

## A-3. Wzmacniacz Operacyjny - parametryzacja i zastosowanie

wersja 10'2019

### 1. Zakres ćwiczenia

Wyznaczenie stałoprądowych funkcji przenoszenia, amplitudowych charakterystyk częstotliwościowych, niektórych stałoprądowych parametrów wzmacniacza operacyjnego oraz parametrów czasowych:

1. wtórnika napięciowego
2. wzmacniacza nieodwracającego o wzmacnieniu +11V/V
3. wzmacniacza odwracającego o wzmacnieniu -10V/V
4. wzmacniacza odwracającego o wzmacnieniu -100V/V
5. wzmacniacza odejmującego o wzmacnieniu +10V/V
6. wzmacniacza. sumującego (wzm -10V/V jednego wejścia, wzm. -2V/V drugiego wejścia)
7. pomiar wejściowego napięcia niezrównoważenia  $V_{os}$ , pomiar dryfu temperaturowego tegoż napięcia  $V_{os}$
8. pomiar wejściowego prądu polaryzacji  $I_B$ , pomiar wejściowego prądu niezrównoważenia  $I_{os}$

Przykładowe wykorzystanie wzmacniacza operacyjnego w układach nieliniowych zaprezentowane zostanie na przykładzie układów:

1. generatora funkcyjnego,
2. wzmacniacza logarytmicznego.

## 2. Wstęp teoretyczny

### 2.1 Podstawowe parametry wzmacniaczy operacyjnych

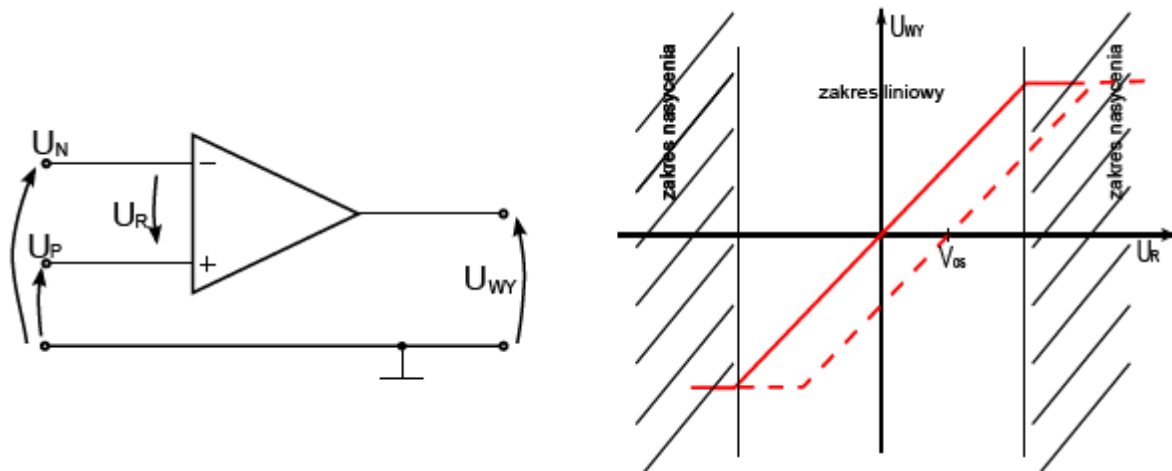
Wzmacniacz operacyjny jest elektronicznym elementem aktywnym z symetrycznym wejściem różnicowym oraz niesymetrycznym wyjściem. Symbol wzmacniacza operacyjnego przedstawiony jest na rysunku 1. Wejście oznaczone symbolem "-" jest wejściem odwracającym, zaś wejście oznaczone symbolem "+" jest wejściem nieodwracającym fazę napięcia wyjściowego względem wejściowego. Wzmacniacze operacyjne charakteryzują się dużym wzmacnieniem w otwartej pętli oraz przeznaczone są do pracy z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, które stabilizuje ich pracę, zwiększa zakres dynamiczny, poprawia liniowość i poszerza pasmo przenoszenia. Podstawowe parametry idealnego wzmacniacza operacyjnego zebrane są w tabeli 2.1.

W celu oceny na ile dany wzmacniacz operacyjny jest bliski idealnemu, określa się kilka podstawowych parametrów:

1. **wzmocnienie różnicowe  $k_{UR}$** , zwane też wzmacnieniem w otwartej pętli (ang. open loop gain), definiowane jako stosunek zmiany napięcia wyjściowego do wywołującej ją zmiany różnicowego napięcia wejściowego:  $k_{UR} = \frac{\partial U_{WY}}{\partial U_R}$  dla zakresu nienasycenia wzmacniacza. Na

rysunku 1 pokazana jest charakterystyka przenoszenia dla wzmacniacza idealnego (linia ciągła) i

rzeczywistego (linia przerywana). Nachylenie charakterystyki w zakresie liniowym odpowiada wzmocnieniu różnicowemu. Typowy liniowy zakres zmian napięcia wyjściowego, zależy od konfiguracji układowej, napięć zasilających i wewnętrznej architektury samego wzmacniacza operacyjnego.



Rysunek 1. Symbol graficzny wzmacniacza operacyjnego i jego charakterystyka przenoszenia

2. **wejściowe napięcie niezrównoważenia  $V_{os}$**  - jest to napięcie różnicowe jakie należy przyłożyć na wejściu wzmacniacza rzeczywistego, aby na jego wyjściu uzyskać napięcie równe zero (patrz rys.1). Typowo jest ono rzędu kilku  $\mu V$  do kilku  $mV$  i w zależności od zastosowań można je pominąć lub skompensować do zera.

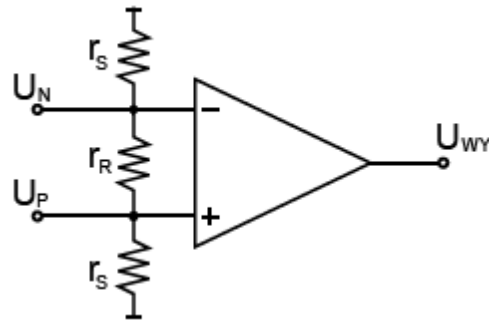
3. **temperaturowy dryf wejściowego napięcia niezrównoważenia** - definiowany jest jako stosunek zmiany wejściowego napięcia niezrównoważenia do wywołującej ją zmiany temperatury. Typowe wartości tego współczynnika są rzędu kilku do kilkudziesięciu  $\mu V/^\circ C$ .

4. **wzmocnienie sygnału wspólnego** - podając na oba wejścia wzmacniacza identyczny sygnał (tzw. sygnał wspólny  $U_S$ ) w przypadku wzmacniacza idealnego spodziewamy się, że napięcie wyjściowe będzie równe zero. Dla wzmacniaczy rzeczywistych obserwujemy różne od zera napięcie wyjściowe, co oznacza niezerowe wzmocnienie sygnału wspólnego:  $k_{US} = \frac{\partial U_{WY}}{\partial U_S}$ .

Właściwość tą opisuje współczynnik tłumienia sygnału wspólnego  $CMRR$  (ang. Common mode rejection ratio), definiowany jako stosunek wzmocnienia różnicowego do wzmocnienia sygnału wspólnego:  $CMRR = \frac{k_{UR}}{k_{US}}$ , gdzie  $k_{UR}$  - wzmocnienie różnicowe,  $k_{US}$  - wzmocnienie sygnału

wspólnego. Widzimy stąd, że dla wzmacniacza idealnego oczekujemy  $CMRR \rightarrow \infty$ . W rzeczywistych wzmacniaczach operacyjnych  $CMRR$  jest rzędu 80 - 120 dB.

5. **współczynnik  $PSRR$**  (ang. power supply rejection ratio) - współczynnik określający odporność wzmacniacza na zmiany napięć zasilających, definiowany jako stosunek zmiany napięcia niezrównoważenia do zmiany napięcia zasilania.



Rysunek 2: Schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego z uwzględnieniem rezystancji wejściowych.

6. **rezystancja wejściowa:** na rys.2 przedstawiony jest schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego z uwzględnieniem wejściowej rezystancji różnicowej  $r_R$  (mierzonej między końcówkami wejściowymi wzmacniacza z otwartą pętlą) oraz wspólnej  $r_S$  (mierzonej między jednym z wejść a masa).

7. do wejść wzmacniacza operacyjnego wpływają niezerowe **prądy polaryzujące** jego stopień wejściowy. W zależności od technologii wzmacniacza wartości tych prądów wahają się w granicach od kilku  $fA$  do kilku  $nA$ , a w przypadku szybkich wzmacniaczy  $1-2 \mu A$ . Wejściowe prądy polaryzujące są przyczyną błędów wzmacniacza, gdyż mimo braku napięcia wejściowego powodują zmiany napięcia na wyjściu. Różnica wejściowych prądów polaryzujących jest nazywana **wejściowym prądem nie zrównoważenia  $I_{os}$** .

