

A-3. Wzmacniacz Operacyjny - parametryzacja i zastosowanie

wersja 04'2014

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 $+11\text{V/V}$
3. wzmacniacza odwracającego o wzmacnieniu -10V/V
4. wzmacniacza odwracającego o wzmacnieniu -100V/V
5. wzmacniacza odejmującego o wzmacnieniu $+10\text{V/V}$
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

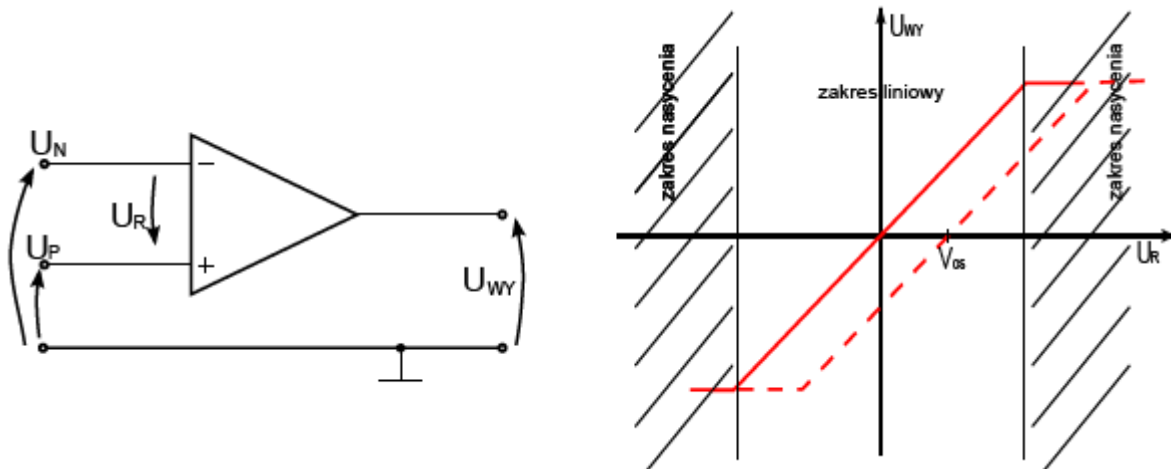
2.1 Podstawowe parametry wzmacniaczy operacyjnych

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 μV 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 $\mu V/^{\circ}C$.

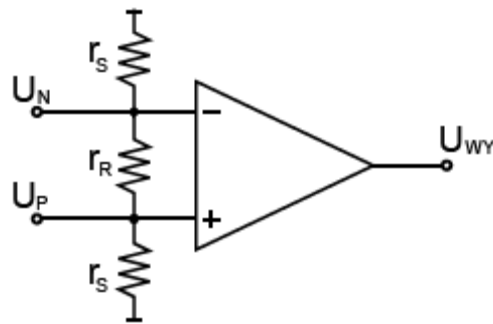
4. **wzmocnienie sygnału wspólnego** - podając na oba wejścia wzmacniacza identyczny sygnał (tzw. sygnał wspólny U_S) w przypadku wzmacniacza idealnego spodziewamy się, że napięcie wyjściowe będzie równe zero. Dla wzmacniaczy rzeczywistych obserwujemy różne od zera napięcie wyjściowe, co oznacza niezerowe 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 masą).

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}** .

