at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ connected to $V_S / 2$, $V_{CM} = V_S / 2$, and $V_{O\text{ UT}} = V_S / 2$, unless otherwise noted.

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
THD+N	Total harmonic distortion + noise	$V_S = 40 \text{ V}$, $V_O = 6 \text{ V}_{\text{RMS}}$, $G = +1$, $f = 1 \text{ kHz}$		0.00012		%
EMIRR	EMI rejection ratio	$f = 1 \text{ GHz}$		53		dB
OUTPUT						
	Voltage output swing from rail	Positive rail headroom	$V_S = 40 \text{ V}$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$	115	210	mV
			$V_S = 40 \text{ V}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	520	965	
		Negative rail headroom	$V_S = 40 \text{ V}$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$	105	215	
			$V_S = 40 \text{ V}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	500	1030	
I_{SC}	Short-circuit current			± 26		mA
C_{LOAD}	Capacitive load drive			300		pF
Z_O	Open-loop output impedance	$f = 1 \text{ MHz}$, $I_O = 0 \text{ A}$		125		Ω
POWER SUPPLY						
I_Q	Quiescent current per amplifier	$I_O = 0 \text{ A}$	$T_A = -40^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	937.5	1125	μA
		$I_O = 0 \text{ A}$, (TL081H)		960	1156	
		$I_O = 0 \text{ A}$			1130	
		$I_O = 0 \text{ A}$, (TL082H)			1143	
		$I_O = 0 \text{ A}$, (TL081H)			1160	
	Turn-On Time	At $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = 40 \text{ V}$, V_S ramp rate $> 0.3 \text{ V}/\mu\text{s}$		60		μs

(1) Max I_B and I_{OS} data is specified based on characterization results.

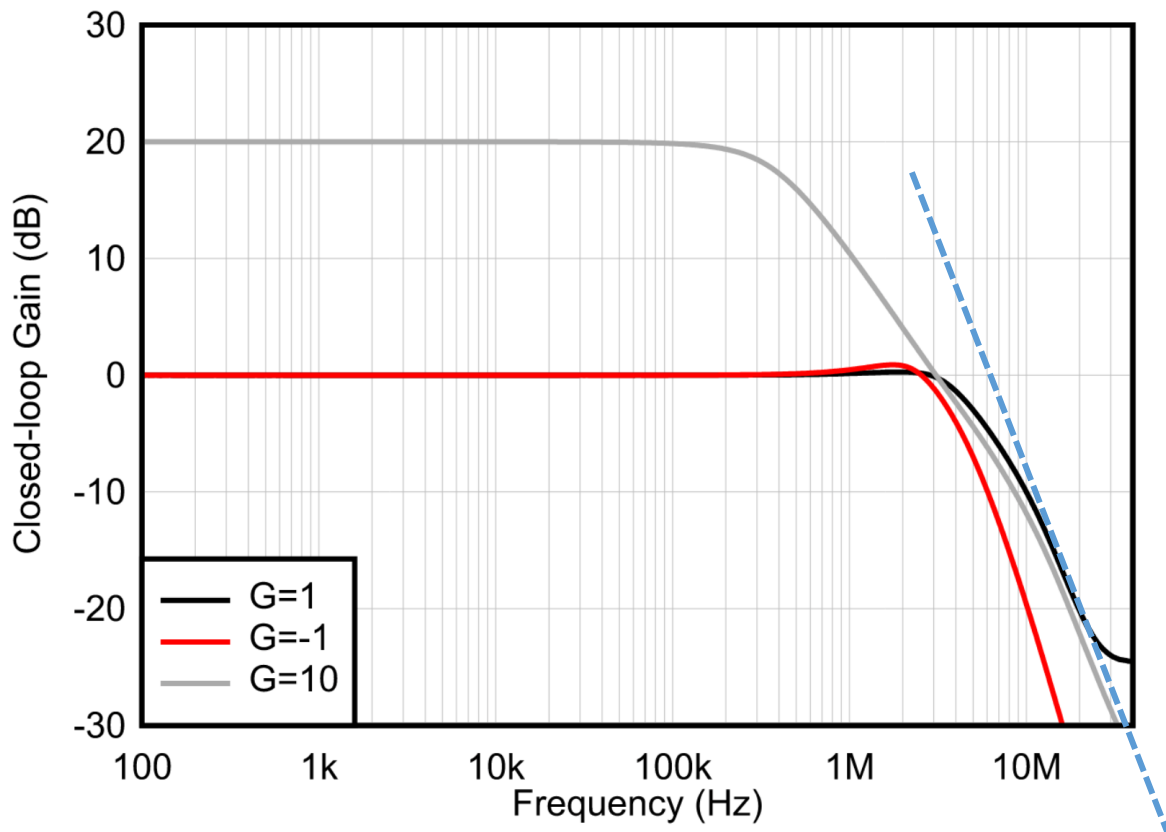


Figure 6-9. Closed-Loop Gain vs Frequency

11 Layout

11.1 Layout Guidelines

For best operational performance of the device, use good PCB layout practices, including:

- Noise can propagate into analog circuitry through the power pins of the circuit as a whole, as well as the operational amplifier. Bypass capacitors are used to reduce the coupled noise by providing low impedance power sources local to the analog circuitry.
 - Connect low-ESR, 0.1- μ F ceramic bypass capacitors between each supply pin and ground, placed as close to the device as possible. A single bypass capacitor from V+ to ground is applicable for single-supply applications.
- Separate grounding for analog and digital portions of circuitry is one of the simplest and most-effective methods of noise suppression. One or more layers on multilayer PCBs are usually devoted to ground planes. A ground plane helps distribute heat and reduces EMI noise pickup. Make sure to physically separate digital and analog grounds, paying attention to the flow of the ground current.
- To reduce parasitic coupling, run the input traces as far away from the supply or output traces as possible. If it is not possible to keep them separate, it is much better to cross the sensitive trace perpendicular as opposed to in parallel with the noisy trace.
- Place the external components as close to the device as possible. Keeping RF and RG close to the inverting input minimizes parasitic capacitance, as shown in [Section 11.2](#).
- Keep the length of input traces as short as possible. Always remember that the input traces are the most sensitive part of the circuit.
- Consider a driven, low-impedance guard ring around the critical traces. A guard ring can significantly reduce leakage currents from nearby traces that are at different potentials.

11.2 Layout Examples

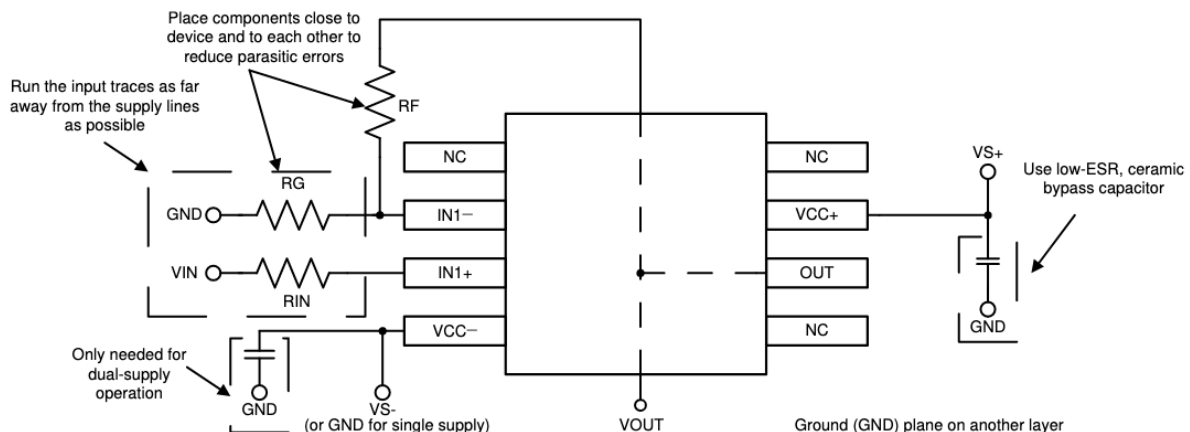


Figure 11-1. Operational Amplifier Board Layout for Noninverting Configuration

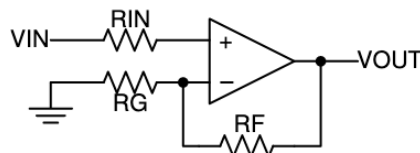


Figure 11-2. Operational Amplifier Schematic for Noninverting Configuration

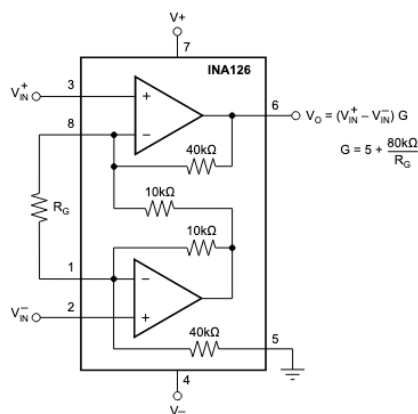
INAx126 MicroPower Instrumentation Amplifiers