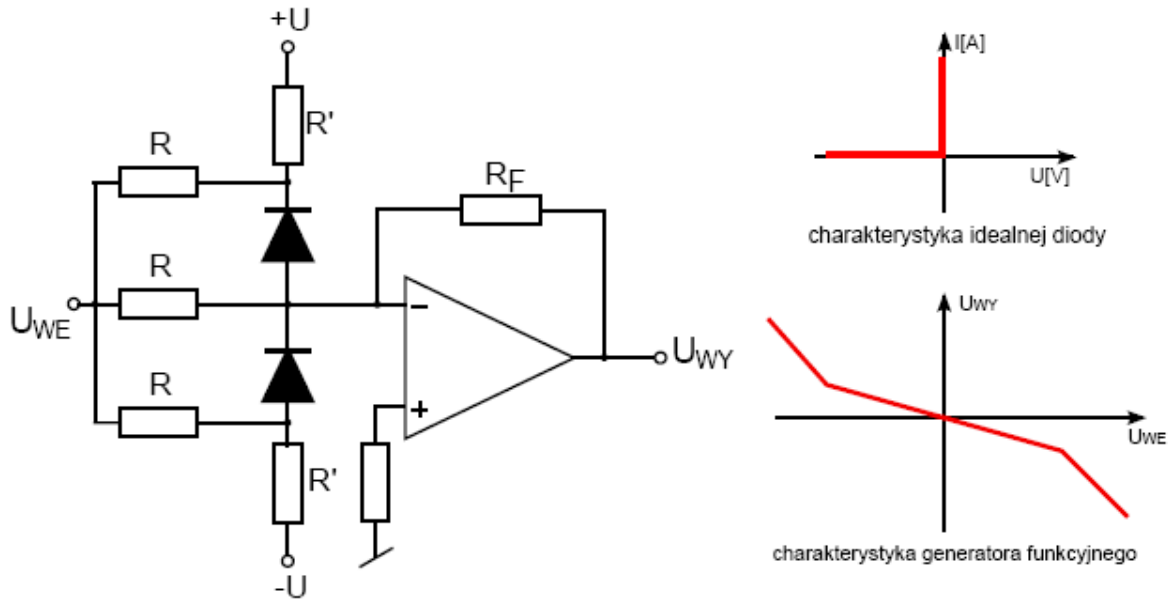
W poniższej tabelce, w ramach podsumowania, zestawione są wybrane parametry wzmacniacza operacyjnego idealnego i rzeczywistego:

Tabela 1: Wybrane parametry wzmacniacza idealnego i rzeczywistego.

Wybrane parametry	Idealny WO	Rzeczywisty WO
wzmocnienie różnicowe	$\infty$	$10^5 - 10^7$
pasmo przenoszenia	od 0 do $\infty$	kilka MHz
napięcie niezrównoważenia	0	kilka $\mu V - mV$
CMRR	$\infty$	80 – 120 dB
PSRR	$\infty$	50- 100 dB
rezystancja wejściowa	$\infty$	kilka $M\Omega$
rezystancja wyjściowa	0	kilkadziesiąt do kilkaset $\Omega$
prąd polaryzujący	0	kilka $fA - nA$

## 2.2 Przykładowe wykorzystanie wzmacniaczy operacyjnych w układach nieliniowych

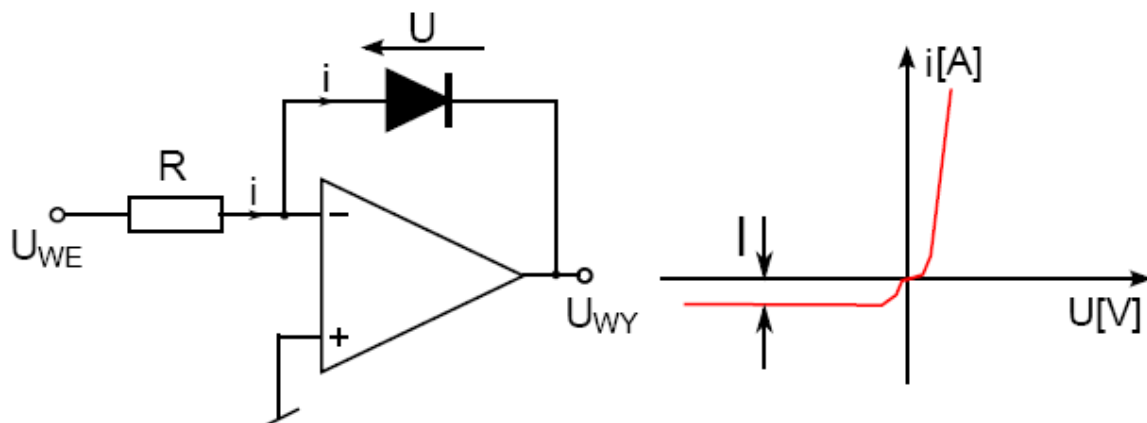
### Generator funkcyjny



Rysunek 3. Generator funkcyjny i jego charakterystyka.

Dla  $U_{WE} = 0$  diody są odcięte napięciem  $\left| \frac{UR}{R+R'} \right|$  i nachylenie charakterystyki wyjściowo - wejściowej wynosi  $-\frac{R_F}{R}$ . Jeśli jedna z diod zacznie przewodzić, to nachylenie wzrośnie dwukrotnie co do wartości bezwzględnej, bowiem  $\frac{dU_{WY}}{dU_{WE}} = \frac{R_F}{R \parallel R}$ . Zajdzie to w przypadku, gdy potencjał katody górnej diody zbliży się do zera po wartościach dodatnich, albo też gdy potencjał anody dolnej diody zbliży się do zera po wartościach ujemnych, to jest gdy  $\left| \frac{U_{WE}}{R} \right| = \frac{U}{R'}$ . Zakłada się tutaj idealną charakterystykę diod jako zaworów.

### Wzmacniacz logarytmiczny



Rysunek 4. Wzmacniacz logarytmiczny i charakterystyka diody.

Zasada działania wzmacniacza logarytmicznego opiera się na nieliniowej charakterystyce prądowo-napięciowej diody, tutaj spolaryzowanej w kierunku przewodzenia:  $i = I_s \left( e^{\frac{U}{\eta U_T}} - 1 \right) \approx I_s e^{\frac{-U_{wy}}{\eta U_T}}$  (dla  $U$

$> 4U_T$ ), gdzie:

$$U_T = \frac{kT}{q} \text{ (przy } 20^\circ\text{C } U_T=25\text{mV),}$$

k- stała Boltzmana

T -temperatura w [K]

q – ładunek elektronu.

$\eta$  - czynnik skalujący z zakresu 1 - 2

### 3. Uwagi do ćwiczenia

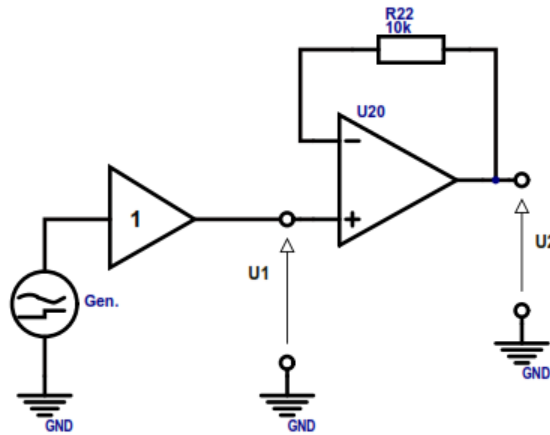
1. Układy są badane przy zastosowaniu:
  - a) regulowanego źródła napięcia stałego do wyznaczenia charakterystyk przejściowych,
  - b) generatora sinusoidalnego w celu wyznaczenia charakterystyk częstotliwościowych,
  - c) generatora przebiegu prostokątnego i trójkątnego w celu zaobserwowania odpowiedzi na skok jednostkowy i napięcie narastające liniowo.
2. Wielkości zmierzone należy porównać z wyliczonymi teoretycznie na podstawie schematów lub z zamieszczonymi w nocie katalogowej producenta.
3. Charakterystyki częstotliwościowe rysować w typowym układzie: wzmocnienie w dB, częstotliwość w skali logarytmicznej.

### Literatura

1. Kulka Z., Nadachowski M.: *Liniowe układy scalone i ich zastosowanie*.
2. Tietze U., Schenk Ch.: *Układy półprzewodnikowe*.
3. Zumbahlen H.: *Linear Circuit Design Handbook*.
4. Low Power, Precision Rail-to-Rail Output Operational Amplifier AD8622 – data sheet: [http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD8622\\_8624.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8622_8624.pdf)
5. Dual Low-Power JFET-Input General-Purpose Operational Amplifier TL062 – data sheet: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl062.pdf>

## 4. Program ćwiczenia

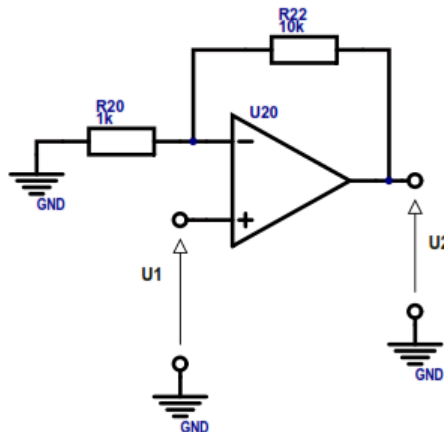
### 1. Wtórnik napięciowy:



UWAGA: pomiary zmienny-prądowe wtórnik napięciowego na wzmacniaczu U20 wykonać poprzez dopasowany bufor separujący U10

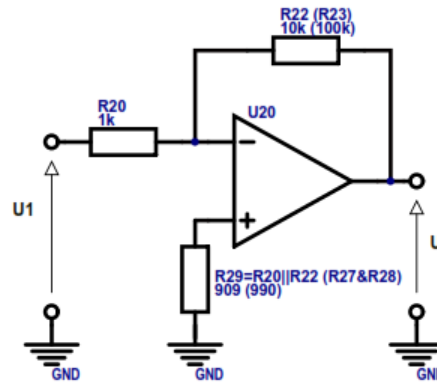
- wyznaczyć  $U_2=f(U_1)$  dla napięcia stałego, znaleźć nachylenie  $k_{u\parallel}$  (tj. wzmocnienie dla zerowej częstotliwości),
- znaleźć odpowiedź na skok napięcia dla sygnału małego (kilkaset mV), podać czas narastania,
- znaleźć odpowiedź na skok napięcia dla sygnału dużego (kilka volt), podać szybkość zmian napięcia na wyjściu,
- wyznaczyć amplitudową charakterystykę częstotliwościową  $k_{u\approx}=f(f)$  dla małych sygnałów, podać częstotliwość graniczną, porównać z wartością katalogową,
- porównać  $k_{u\parallel}$  i  $k_{u\approx}$

### 2. Wzmacniacz nieodwracający o wzmocnieniu +11V/V



- wyznaczyć  $U_2=f(U_1)$  dla napięcia stałego, określić nachylenie charakterystyki  $k_{u\parallel}$ ,
- wyznaczyć  $k_{u\approx}=f(f)$ , określić częstotliwość graniczną.