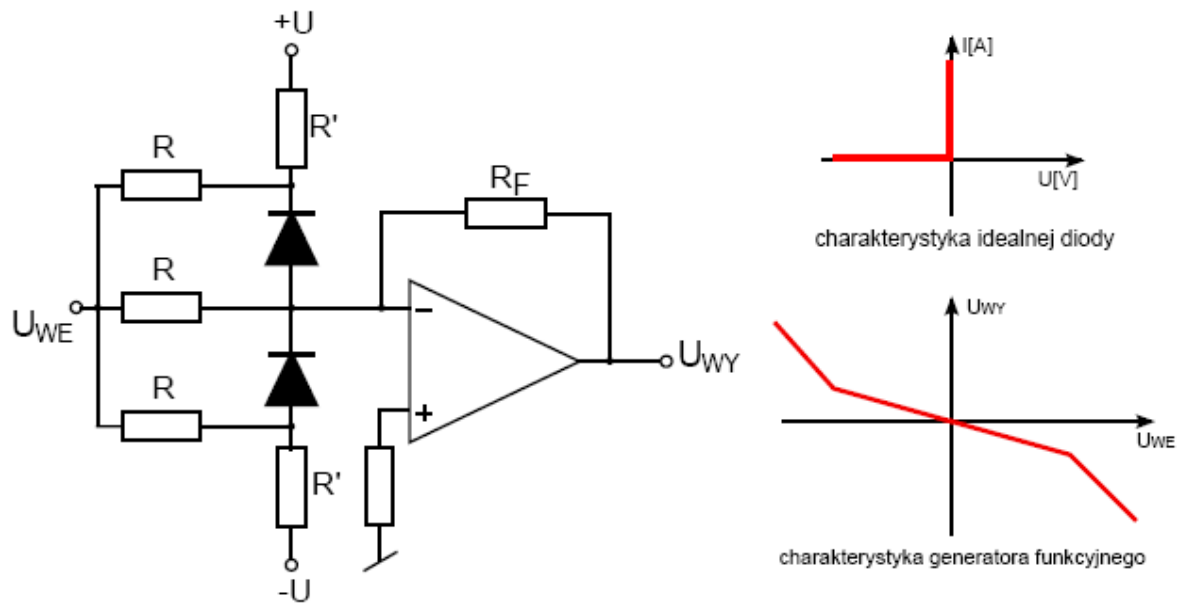
W poniższej tabelce, w ramach podsumowania, zestawione są wybrane parametry wzmacniacza operacyjnego idealnego i rzeczywistego:

Tabela 1: Wybrane parametry wzmacniacza idealnego i rzeczywistego.

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

2.2 Przykładowe wykorzystanie wzmacniaczy operacyjnych w układach nieliniowych

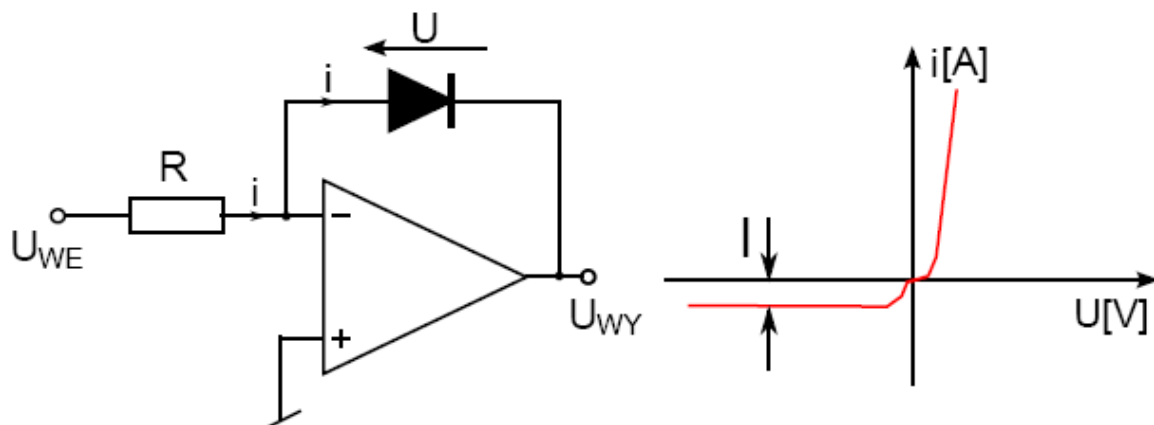
Generator funkcyjny



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: $i = I_s \left(e^{\frac{U}{\eta U_T}} - 1 \right) \approx I_s e^{\frac{U}{\eta U_T}}$ (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.

η - czynnik skalujący z zakresu 1 - 2

3. Uwagi do ćwiczenia

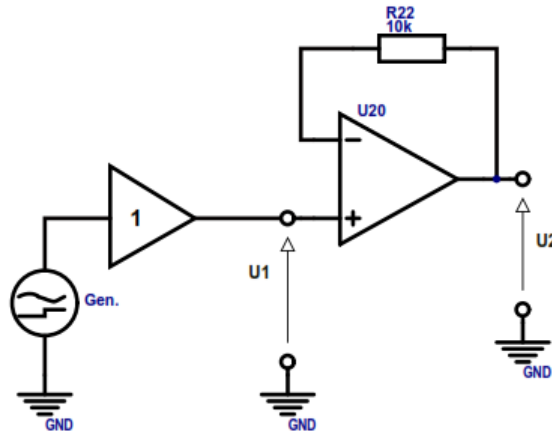
1. Układy są badane przy zastosowaniu:
 - a) regulowanego źródła napięcia stałego do wyznaczania charakterystyk przejściowych,
 - b) generatora sinusoidalnego w celu wyznaczenia charakterystyk częstotliwościowych,
 - c) generatora przebiegu prostokątnego i trójkątnego w celu zaobserwowania odpowiedzi 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
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