1 Features

- Low quiescent current: 175 μ A/channel
- Wide supply range: ± 1.35 V to ± 18 V
- Low offset voltage: 250- μ V maximum
- Low offset drift: 3- μ V/ $^{\circ}$ C maximum
- Low noise: 35 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Low input bias current: 25-nA maximum
- Temperature range: -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$
- Multiple package options:
 - Single channel:
 - INA126P/PA 8-pin PDIP (P)
 - INA126U/UA 8-pin SOIC (D)
 - INA126E/EA 8-pin VSSOP (DGK)
 - Dual channels:
 - INA2126P/PA 16-pin PDIP (N)
 - INA2126U/UA 16-pin SOIC (D)
 - INA2126E/EA 16-pin SSOP (DBQ)

2 Applications

- [Level transmitter](#)
- [Flow transmitter](#)
- [Multiparameter patient monitor](#)
- [Mixed module \(AI, AO, DI, DO\)](#)
- [AC charging \(pile\) station](#)
- [Infusion pump](#)
- [Electrocardiogram \(ECG\)](#)



Simplified Schematic: INA126

3 Description

The INA126 and INA2126 (INAx126) are precision instrumentation amplifiers for accurate, low-noise, differential-signal acquisition. The two-op-amp design provides excellent performance with low quiescent current (175 μ A/channel). These features combined with a wide operating voltage range of ± 1.35 V to ± 18 V make the INAx126 a great choice for portable instrumentation and data acquisition systems.

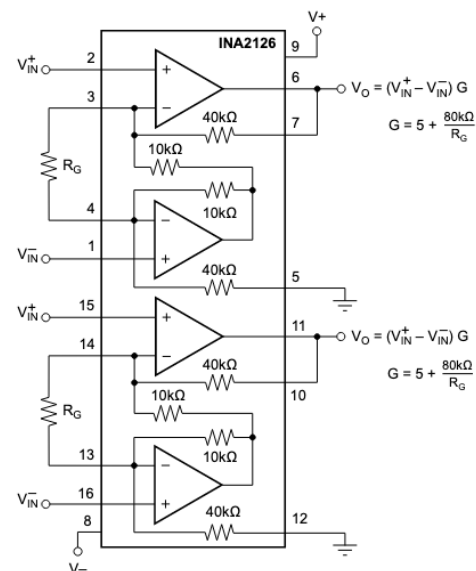
Gain can be set from 5 V/V to 10000 V/V with a single external resistor. Precision input circuitry provides low offset voltage (250 μ V, maximum), low offset voltage drift (3 μ V/ $^{\circ}$ C, maximum), and excellent common-mode rejection.

All versions are specified for the -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$ industrial temperature range.

Device Information

PART NUMBER	PACKAGE ⁽¹⁾	BODY SIZE (NOM)
INA126	PDIP (8)	6.35 mm \times 9.81 mm
	SOIC (8)	3.91 mm \times 4.90 mm
	VSSOP (8)	3.00 mm \times 3.00 mm
INA2126	PDIP (16)	6.35 mm \times 19.30 mm
	SOIC (16)	3.91 mm \times 9.90 mm
	SSOP (16)	3.90 mm \times 4.90 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.