### 3. Wzmacniacz odwracający o wzmacnieniu $-10V/V$

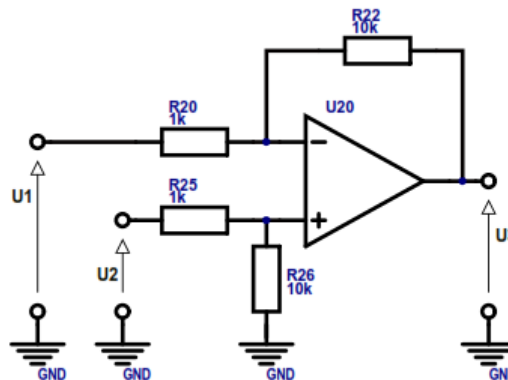


- wyznaczyć  $U_2=f(U_1)$  dla napięcia stałego, określić nachylenie charakterystyki  $k_{u||}$ ,
- wyznaczyć  $k_{u\approx}=f(f)$ , określić częstotliwość graniczną, wyznaczyć pole wzmacnienia

### 4. Wzmacniacz odwracający o wzmacnieniu $-100V/V$

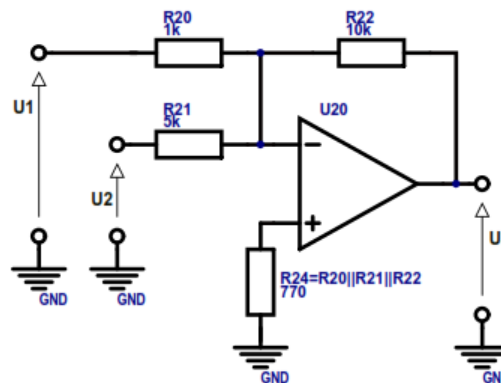
- wyznaczyć  $k_{0\approx}=f(f)$ , określić częstotliwość graniczną, wyznaczyć pole wzmacnienia

### 5. Wzmacniacz odejmujący o wzmacnieniu $+10V/V$



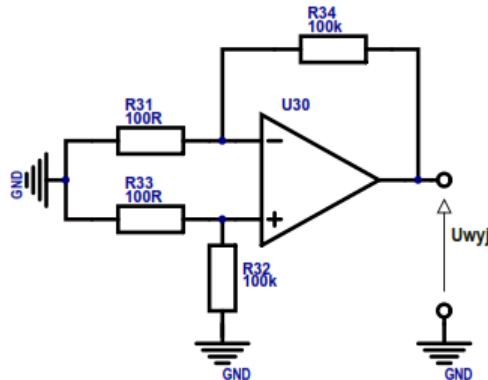
- wyznaczyć  $U_3=f(U_2-U_1)$  dla napięć stałych przy stałej wartości  $U_2=1V$ , określić nachylenie charakterystyki  $k_{u||}$ . Napięcie  $U_1$  zmieniać w zakresie od 0 do +2V.

### 6. Wzmacniacz sumujący (wzmacnienie $-10V/V$ jednego wejścia, wzmacnienie $-2V/V$ drugiego wejścia)



- wyznaczyć  $U_3=f(U_1+U_2)$  dla napięć stałych przy stałej wartości  $U_2=1V$ , określić nachylenie charakterystyki  $k_{u||}$ . Napięcie  $U_1$  zmieniać w zakresie od 0 do +1.5V

### 7. Pomiar wejściowego napięcia niezrównoważenia $V_{OS}$ , pomiar dryfu temperaturowego tegoż napięcia $\Delta V_{OS}/\Delta T$



a) wyznaczyć wartość wejściowego napięcia niezrównoważenia  $V_{OS}$  ze wzoru:

$$V_{os} = \frac{U_{wyj}}{\left[1 + \frac{R_{34}}{R_{31}}\right]} = \frac{U_{wyj}}{1001}$$

Porównać wynik z wartością katalogową.

b) zmierzyć poziom dryfu  $V_{OS}$  w funkcji temperatury,

Podczas pomiaru  $V_{OS}$  jak poprzednio celem wyznaczenia dryfu  $\Delta V_{OS}/\Delta T$  podłączyć do zacisków GRZAŁKA zasilacz napięcia stałego (HP E3631A, dekada: +25V), a w miejsce TEMPERATURA miernik napięcia. Zmieniać powoli napięcie na zaciskach GRZAŁKA od wartości +2V do +12V jednocześnie odczytując  $U_{wyj}$  i napięcie  $V_{TEMPERATURA}$  na zaciskach TEMPERATURA.

Wartość temperatury obliczyć ze wzoru:

$$T[^{\circ}C] = \frac{V_{TEMPERATURA} [mV] - 424mV}{6.25 \left[ \frac{mV}{^{\circ}C} \right]}$$

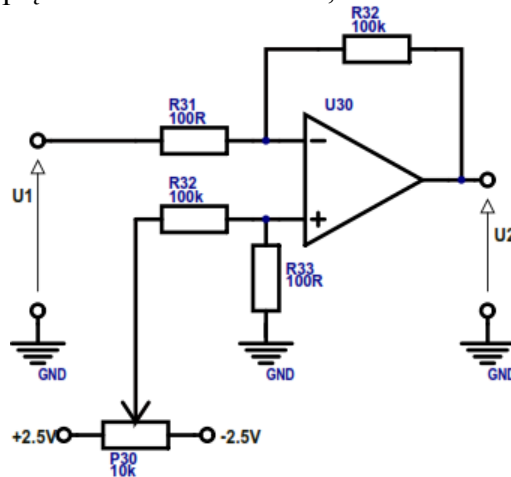
Tabela pomiarowa:

$V_{TEMPERATURA} [mV]$	$U_{wyj} [mV]$	$TEMPERATURA [^{\circ}C]$	$V_{OS} [\mu V]$

Przedstawić graficznie zależność  $V_{OS}=f(Temp)$ . Wyznaczyć  $\Delta V_{OS}/\Delta T$ , porównać z wartością katalogową.

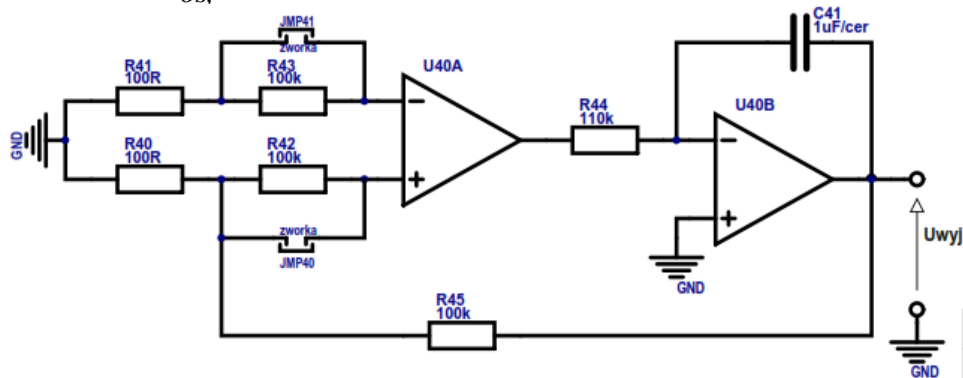


c) korekta wejściowego napięcia niezrównoważenia,



Przy  $U_1=0$  oczekujemy zerowego napięcia  $U_2$  na wyjściu. Korektę nieidealności dokonać potencjometrem  $P30$ . Po korekcie zmierzyć wartość napięcia na suwaku potencjometru  $P30$ . Porównać wynik z pomiarem  $V_{os}$ .