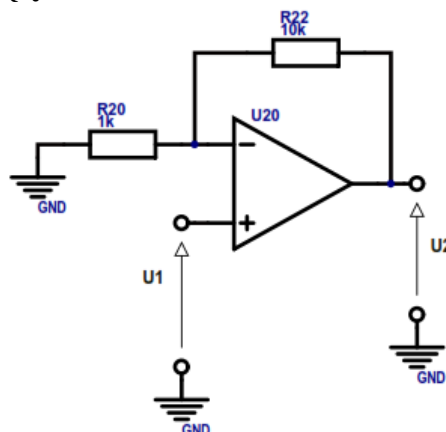
1. Wtórnik napięciowy:



UWAGA: pomiary zmiennoprądowe wtórnik napięciowy na wzmacniaczu U20 wykonać poprzez dopasowany bufor separujący U10

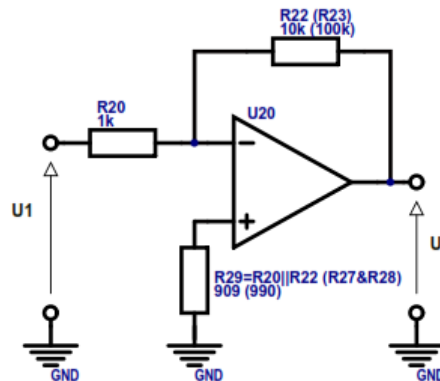
- wyznaczyć $U_2 = f(U_1)$ dla napięcia stałego, znaleźć nachylenie $k_{u\backslash}$ (tj. wzmacnienie dla zerowej częstotliwości),
- znaleźć odpowiedź na skok napięcia dla sygnału małego (kilkaset mV), podać czas narastania,
- znaleźć odpowiedź na skok napięcia dla sygnału dużego (kilka volt), podać 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 $k_{u\backslash}$ i $k_{u\approx}$

2. Wzmacniacz nieodwracający o wzmacnieniu +11V/V



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

3. Wzmacniacz odwracający o wzmacnieniu -10V/V

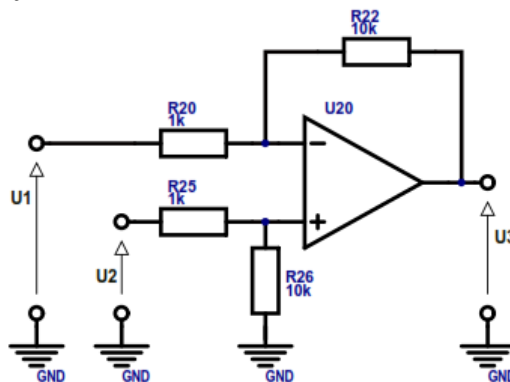


- wyznaczyć $U_2 = f(U_1)$ dla napięcia stałego, określić nachylenie charakterystyki $k_{u||}$,
- wyznaczyć $k_{u||} \approx f(f)$, określić częstotliwość graniczną, wyznaczyć pole wzmacnienia

4. Wzmacniacz odwracający o wzmacnieniu -100V/V

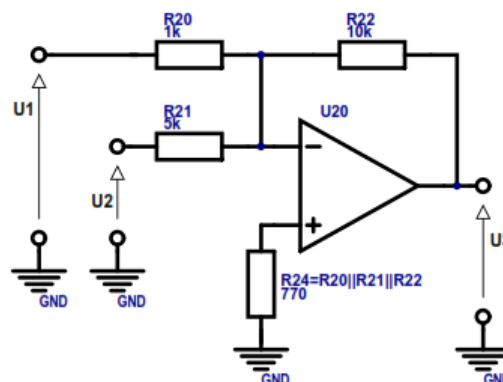
- wyznaczyć $k_{0 \approx} f(f)$, określić częstotliwość graniczną, wyznaczyć pole wzmacnienia