Simplified Schematic: INA2126

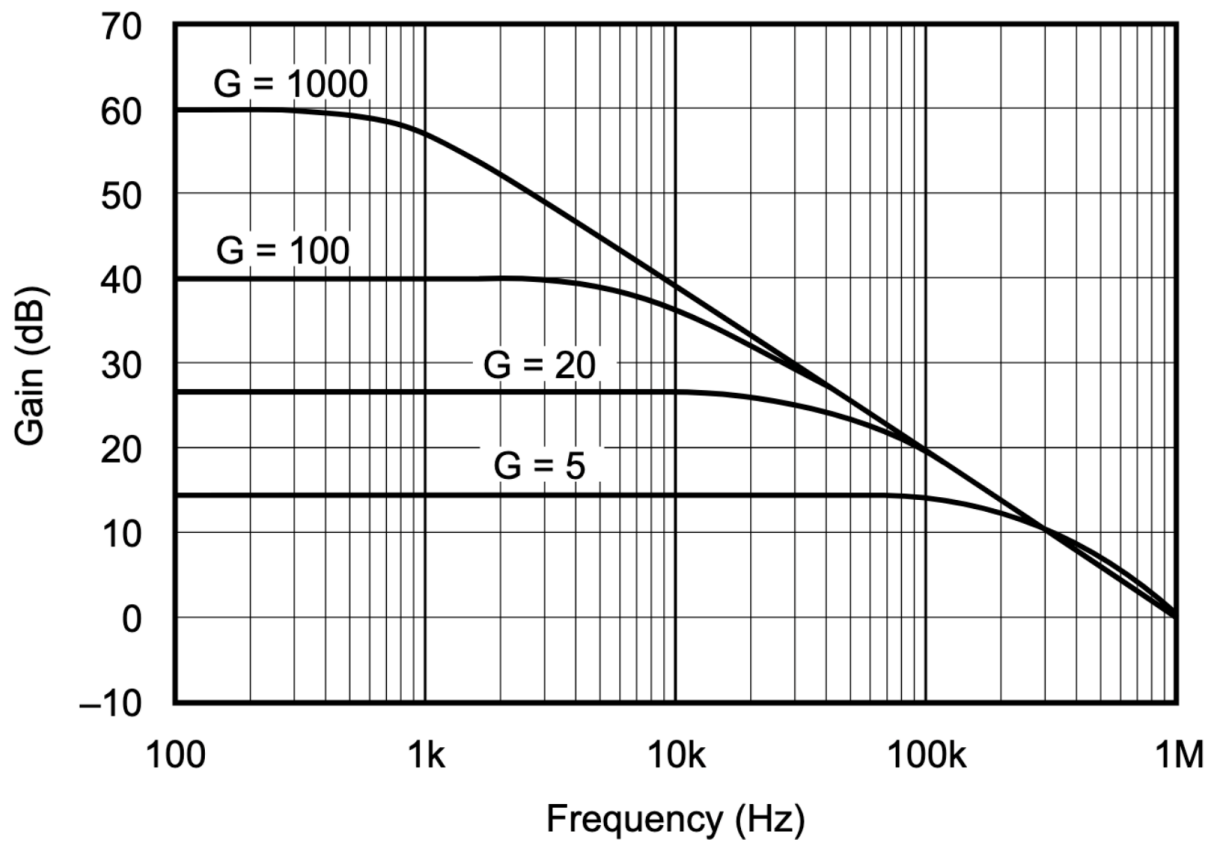


Figure 6-1. Gain vs Frequency

DESIRED GAIN (V/V)	R _G (Ω)	NEAREST 1% R _G VALUE
5	NC	NC
10	16k	15.8k
20	5333	5360
50	1779	1780
100	842	845
200	410	412
500	162	162
1000	80.4	80.6
2000	40.1	40.2
5000	16.0	15.8
10000	8.0	7.87

NC: No Connection.

Also drawn in simplified form:

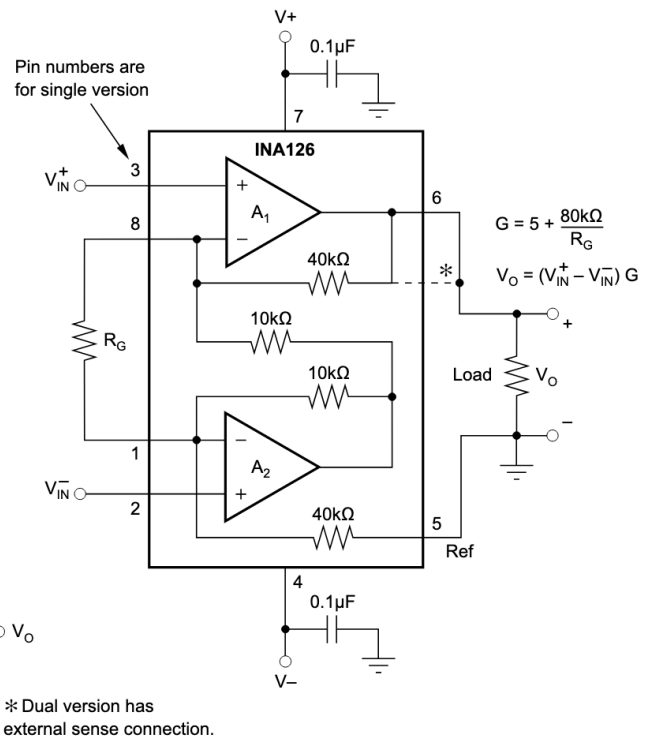
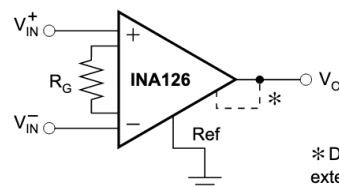


Figure 8-1. Basic Connections