### 8. Pomiar wejściowego prądu polaryzacji $I_B$ , pomiar wejściowego prądu niezrównoważenia $I_{os}$ ,



a) wyznaczyć wartość wejściowego prądu polaryzacji  $I_B$ ,

Zwierając obie zworki (JMP40 i JMP41) zmierzyć  $U_{wyj}$ , obliczyć napięcie  $V_{os}$ :

$$V_{os} = \frac{U_{wyj}}{\left[1 + \frac{R_{45}}{R_{40}}\right]} = \frac{U_{wyj}}{1001}$$

Zwierając zworkę JMP40 przy rozwartej JMP41 wejściowy prąd polaryzacji  $I_{B-}$  płynie przez dużą rezystancję  $R_{43}$  powodując dodatkowy spadek napięcia ( $I_{B-} \cdot R_{43}$ ) dokładający się do wcześniej wyznaczonego napięcia niezrównoważenia  $V_{os}$ . Wartość napięcia na wyjściu wynosi:

$$U_{wyj\_B-} = V_{os} 1001 - \left[1 + \frac{R_{45}}{100}\right] I_{B-} R_{43}$$

Zwierając zworkę JMP41 przy rozwartej JMP40 wejściowy prąd polaryzacji  $I_{B+}$  płynie przez dużą rezystancję  $R_{42}$  powodując dodatkowy spadek napięcia ( $I_{B+} \cdot R_{42}$ ) dokładający się do wcześniej wyznaczonego napięcia niezrównoważenia  $V_{os}$ . Wartość napięcia na wyjściu wynosi:

$$U_{wyj\_B+} = V_{os} 1001 + \left[1 + \frac{R_{45}}{100}\right] I_{B+} R_{42}$$

Wyliczyć wartość wejściowego prądu polaryzacji  $I_B = (|I_{B+}| + |I_{B-}|)/2$ . Wynik porównać z wartością katalogową.

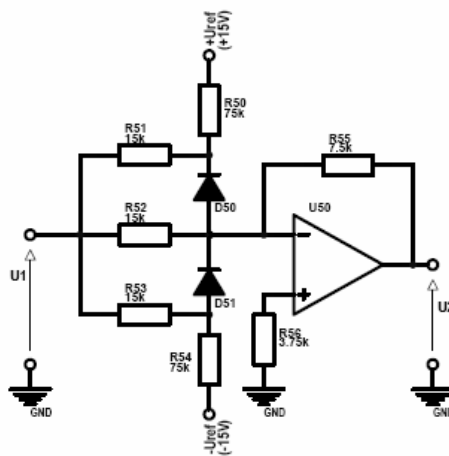
b) wyznaczyć wartość wejściowego prądu niezrównoważenia  $I_{OS}$

Rozwierając obie zworki JMP40 i JMP41 zmierzyć napięcie na wyjściu  $U_{wyj}$ . Wyliczyć wejściowy prąd niezrównoważenia  $I_{OS}$  ze wzoru:

$$I_{os} = (I_{B+} - I_{B-}) = \frac{\frac{U_{wyj}}{1001} - V_{os}}{R_{42}}$$

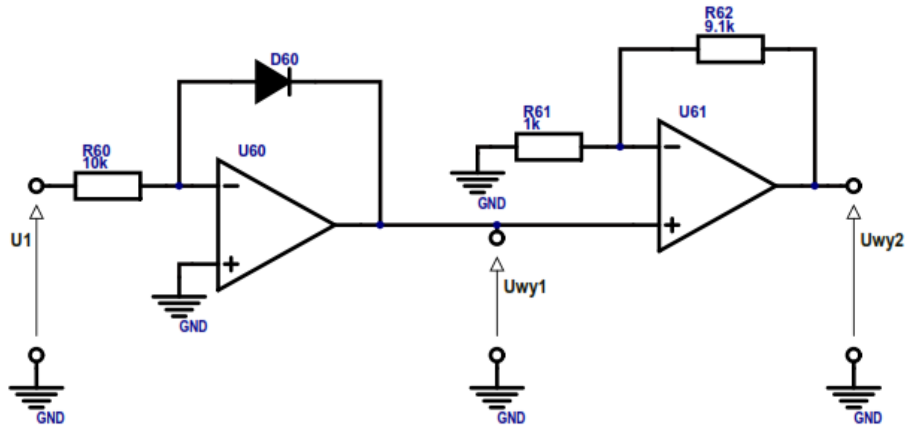
Wynik porównać z wartością katalogową.

## 9. Generator funkcyjny



- wyznaczyć statyczną charakterystykę przejściową  $U_2 = f(U_1)$  dla danej wartości  $U_r$  (np. 15V),
- określić punkty załamania charakterystyki, podać jej nachylenie,
- dla wejściowego sygnału trójkątnego zaobserwować zniekształcenie przebiegu napięcia na wyjściu spowodowane załamaniem charakterystyki.

## 10. Wzmacniacz logarytmiczny



- wyznaczyć charakterystykę  $U_{wy2}=f(U1)$  dla napięcia stałego w przedziale zmienności  $U1$  pokrywającego co najmniej 3 dekady (np. 10mV.. +10V); napięcie wejściowe podać na wykresie w skali logarytmicznej,
- oszacować dokładność logarytmowania i podać główne źródła ewentualnego dryfu.

# Dodatek A:

## Parametry katalogowe wzmacniacza operacyjnego TL062:

(<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl062.pdf>)



TL061, TL061A, TL061B  
TL062, TL062A, TL062B, TL064, TL064A, TL064B

www.ti.com

SLOS078K – NOVEMBER 1978 – REVISED JANUARY 2014

### TL06xx Low-Power JFET-Input Operational Amplifiers

Check for Samples: [TL061](#), [TL061A](#), [TL061B](#), [TL062](#), [TL062A](#), [TL062B](#), [TL064](#), [TL064A](#), [TL064B](#)

#### FEATURES

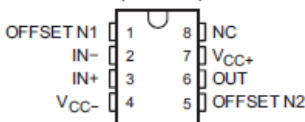
- Very Low Power Consumption
- Typical Supply Current: 200  $\mu$ A (Per Amplifier)
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Common-Mode Input Voltage Range Includes  $V_{CC+}$
- Output Short-Circuit Protection
- High Input Impedance: JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate: 3.5 V/ $\mu$ s Typ
- On Products Compliant to MIL-PRF-38535, All Parameters Are Tested Unless Otherwise Noted. On All Other Products, Production Processing Does Not Necessarily Include Testing of All Parameters.

#### DESCRIPTION

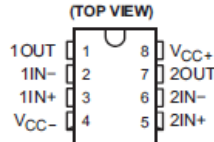
The JFET-input operational amplifiers of the TL06x series are designed as low-power versions of the TL08x series amplifiers. They feature high input impedance, wide bandwidth, high slew rate, and low input offset and input bias currents. The TL06x series features the same terminal assignments as the TL07x and TL08x series. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in an integrated circuit.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C, and the M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

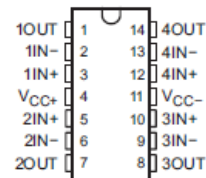
TL061, TL061A ... D, P, OR PS PACKAGE  
TL061B ... P PACKAGE  
(TOP VIEW)



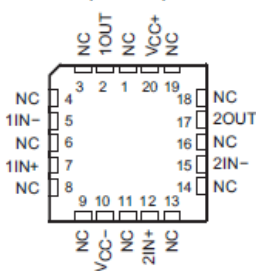
TL062 ... D, JG, P, PS, OR PW PACKAGE  
TL062A ... D, P, OR PS PACKAGE  
TL062B ... D OR P PACKAGE  
(TOP VIEW)



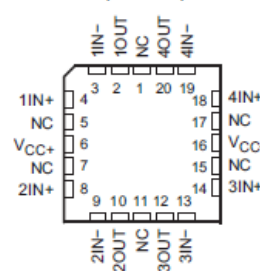
TL064 ... D, J, N, NS, PW, OR W PACKAGE  
TL064A, TL064B ... D OR N PACKAGE  
(TOP VIEW)



TL062 ... FK PACKAGE  
(TOP VIEW)



TL064 ... FK PACKAGE  
(TOP VIEW)



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1978–2014, Texas Instruments Incorporated

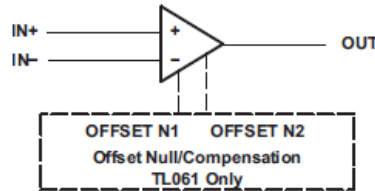
**TL061, TL061A, TL061B  
TL062, TL062A, TL062B, TL064, TL064A, TL064B**



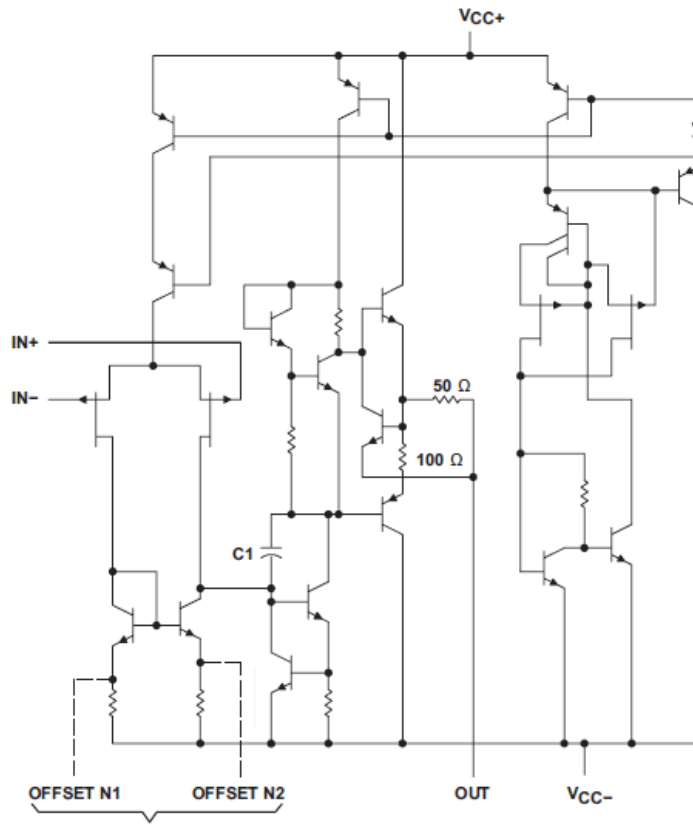
SLOS078K –NOVEMBER 1978 –REVISED JANUARY 2014