5. Wzmacniacz odejmujący o wzmacnieniu +10V/V



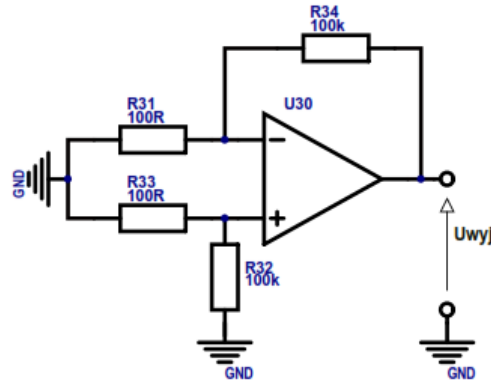
- wyznaczyć $U_3 = f(U_2 - U_1)$ dla napięć stałych przy stałej wartości $U_2 = 1V$, określić nachylenie charakterystyki $k_{u||}$. Napięcie U_1 zmieniać w zakresie od 0 do +2V.

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



- a) wyznaczyć $U_3 = f(U_1 + U_2)$ dla napięć stałych przy stałej wartości $U_2 = 1V$, określić nachylenie charakterystyki k_{u11} . 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:

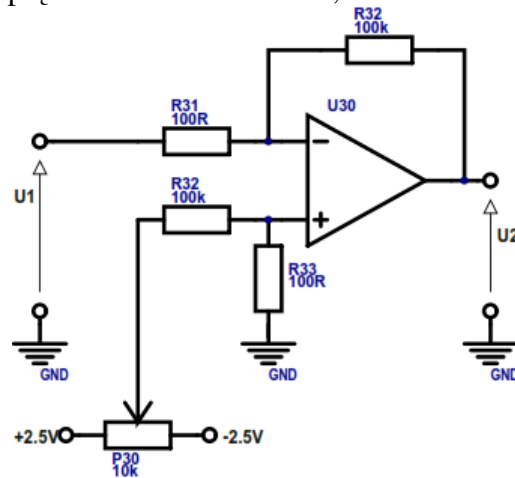
$$T[^{\circ}C] = \frac{V_{TEMPERATURA}[mV] - 424mV}{6.25 \left[\frac{mV}{^{\circ}C} \right]}$$

Tabela pomiarowa:

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

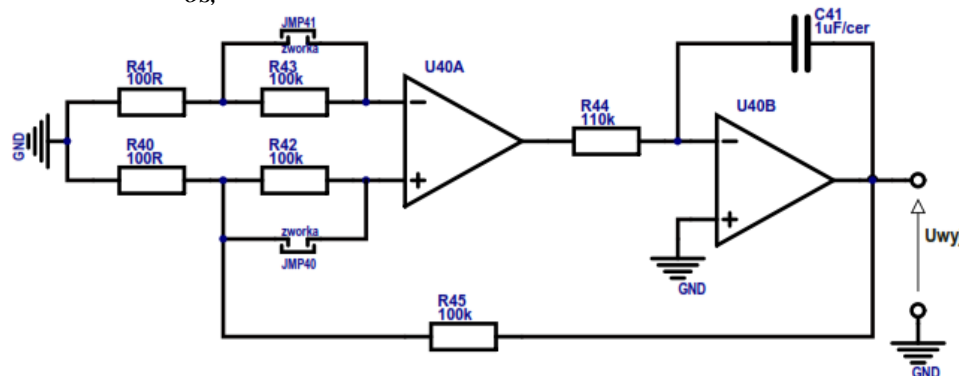
Przedstawić graficznie zależność $V_{OS}=f(Temp)$. Wyznaczyć $\Delta V_{OS}/\Delta T$, porównać z wartością katalogową.

c) korekta wejściowego napięcia niezrównoważenia,



Przy $U1=0$ oczekujemy zerowego napięcia $U2$ 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.