www.ti.com

**Symbols**



**Schematic (Each Amplifier)**



**TL061 Only**  
C1 = 10 pF on TL061, TL062, and TL064  
Component values shown are nominal.



TL061, TL061A, TL061B  
TL062, TL062A, TL062B, TL064, TL064A, TL064B

www.ti.com

SLOS078K – NOVEMBER 1978 – REVISED JANUARY 2014

### Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)<sup>(1)</sup>

		TL06_C TL06_AC TL06_BC	TL06_I	TL06_M	UNIT
V <sub>CC+</sub>	Supply voltage <sup>(2)</sup>	18	18	18	V
V <sub>CC-</sub>		-18	-18	-18	
V <sub>ID</sub>	Differential input voltage <sup>(3)</sup>	±30	±30	±30	V
V <sub>I</sub>	Input voltage <sup>(2)(4)</sup>	±15	±15	±15	V
Duration of output short circuit <sup>(5)</sup>		Unlimited	Unlimited	Unlimited	
θ <sub>JA</sub>	Package thermal impedance <sup>(6)(7)</sup>	D package (8 pin)	97	97	°C/W
		D package (14 pin)	86	86	
		N package	80	80	
		NS package	76	76	
		P package	85	85	
		PS package	95	95	
		PW (8 pin) package PW (14 pin) package	149 113	149 113	
θ <sub>JC</sub>	Package thermal impedance <sup>(8)(9)</sup>	FK package		5.61	°C/W
		J package		15.05	
		JG package		14.5	
		W package		14.65	
T <sub>J</sub>	Operating virtual junction temperature	150	150	150	°C
	Case temperature for 60 seconds			260	°C
	Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds			300	°C
	Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260	260		°C
T <sub>stg</sub>	Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V<sub>CC+</sub> and V<sub>CC-</sub>.
- (3) Differential voltages are at IN+, with respect to IN-.
- (4) The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
- (5) 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.
- (6) Maximum power dissipation is a function of T<sub>J(max)</sub>, θ<sub>JA</sub>, and T<sub>A</sub>. The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is P<sub>D</sub> = (T<sub>J(max)</sub> - T<sub>A</sub>)/θ<sub>JA</sub>. Operating at the absolute maximum T<sub>J</sub> of 150°C can affect reliability.
- (7) The package thermal impedance is calculated in accordance with JEDEC 51-7.
- (8) Maximum power dissipation is a function of T<sub>J(max)</sub>, θ<sub>JC</sub>, and T<sub>C</sub>. The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is P<sub>D</sub> = (T<sub>J(max)</sub> - T<sub>C</sub>)/θ<sub>JC</sub>. Operating at the absolute maximum T<sub>J</sub> of 150°C can affect reliability.
- (9) The package thermal impedance is calculated in accordance with MIL-STD-883.

**TL061, TL061A, TL061B  
TL062, TL062A, TL062B, TL064, TL064A, TL064B**



SLOS078K – NOVEMBER 1978 – REVISED JANUARY 2014

www.ti.com

**Electrical Characteristics**

V<sub>CC±</sub> = ±15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS <sup>(1)</sup>	TL061C TL062C TL064C			TL061AC TL062AC TL064AC			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
V <sub>IO</sub>	Input offset voltage V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω	T <sub>A</sub> = 25°C		3	15	3		6	mV
		T <sub>A</sub> = Full range					7.5		
α <sub>VIO</sub>	Temperature coefficient of input offset voltage V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω, T <sub>A</sub> = Full range	10			10			μV/°C	
I <sub>IO</sub>	Input offset current V <sub>O</sub> = 0	T <sub>A</sub> = 25°C		5	200	5		100	pA
		T <sub>A</sub> = Full range					3	nA	
I <sub>IB</sub>	Input bias current <sup>(2)</sup> V <sub>O</sub> = 0	T <sub>A</sub> = 25°C		30	400	30		200	pA
		T <sub>A</sub> = Full range					7	nA	
V <sub>ICR</sub>	Common-mode input voltage range T <sub>A</sub> = 25°C	±11	-12 to 15	±11		-12 to 15	V		
V <sub>OM</sub>	Maximum peak output voltage swing R <sub>L</sub> = 10 kΩ, T <sub>A</sub> = 25°C	±10	±13.5	±10		±13.5	V		
		R <sub>L</sub> ≥ 10 kΩ, T <sub>A</sub> = Full range		±10					
A <sub>VD</sub>	Large-signal differential voltage amplification V <sub>O</sub> = ±10 V, R <sub>L</sub> ≥ 2 kΩ	T <sub>A</sub> = 25°C		3	6	4		6	V/mV
		T <sub>A</sub> = Full range		3			4		
B <sub>1</sub>	Unity-gain bandwidth R <sub>L</sub> = 10 kΩ, T <sub>A</sub> = 25°C	1			1			MHz	
r <sub>i</sub>	Input resistance T <sub>A</sub> = 25°C	10 <sup>12</sup>			10 <sup>12</sup>			Ω	
CMRR	Common-mode rejection ratio V <sub>IC</sub> = V <sub>ICRmin</sub> , V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω, T <sub>A</sub> = 25°C	70	86	80		86	dB		
k <sub>SVR</sub>	Supply-voltage rejection ratio (ΔV <sub>CC±</sub> /ΔV <sub>IO</sub> ) V <sub>CC</sub> = ±9 V to ±15 V, V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω, T <sub>A</sub> = 25°C	70	95	80		95	dB		
P <sub>D</sub>	Total power dissipation (each amplifier) V <sub>O</sub> = 0, No load, T <sub>A</sub> = 25°C	6		7.5	6		7.5	mW	
I <sub>CC</sub>	Supply current (each amplifier) V <sub>O</sub> = 0, No load, T <sub>A</sub> = 25°C	200		250	200		250	μA	
V <sub>O1</sub> /V <sub>O2</sub>	Crosstalk attenuation A <sub>VD</sub> = 100, T <sub>A</sub> = 25°C	120			120			dB	

- (1) All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. Full range for T<sub>A</sub> is 0°C to 70°C for TL06xC, TL06xAC, and TL06xBC and -40°C to 85°C for TL06xl.
- (2) Input bias currents of an FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 15. Pulse techniques are used to maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.



TL061, TL061A, TL061B  
TL062, TL062A, TL062B, TL064, TL064A, TL064B

www.ti.com

SLOS078K –NOVEMBER 1978–REVISED JANUARY 2014

**Electrical Characteristics**

V<sub>CC±</sub> = ±15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS <sup>(1)</sup>	TL061BC TL062BC TL064BC			TL061I TL062I TL064I			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V <sub>IO</sub>	Input offset voltage V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω	T <sub>A</sub> = 25°C 2      3			3      6			mV
		T <sub>A</sub> = Full range 5			9			
α <sub>VIO</sub>	Temperature coefficient of input offset voltage V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω, T <sub>A</sub> = Full range	10			10			μV/°C
I <sub>IO</sub>	Input offset current V <sub>O</sub> = 0	T <sub>A</sub> = 25°C 5      100			5      100			pA
		T <sub>A</sub> = Full range 3			10			
I <sub>IB</sub>	Input bias current <sup>(2)</sup> V <sub>O</sub> = 0	T <sub>A</sub> = 25°C 30      200			30      200			pA
		T <sub>A</sub> = Full range 7			20			
V <sub>ICR</sub>	Common-mode input voltage range T <sub>A</sub> = 25°C	±11	-12 to 15		±11	-12 to 15		V
V <sub>OM</sub>	Maximum peak output voltage swing R <sub>L</sub> = 10 kΩ, T <sub>A</sub> = 25°C	±10	±13.5		±10	±13.5		V
	R <sub>L</sub> ≥ 10 kΩ, T <sub>A</sub> = Full range	±10			±10			
A <sub>VD</sub>	Large-signal differential voltage amplification V <sub>O</sub> = ±10 V, R <sub>L</sub> ≥ 2 kΩ	T <sub>A</sub> = 25°C 4      6			4      6			V/mV
		T <sub>A</sub> = Full range 4			4			
B <sub>1</sub>	Unity-gain bandwidth R <sub>L</sub> = 10 kΩ, T <sub>A</sub> = 25°C	1			1			MHz
r <sub>i</sub>	Input resistance T <sub>A</sub> = 25°C	10 <sup>12</sup>			10 <sup>12</sup>			Ω
CMRR	Common-mode rejection ratio V <sub>IC</sub> = V <sub>ICRmin</sub> , V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω, T <sub>A</sub> = 25°C	80	86		80	86		dB
k <sub>SVR</sub>	Supply-voltage rejection ratio (ΔV <sub>CC±</sub> /ΔV <sub>IO</sub> ) V <sub>CC</sub> = ±9 V to ±15 V, V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω, T <sub>A</sub> = 25°C	80	95		80	95		dB
P <sub>D</sub>	Total power dissipation (each amplifier) V <sub>O</sub> = 0, No load, T <sub>A</sub> = 25°C	6      7.5			6      7.5			mW
I <sub>CC</sub>	Supply current (each amplifier) V <sub>O</sub> = 0, No load, T <sub>A</sub> = 25°C	200      250			200      250			μA
V <sub>O1</sub> /V <sub>O2</sub>	Crosstalk attenuation A <sub>VD</sub> = 100, T <sub>A</sub> = 25°C	120			120			dB

- (1) All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified. Full range for T<sub>A</sub> is 0°C to 70°C for TL06x0, TL06xA0, and TL06xB0 and -40°C to 85°C for TL06x1.
- (2) Input bias currents of an FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 15. Pulse techniques are used to maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.



**TL061, TL061A, TL061B  
TL062, TL062A, TL062B, TL064, TL064A, TL064B**



SLOS078K – NOVEMBER 1978 – REVISED JANUARY 2014

www.ti.com

**Electrical Characteristics**

V<sub>CC±</sub> = ±15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS <sup>(1)</sup>	TL061M TL062MM			TL064M			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
V <sub>IO</sub>	Input offset voltage V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω	T <sub>A</sub> = 25°C T <sub>A</sub> = -55°C to 125°C			3	6	3	9	mV
α <sub>VIO</sub>	Temperature coefficient of input offset voltage V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω, T <sub>A</sub> = -55°C to 125°C				10		10		
I <sub>IO</sub>	Input offset current V <sub>O</sub> = 0	T <sub>A</sub> = 25°C T <sub>A</sub> = -55°C T <sub>A</sub> = 125°C			5	100	5	100	pA nA
I <sub>IB</sub>	Input bias current <sup>(3)</sup> V <sub>O</sub> = 0	T <sub>A</sub> = 25°C T <sub>A</sub> = -55°C T <sub>A</sub> = 125°C			30	200	30	200	pA nA
V <sub>ICR</sub>	Common-mode input voltage range T <sub>A</sub> = 25°C	±11	-12 to 15		±11	-12 to 15			V
V <sub>OM</sub>	Maximum peak output voltage swing R <sub>L</sub> = 10 kΩ, T <sub>A</sub> = 25°C R <sub>L</sub> ≥ 10 kΩ, T <sub>A</sub> = -55°C to 125°C	±10	±13.5		±10	±13.5			V
A <sub>VD</sub>	Large-signal differential voltage amplification V <sub>O</sub> = ±10 V, R <sub>L</sub> ≥ 2 kΩ	T <sub>A</sub> = 25°C T <sub>A</sub> = -55°C to 125°C			4	6	4	6	V/mV
B <sub>f</sub>	Unity-gain bandwidth R <sub>L</sub> = 10 kΩ, T <sub>A</sub> = 25°C								MHz
η	Input resistance T <sub>A</sub> = 25°C				10 <sup>12</sup>		10 <sup>12</sup>		Ω
CMRR	Common-mode rejection ratio V <sub>IC</sub> = V <sub>ICRmin</sub> , V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω, T <sub>A</sub> = 25°C	80	88		80	88			dB
k <sub>svr</sub>	Supply-voltage rejection ratio (ΔV <sub>CC±</sub> /ΔV <sub>IO</sub> ) V <sub>CC</sub> = ±9 V to ±15 V, V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω, T <sub>A</sub> = 25°C	80	95		80	95			dB
P <sub>D</sub>	Total power dissipation (each amplifier) V <sub>O</sub> = 0, No load, T <sub>A</sub> = 25°C		6	7.5		6	7.5		mW
I <sub>CC</sub>	Supply current (each amplifier) V <sub>O</sub> = 0, No load, T <sub>A</sub> = 25°C		200	250		200	250		μA
V <sub>O1</sub> /V <sub>O2</sub>	Crosstalk attenuation A <sub>VD</sub> = 100, T <sub>A</sub> = 25°C				120		120		dB

- (1) All characteristics are measured under open-loop conditions, with zero common-mode voltage, unless otherwise specified.
- (2) This parameter is not production tested.
- (3) Input bias currents of an FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 15. Pulse techniques are used to maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.

**Operating Characteristics**

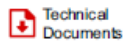
V<sub>CC±</sub> = ±15 V, T<sub>A</sub> = 25°C

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	Slew rate at unity gain <sup>(1)</sup> V <sub>I</sub> = 10 V, R <sub>L</sub> = 10 kΩ	1.5	3.5		V/μs
t <sub>r</sub>	Rise-time V <sub>I</sub> = 20 V, R <sub>L</sub> = 10 kΩ		0.2		μs
	Overshoot factor		10		%
V <sub>n</sub>	Equivalent input noise voltage R <sub>S</sub> = 20 Ω		42		nV/√Hz

- (1) Slew rate at -55°C to 125°C is 0.7 V/μs min.

## Parametry katalogowe wzmacniacza operacyjnego LM741:

(<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm741.pdf>)



LM741

SNOSC25D – MAY 1998 – REVISED OCTOBER 2015

### LM741 Operational Amplifier

#### 1 Features

- Overload Protection on the Input and Output
- No Latch-Up When the Common-Mode Range is Exceeded

#### 2 Applications

- Comparators
- Multivibrators
- DC Amplifiers
- Summing Amplifiers
- Integrator or Differentiators
- Active Filters

#### 3 Description

The LM741 series are general-purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439, and 748 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common-mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

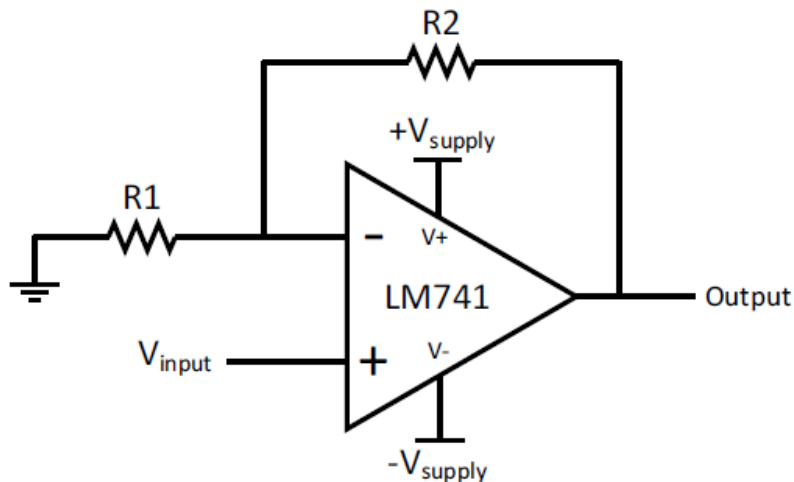
The LM741C is identical to the LM741 and LM741A except that the LM741C has their performance ensured over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

#### Device Information<sup>(1)</sup>

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM741	TO-99 (8)	9.08 mm × 9.08 mm
	CDIP (8)	10.16 mm × 6.502 mm
	PDIP (8)	9.81 mm × 6.35 mm

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

#### Typical Application



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

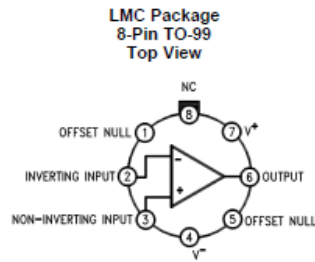


LM741

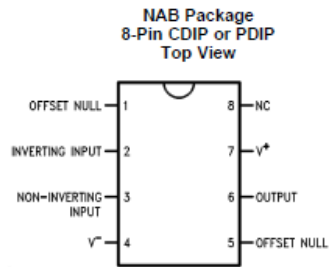
www.ti.com

SNOSC25D – MAY 1998 – REVISED OCTOBER 2015

### 5 Pin Configuration and Functions



LM741H is available per JM38510/10101



#### Pin Functions

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
INVERTING INPUT	2	I	Inverting signal input
NC	8	N/A	No Connect, should be left floating
NONINVERTING INPUT	3	I	Noninverting signal input
OFFSET NULL	1, 5	I	Offset null pin used to eliminate the offset voltage and balance the input voltages.
OFFSET NULL			
OUTPUT	6	O	Amplified signal output
V+	7	I	Positive supply voltage
V-	4	I	Negative supply voltage



## LM741

SNOSC25D – MAY 1998 – REVISED OCTOBER 2015

www.ti.com

## 6 Specifications

### 6.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)<sup>(1)(2)(3)</sup>

		MIN	MAX	UNIT
Supply voltage	LM741, LM741A		±22	V
	LM741C		±18	
Power dissipation <sup>(4)</sup>			500	mW
Differential input voltage			±30	V
Input voltage <sup>(5)</sup>			±15	V
Output short circuit duration		Continuous		
Operating temperature	LM741, LM741A	-50	125	°C
	LM741C	0	70	
Junction temperature	LM741, LM741A		150	°C
	LM741C		100	
Soldering information	PDIP package (10 seconds)		260	°C
	CDIP or TO-99 package (10 seconds)		300	°C
Storage temperature, T <sub>stg</sub>		-65	150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions*. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) For military specifications see RETS741X for LM741 and RETS741AX for LM741A.
- (3) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the TI Sales Office/Distributors for availability and specifications.
- (4) For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and T<sub>J</sub> max. (listed under "Absolute Maximum Ratings"). T<sub>J</sub> = T<sub>A</sub> + (θ<sub>JA</sub> P<sub>D</sub>).
- (5) For supply voltages less than ±15 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

### 6.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT
V <sub>(ESD)</sub>	Electrostatic discharge	Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 <sup>(1)</sup>	±400 V

- (1) Level listed above is the passing level per ANSI, ESDA, and JEDEC JS-001. JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

### 6.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

		MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage (VDD-GND)	LM741, LM741A	±10	±15	±22	V
	LM741C	±10	±15	±18	
Temperature	LM741, LM741A	-55		125	°C
	LM741C	0		70	

### 6.4 Thermal Information

THERMAL METRIC <sup>(1)</sup>	LM741			UNIT	
	LMC (TO-99)	NAB (CDIP)	P (PDIP)		
	8 PINS	8 PINS	8 PINS		
R <sub>θJA</sub>	Junction-to-ambient thermal resistance	170	100	100	°C/W
R <sub>θJC(top)</sub>	Junction-to-case (top) thermal resistance	25	—	—	°C/W

- (1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the *Semiconductor and IC Package Thermal Metrics* application report, [SPRA953](#).