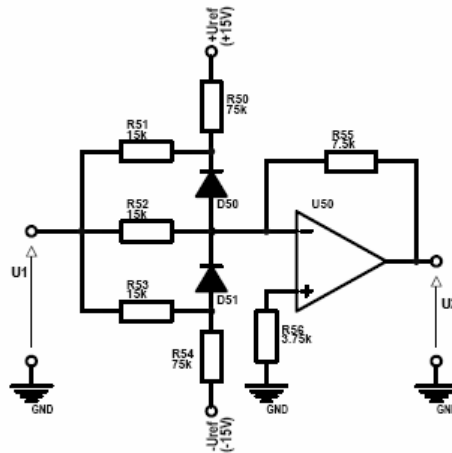
b) wyznaczyć wartość wejściowego prądu niezrównoważenia I_{OS}

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

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

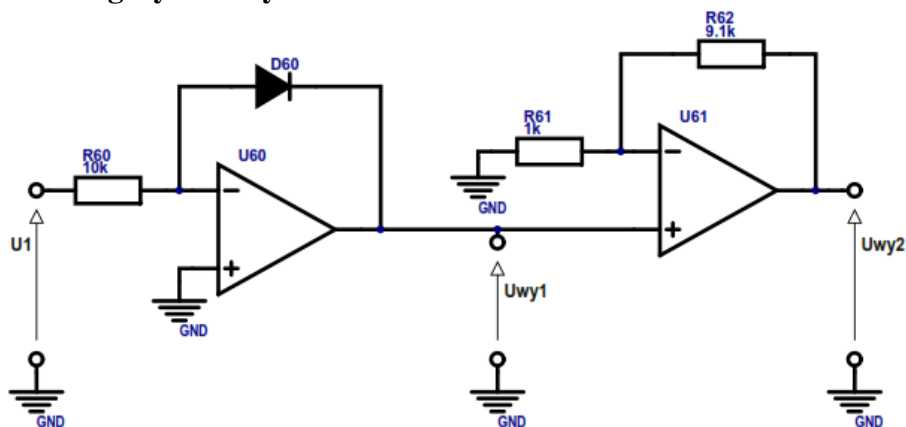
Wynik porównać z wartością katalogową.

9. Generator funkcyjny



- wyznaczyć statyczną charakterystykę przejściową $U2=f(U1)$ 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 dekadę (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

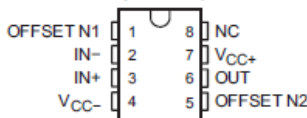
- Very Low Power Consumption
- Typical Supply Current: 200 μ A (Per Amplifier)
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}
- Output Short-Circuit Protection
- High Input Impedance: JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate: 3.5 V/ μ 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

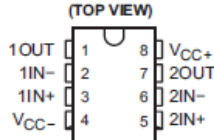
The JFET-input operational amplifiers of the TL06x series are designed as low-power versions of the TL08x series amplifiers. They feature high input impedance, wide bandwidth, high slew rate, and low input offset and input bias currents. The TL06x series features the same terminal assignments as the 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.

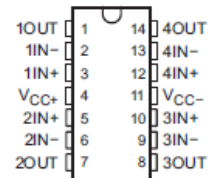
TL061, TL061A ... D, P, OR PS PACKAGE
TL061B ... P PACKAGE
(TOP VIEW)



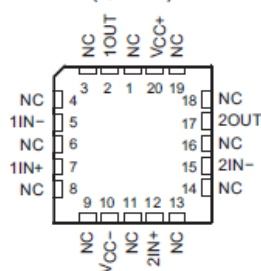
TL062 ... D, JG, P, PS, OR PW PACKAGE
TL062A ... D, P, OR PS PACKAGE
TL062B ... D OR P PACKAGE
(TOP VIEW)



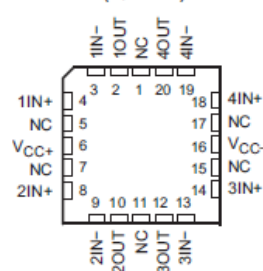
TL064 ... D, J, N, NS, PW, OR W PACKAGE
TL064A, TL064B ... D OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



TL062 ... FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection
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

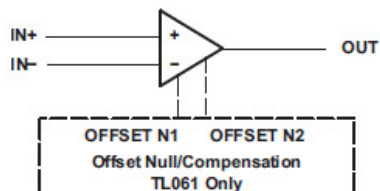
TL061, TL061A, TL061B
TL062, TL062A, TL062B, TL064, TL064A, TL064B