LM741

www.ti.com

SNOSC25D–MAY 1998–REVISED OCTOBER 2015

6.5 Electrical Characteristics, LM741<sup>(1)</sup>

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Input offset voltage	$R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$		1	5	mV
		$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$			6	mV
Input offset voltage adjustment range	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20 \text{ V}$			$\pm 15$		mV
Input offset current	$T_A = 25^\circ\text{C}$			20	200	nA
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$			85	500	
Input bias current	$T_A = 25^\circ\text{C}$			80	500	nA
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$				1.5	
Input resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20 \text{ V}$		0.3	2		M $\Omega$
Input voltage range	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$		$\pm 12$	$\pm 13$		V
Large signal voltage gain	$V_S = \pm 15 \text{ V}, V_O = \pm 10 \text{ V}, R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	50	200		V/mV
		$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$	25			
Output voltage swing	$V_S = \pm 15 \text{ V}$	$R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	$\pm 12$	$\pm 14$		V
		$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	$\pm 10$	$\pm 13$		
Output short circuit current	$T_A = 25^\circ\text{C}$			25		mA
Common-mode rejection ratio	$R_S \leq 10 \Omega, V_{\text{CM}} = \pm 12 \text{ V}, T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$		80	95		dB
Supply voltage rejection ratio	$V_S = \pm 20 \text{ V}$ to $V_S = \pm 5 \text{ V}, R_S \leq 10 \Omega, T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$		86	96		dB
Transient response	Rise time	$T_A = 25^\circ\text{C}, \text{unity gain}$		0.3		$\mu\text{s}$
	Overshoot			5%		
Slew rate	$T_A = 25^\circ\text{C}, \text{unity gain}$			0.5		V/ $\mu\text{s}$
Supply current	$T_A = 25^\circ\text{C}$			1.7	2.8	mA
Power consumption	$V_S = \pm 15 \text{ V}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$		50	85	mW
		$T_A = T_{\text{AMIN}}$		60	100	
		$T_A = T_{\text{AMAX}}$		45	75	

(1) Unless otherwise specified, these specifications apply for  $V_S = \pm 15 \text{ V}, -55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$  (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ .

6.6 Electrical Characteristics, LM741A<sup>(1)</sup>

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Input offset voltage	$R_S \leq 50 \Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.8	3	mV
		$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$			4	mV
Average input offset voltage drift					15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input offset voltage adjustment range	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20 \text{ V}$		$\pm 10$			mV
Input offset current	$T_A = 25^\circ\text{C}$			3	30	nA
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$				70	
Average input offset current drift					0.5	nA/ $^\circ\text{C}$
Input bias current	$T_A = 25^\circ\text{C}$			30	80	nA
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$				0.21	
Input resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20 \text{ V}$		1	6		M $\Omega$
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}, V_S = \pm 20 \text{ V}$		0.5			
Large signal voltage gain	$V_S = \pm 20 \text{ V}, V_O = \pm 15 \text{ V}, R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	50			V/mV
		$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$	32			
		$V_S = \pm 5 \text{ V}, V_O = \pm 2 \text{ V}, R_L \geq 2 \text{ k}\Omega, T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$	10			

(1) Unless otherwise specified, these specifications apply for  $V_S = \pm 15 \text{ V}, -55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$  (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ .



**LM741**

SNOSC25D – MAY 1998 – REVISED OCTOBER 2015

www.ti.com

**Electrical Characteristics, LM741A<sup>(1)</sup> (continued)**

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output voltage swing		$V_S = \pm 20\text{ V}$				V
		$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	$\pm 16$			
Output short circuit current		$T_A = 25^\circ\text{C}$	10	25	35	mA
		$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40	
Common-mode rejection ratio		$R_S \leq 50\ \Omega, V_{CM} = \pm 12\text{ V}, T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	80	95		dB
Supply voltage rejection ratio		$V_S = \pm 20\text{ V}$ to $V_S = \pm 5\text{ V}, R_S \leq 50\ \Omega, T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	86	96		dB
Transient response	Rise time	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , unity gain		0.25	0.8	$\mu\text{s}$
	Overshoot			6%	20%	
Bandwidth <sup>(2)</sup>		$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5		MHz
Slew rate		$T_A = 25^\circ\text{C}$ , unity gain	0.3	0.7		V/ $\mu\text{s}$
Power consumption		$V_S = \pm 20\text{ V}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	80	150	mW
			$T_A = T_{AMIN}$		165	
			$T_A = T_{AMAX}$		135	

(2) Calculated value from: BW (MHz) = 0.35/Rise Time ( $\mu\text{s}$ ).

**6.7 Electrical Characteristics, LM741C<sup>(1)</sup>**

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Input offset voltage		$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$				mV
		$T_A = 25^\circ\text{C}$	2		6	
Input offset voltage adjustment range		$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{ V}$				mV
		$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			7.5	
Input offset current		$T_A = 25^\circ\text{C}$	20	200		nA
		$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$		300		
Input bias current		$T_A = 25^\circ\text{C}$	80	500		nA
		$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$		0.8		
Input resistance		$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{ V}$	0.3	2		M $\Omega$
Input voltage range		$T_A = 25^\circ\text{C}$	$\pm 12$	$\pm 13$		V
Large signal voltage gain		$V_S = \pm 15\text{ V}, V_O = \pm 10\text{ V}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				V/mV
		$T_A = 25^\circ\text{C}$	20	200		
Output voltage swing		$V_S = \pm 15\text{ V}$				V
		$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	$\pm 12$	$\pm 14$		
Output short circuit current		$T_A = 25^\circ\text{C}$	$\pm 10$	$\pm 13$		mA
		$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$			25	
Common-mode rejection ratio		$R_S \leq 10\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12\text{ V}, T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	70	90		dB
Supply voltage rejection ratio		$V_S = \pm 20\text{ V}$ to $V_S = \pm 5\text{ V}, R_S \leq 10\ \Omega, T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	77	96		dB
Transient response	Rise time	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain				$\mu\text{s}$
	Overshoot			0.3		
Slew rate		$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain	0.5			V/ $\mu\text{s}$
Supply current		$T_A = 25^\circ\text{C}$	1.7	2.8		mA
Power consumption		$V_S = \pm 15\text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$	50	85		mW

(1) Unless otherwise specified, these specifications apply for  $V_S = \pm 15\text{ V}, -55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$  (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ .



LM741

www.ti.com

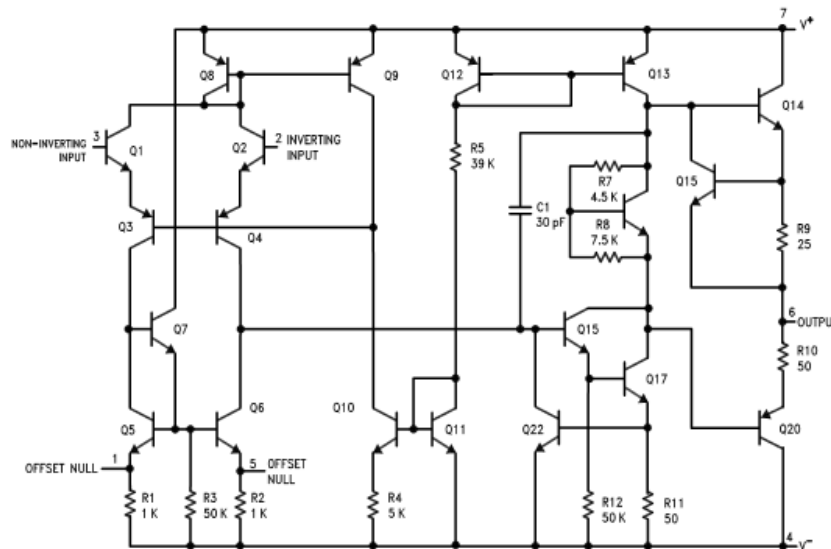
SNOSC25D–MAY 1998–REVISED OCTOBER 2015

## 7 Detailed Description

### 7.1 Overview

The LM74 devices are general-purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. It is intended for a wide range of analog applications. The high gain and wide range of operating voltage provide superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications. The LM741 can operate with a single or dual power supply voltage. The LM741 devices are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439, and 748 in most applications.

### 7.2 Functional Block Diagram



### 7.3 Feature Description

#### 7.3.1 Overload Protection

The LM741 features overload protection circuitry on the input and output. This prevents possible circuit damage to the device.

#### 7.3.2 Latch-up Prevention

The LM741 is designed so that there is no latch-up occurrence when the common-mode range is exceeded. This allows the device to function properly without having to power cycle the device.

#### 7.3.3 Pin-to-Pin Capability

The LM741 is pin-to-pin direct replacements for the LM709C, LM201, MC1439, and LM748 in most applications. Direct replacement capabilities allows flexibility in design for replacing obsolete parts.

**LM741**

SNOSC25D – MAY 1998 – REVISED OCTOBER 2015

[www.ti.com](http://www.ti.com)**7.4 Device Functional Modes****7.4.1 Open-Loop Amplifier**

The LM741 can be operated in an open-loop configuration. The magnitude of the open-loop gain is typically large thus for a small difference between the noninverting and inverting input terminals, the amplifier output will be driven near the supply voltage. Without negative feedback, the LM741 can act as a comparator. If the inverting input is held at 0 V, and the input voltage applied to the noninverting input is positive, the output will be positive. If the input voltage applied to the noninverting input is negative, the output will be negative.

**7.4.2 Closed-Loop Amplifier**

In a closed-loop configuration, negative feedback is used by applying a portion of the output voltage to the inverting input. Unlike the open-loop configuration, closed loop feedback reduces the gain of the circuit. The overall gain and response of the circuit is determined by the feedback network rather than the operational amplifier characteristics. The response of the operational amplifier circuit is characterized by the transfer function.





## 8 Application and Implementation

### NOTE

Information in the following applications sections is not part of the TI component specification, and TI does not warrant its accuracy or completeness. TI's customers are responsible for determining suitability of components for their purposes. Customers should validate and test their design implementation to confirm system functionality.

### 8.1 Application Information

The LM741 is a general-purpose amplifier than can be used in a variety of applications and configurations. One common configuration is in a noninverting amplifier configuration. In this configuration, the output signal is in phase with the input (not inverted as in the inverting amplifier configuration), the input impedance of the amplifier is high, and the output impedance is low. The characteristics of the input and output impedance is beneficial for applications that require isolation between the input and output. No significant loading will occur from the previous stage before the amplifier. The gain of the system is set accordingly so the output signal is a factor larger than the input signal.

### 8.2 Typical Application

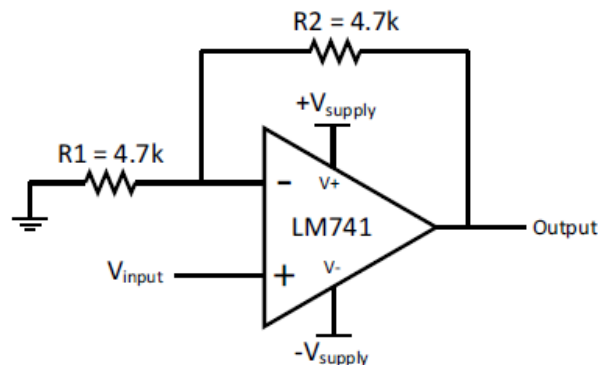


Figure 1. LM741 Noninverting Amplifier Circuit

#### 8.2.1 Design Requirements

As shown in Figure 1, the signal is applied to the noninverting input of the LM741. The gain of the system is determined by the feedback resistor and input resistor connected to the inverting input. The gain can be calculated by Equation 1:

$$\text{Gain} = 1 + (R2/R1) \quad (1)$$

The gain is set to 2 for this application. R1 and R2 are 4.7-k resistors with 5% tolerance.

#### 8.2.2 Detailed Design Procedure

The LM741 can be operated in either single supply or dual supply. This application is configured for dual supply with the supply rails at  $\pm 15$  V. The input signal is connected to a function generator. A 1-V<sub>pp</sub>, 10-kHz sine wave was used as the signal input. 5% tolerance resistors were used, but if the application requires an accurate gain response, use 1% tolerance resistors.

**LM741**

SNOSC25D – MAY 1998 – REVISED OCTOBER 2015

[www.ti.com](http://www.ti.com)**Typical Application (continued)****8.2.3 Application Curve**

The waveforms in Figure 2 show the input and output signals of the LM741 non-inverting amplifier circuit. The blue waveform (top) shows the input signal, while the red waveform (bottom) shows the output signal. The input signal is 1.06 V<sub>pp</sub> and the output signal is 1.94 V<sub>pp</sub>. With the 4.7-kΩ resistors, the theoretical gain of the system is 2. Due to the 5% tolerance, the gain of the system including the tolerance is 1.992. The gain of the system when measured from the mean amplitude values on the oscilloscope was 1.83.

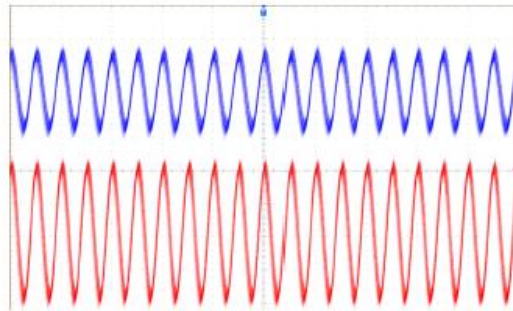
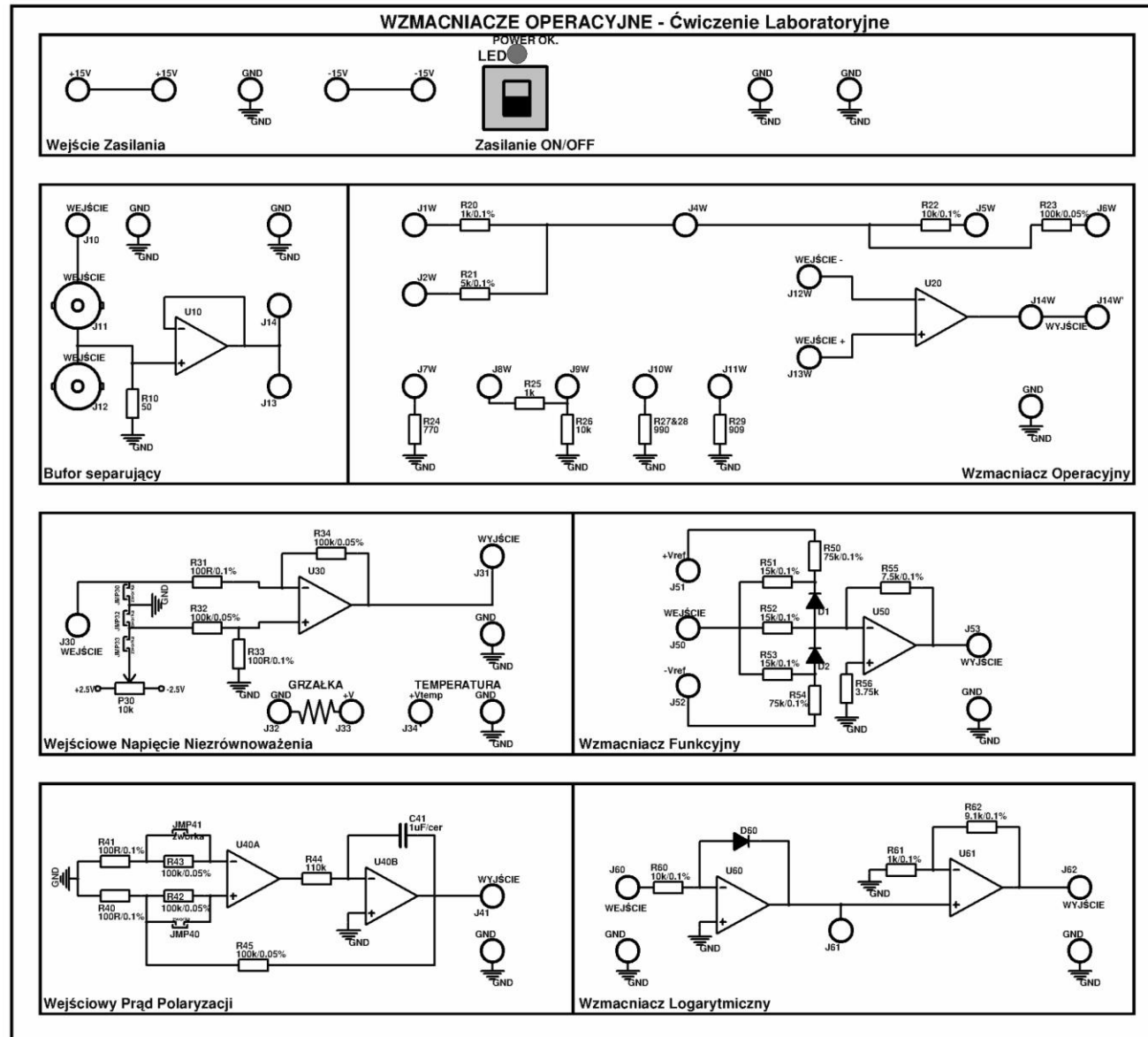


Figure 2. Waveforms for LM741 Noninverting Amplifier Circuit

**9 Power Supply Recommendations**

For proper operation, the power supplies must be properly decoupled. For decoupling the supply lines, a 0.1-μF capacitor is recommended and should be placed as close as possible to the LM741 power supply pins.

# Dodatek C: Schemat funkcjonalny płytki pomiarowej (wersja 1)



### Schemat funkcjonalny płytki pomiarowej (wersja 2):