SLOS078K—NOVEMBER 1978—REVISED JANUARY 2014

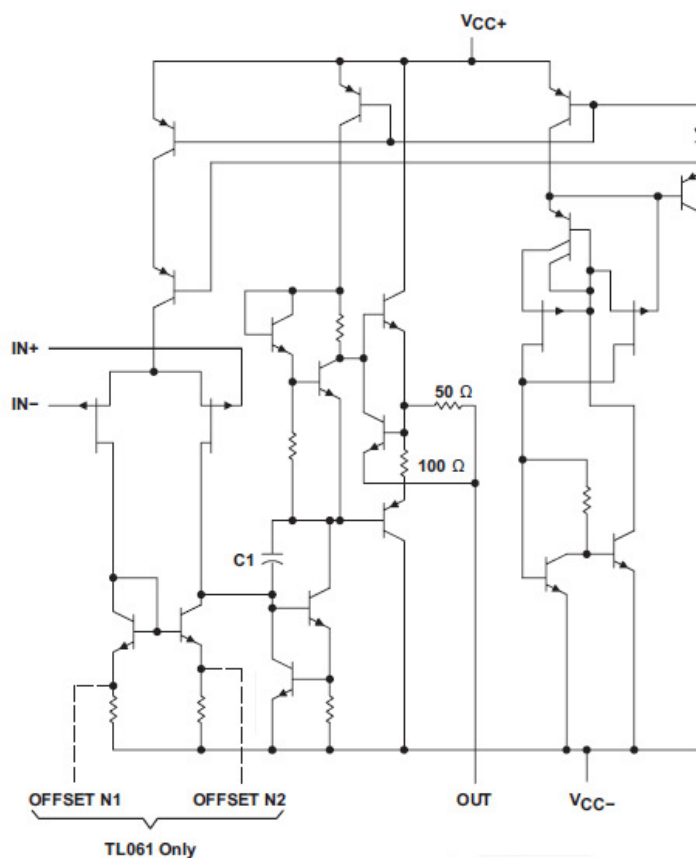


www.ti.com

Symbols



Schematic (Each Amplifier)



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 Ratingsover operating free-air temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

		TL06_C TL06_AC TL06_BC	TL06_I	TL06_M	UNIT
V_{CC+}	Supply voltage ⁽²⁾	18	18	18	V
V_{CC-}		–18	–18	–18	
V_{ID}	Differential input voltage ⁽³⁾	±30	±30	±30	V
V_I	Input voltage ⁽²⁾⁽⁴⁾	±15	±15	±15	V
	Duration of output short circuit ⁽⁵⁾	Unlimited	Unlimited	Unlimited	
θ_{JA}	Package thermal impedance ⁽⁶⁾⁽⁷⁾	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	149	149	
		PW (14 pin) package	113	113	
θ_{JC}	Package thermal impedance ⁽⁸⁾⁽⁹⁾	FK package		5.61	°C/W
		J package		15.05	
		JG package		14.5	
		W package		14.65	
T_J	Operating virtual junction temperature	150	150	150	°C
	Case temperature for 60 seconds	FK package		260	°C
	Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J, JG, U, or W package		300	°C
	Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D, N, NS, P, PS, or PW package	260	260	°C
T_{stg}	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_{CC+} and V_{CC-} .

(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 $T_{J(max)}$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_{J(max)} - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.

(7) The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

(8) Maximum power dissipation is a function of $T_{J(max)}$, θ_{JC} , and T_C . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_{J(max)} - T_C)/\theta_{JC}$. Operating at the absolute maximum T_J 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
 $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽¹⁾	TL061C TL062C TL064C			TL061AC TL062AC TL064AC			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full range}$		3	15		3	6	mV
a_{VIO} Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$, $T_A = \text{Full range}$		10			10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{IO} Input offset current	$V_O = 0$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full range}$		5	200		5	100	pA
I_{IB} Input bias current ⁽²⁾	$V_O = 0$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full range}$		30	400		30	200	pA
V_{ICR} Common-mode input voltage range	$T_A = 25^\circ\text{C}$	± 11	-12 to 15		± 11	-12 to 15		V
V_{OM} Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$, $T_A = \text{Full range}$	± 10	± 13.5		± 10	± 13.5		V
A_{VO} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$, $T_A = \text{Full range}$		3	6		4	6	V/mV
B_1 Unity-gain bandwidth	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1			1		MHz
r_i Input resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$		10^{12}			10^{12}		Ω
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$, $V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	70	86		80	86		dB
k_{SVR} Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{OC}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC} = \pm 9\ \text{V}$ to $\pm 15\ \text{V}$, $V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	70	95		80	95		dB
P_D Total power dissipation (each amplifier)	$V_O = 0$, No load, $T_A = 25^\circ\text{C}$		6	7.5		6	7.5	mW
I_{CC} Supply current (each amplifier)	$V_O = 0$, No load, $T_A = 25^\circ\text{C}$		200	250		200	250	μA
V_{OI}/V_{O2} Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		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_A is 0°C to 70°C for TL06xC, TL06xAC, and TL06xBC and -40°C to 85°C for TL06xI.
- (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

$V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽¹⁾	TL061BC TL062BC TL064BC			TL061I TL062I TL064I			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full range}$		2	3		3	6	mV
a_{VIO} Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$, $T_A = \text{Full range}$		10			10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{IO} Input offset current	$V_O = 0$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full range}$		5	100		5	100	pA
I_{IB} Input bias current ⁽²⁾	$V_O = 0$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full range}$		30	200		30	200	pA
V_{ICR} Common-mode input voltage range	$T_A = 25^\circ\text{C}$	± 11	-12 to 15		± 11	-12 to 15		V
V_{OM} Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$, $T_A = \text{Full range}$	± 10	± 13.5		± 10	± 13.5		V
A_{VO} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$, $T_A = \text{Full range}$	4	6		4	6		V/mV
B_1 Unity-gain bandwidth	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1			1		MHz
r_i Input resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$		10^{12}			10^{12}		Ω
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$, $V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	80	86		80	86		dB
k_{SVR} Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{OC}/\Delta V_{IO}$)	$V_{OC} = \pm 9\ \text{V}$ to $\pm 15\ \text{V}$, $V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	80	95		80	95		dB
P_D Total power dissipation (each amplifier)	$V_O = 0$, No load, $T_A = 25^\circ\text{C}$		6	7.5		6	7.5	mW
I_{CC} Supply current (each amplifier)	$V_O = 0$, No load, $T_A = 25^\circ\text{C}$		200	250		200	250	μA
V_{OI}/V_{O2} Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		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_A is 0°C to 70°C for TL06xC, TL06xAC, and TL06xBC and -40°C to 85°C for TL06xI.
- (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
 $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽¹⁾	TL061M TL062MM			TL064M			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$		3	6		3	9	mV
a_{VIO} Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$ $T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$		10			10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{IO} Input offset current	$V_O = 0$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$ $T_A = 125^\circ\text{C}$		5	100		5	100	pA
I_{IB} Input bias current ⁽³⁾	$V_O = 0$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$ $T_A = 125^\circ\text{C}$		30	200		30	200	pA
V_{ICR} Common-mode input voltage range	$T_A = 25^\circ\text{C}$	± 11	-12 to 15		± 11	-12 to 15		V
V_{OM} Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\ \text{k}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L \geq 10\ \text{k}\Omega, T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	± 10	± 13.5		± 10	± 13.5		V
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10\ \text{V}$ $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$		4	6		4	6	V/mV
B_1 Unity-gain bandwidth	$R_L = 10\ \text{k}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$							MHz
r_i Input resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$		10^{12}			10^{12}		Ω
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$ $V_O = 0, R_S = 50\ \Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$	80	88		80	88		dB
k_{SVR} Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{OC}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC} = \pm 9\ \text{V to } \pm 15\ \text{V}$ $V_O = 0, R_S = 50\ \Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$	80	95		80	95		dB
P_D Total power dissipation (each amplifier)	$V_O = 0$, No load, $T_A = 25^\circ\text{C}$		6	7.5		6	7.5	mW
I_{CC} Supply current (each amplifier)	$V_O = 0$, No load, $T_A = 25^\circ\text{C}$		200	250		200	250	μA
V_{OI}/V_{OO} Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100, T_A = 25^\circ\text{C}$		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
 $V_{CC\pm} = \pm 15\ \text{V}, T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR Slew rate at unity gain ⁽¹⁾	$V_I = 10\ \text{V}$ $R_L = 10\ \text{k}\Omega$ $C_L = 100\ \text{pF}$ See Figure 1	1.5	3.5		V/ μs
t_r Rise-time	$V_I = 20\ \text{V}$ $R_L = 10\ \text{k}\Omega$ $C_L = 100\ \text{pF}$ See Figure 1		0.2		μs
Overshoot factor			10		%
V_n Equivalent input noise voltage	$R_S = 20\ \Omega$ $f = 1\ \text{kHz}$		42		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

(1) Slew rate at $-55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$ is 0.7 V/ $\mu\text{s min}$.

Dodatek C: Schemat funkcjonalny płytki pomiarowej:

