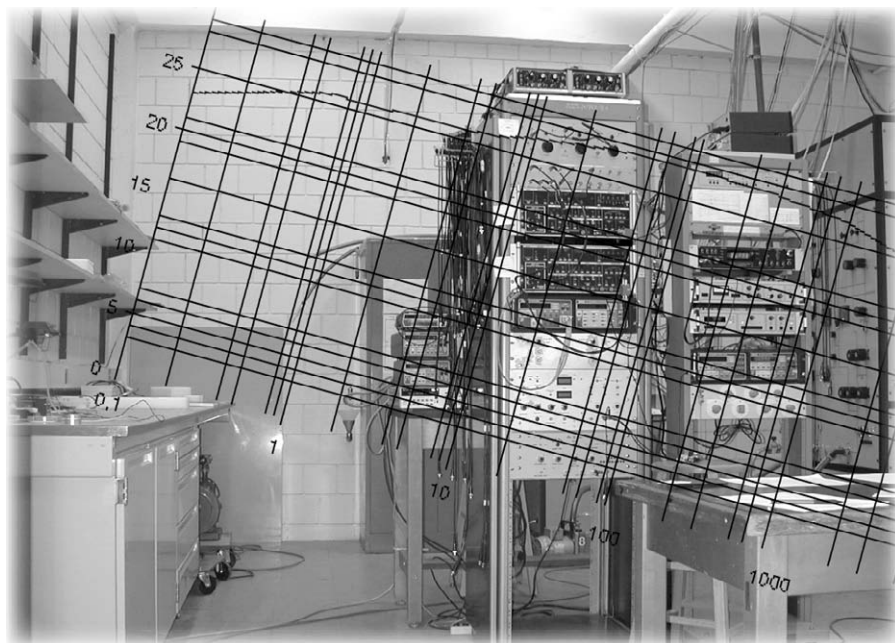


Wzmacniacze pomiarowe w teorii i w praktyce, część 1

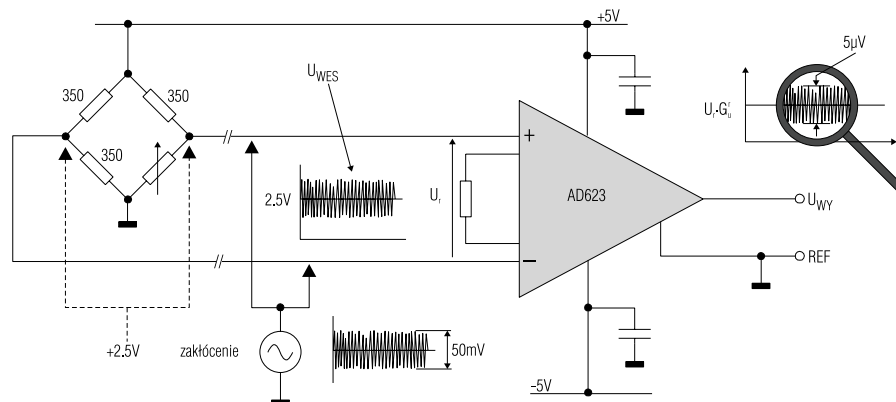
Wszędzie tam, gdzie zachodzi potrzeba wzmocnienia bardzo małych sygnałów, konieczne staje się stosowanie specjalnie do takich celów opracowanych rozwiązań układowych, pozwalających selektywnie wzmocnić sygnał użytkowy występujący w obecności dużych szumów i zakłóceń. W praktyce uzyskanie co najmniej zadawalających parametrów jest możliwe wyłącznie przy użyciu scalonych wzmacniaczy pomiarowych. W pierwszej części artykułu zapoznamy Czytelników z teorią ich działania.

Określenie wzmacniacz pomiarowy (*instrumentation amplifier*) jest często niesłusznie używanym (i nadużywanym) terminem do opisu dowolnych bloków wzmacniających występujących w strukturze układu pomiarowego. Nie każdy wzmacniacz stosowany w sprzęcie pomiarowym jest wzmacniaczem pomiarowym i jednocześnie sprzęt pomiarowy nie jest jedynym potencjalnym obszarem jego zastosowania. Pod pojęciem wzmacniacza pomiarowego *sensu stricto* rozumie się blok objęty zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego, posiadający symetryczne (różnicowe) wejście oraz niesymetryczne wyjście (*single-ended*), przeznaczony do wzmacniania różnicy napięć pomiędzy dwoma sygnałami. Wartości impedancji każdego z wejść są zazwyczaj precyzyjnie równoważone i osiągają poziomy $10^9 \dots 10^{12} \Omega$, natomiast impedancja wyjściowa waha się w granicach ułamków oma (rezystancja przewodów). W przeciwieństwie do wzmacniaczy operacyjnych, dla których sprzężenie

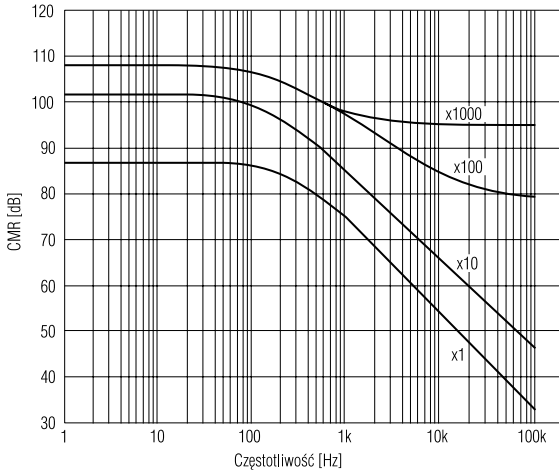


nie zwrotne ustalające wzmocnienie jest realizowane za pomocą zewnętrznych rezystorów włączanych zwykle pomiędzy wejście odwracające i wyjście, we wzmacniaczach pomiarowych stosuje się sprzężenie zwrotne za pomocą rezystorów wbudowanych w wewnętrzną strukturę wzmacniacza (odizolowanych od wejścia i wyjścia układu). Dostępne wzmocnienia wzmacniacza pomiarowego mogą być tym samym ustalone już na etapie produkcji

i ich regulacja polega na zwarceniu odpowiednich końcówek (np. AD626) lub też odbywa się z wykorzystaniem dodatkowego zewnętrznego rezystora. Dzięki odpowiedniej strukturze wewnętrznej wzmacniacza, rezystor ten jest jednak również odizolowany od jego końcówek wejściowych i wyjściowych. Wzmacniacze pomiarowe konstruuje się na bazie klasycznych wzmacniaczy operacyjnych, stąd w zasadzie mogą one również podlegać tym samym



Rys. 1. Typowa aplikacja wzmacniacza pomiarowego o wzmocnieniu różnicowym G_L . Napięcie wspólne U_{WES} stanowi suma składowej polaryzacji mostka oraz zakłóceń indukowanych na połączeniach wejściowych. Rysunek z lupą symbolizuje dużą, choć skończoną skuteczność wzmacniacza pomiarowego w eliminacji sygnału wspólnego



Rys. 2. Zależność CMR od częstotliwości dla typowego wzmacniacza pomiarowego AD623

procedurom zewnętrznej kompensacji wpływu wejściowego napięcia niezrównoważenia i prądu niezrównoważenia (*input offset voltage and current*) [1]–[7]. W większości zastosowań jest to jednak postępowanie co najwyżej opcjonalne, gdyż uzyskiwana na drodze technologii laserowych symetria impedancji wejść umożliwia jednocześnie uzyskanie dla scalonych bipolarnych wzmacniaczy operacyjnych wejściowego napięcia niezrównoważenia na poziomie 25 μV przy dryfcie temperaturowym 0,3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ oraz wejściowego prądu polaryzacji, będącego źródłem prądu niezrównoważenia, na poziomie 0,4 nA (AD8221BR – rok produkcji 2003 [5]). W przypadku układów unipolarnych są to wartości jeszcze o trzy rzędy wielkości mniejsze [3].

Typową aplikację wzmacniacza pomiarowego przedstawiono na rys. 1. W prezentowanym rozwiązaniu napięcie różnicowe pochodzące z przykładowego czujnika w układzie mostkowym jest wzmacniane przez tani, scalony wzmacniacz pomiarowy o małym poborze mocy AD623 [4] (ceny producentów Analog Devices, Burr–Brown, Maxim Dallas Semiconductor wahają się na poziomie pojedynczych USD za sztukę). Reakcja czujnika na zmianę mierzonej wielkości skutkuje utratą przez mostek równowagi i w efekcie zmianą wartości napięcia różnicowego na jego przekątnej. Wartość tego napięcia w klasycznych czujnikach, takich jak tensometry, termopary, czy przepływomierze jest stosunkowo niewielka i wynosi kilka do kilkudziesięciu miliwoltów lub mniej, podczas gdy polaryza-

cja mostka zapewnia na każdym z wejść wzmacniacza istnienie dodatkowego napięcia względem masy (w układzie z rys. 1 ma ono wartość +2,5 V), które nie zawiera żadnej użytecznej informacji. Napięcie to jest jednakowe dla obydwu wejść, stąd określa się je mianem napięcia synfazowego lub wspólnego (*common mode voltage*). Podstawową rolą wzmacniacza pomiarowego jest tłumienie lub inaczej odrzucenie (*rejection*) stałego lub każdego innego napięcia wspólnego pojawiającego się na jego końcówkach wejściowych przy jednoczesnym wzmocnieniu sygnału różnicowego, tzn. istniejącej na tych końcówkach różnicy napięć.

Współczynnik tłumienia sygnału wspólnego

Zgodnie ze schematem przedstawionym na rys. 1 sygnały wspólne mogą mieć charakter napięć stałych (jak np. polaryzacja mostka) lub też napięć zmiennych pochodzących od oddziaływań zewnętrznych – zakłóceń. W środowisku przemysłowym najczęstszym powodem tych ostatnich są zakłócenia wytwarzane przez pracujące silniki, świetlówki, transformatory itp. urządzenia zasilane z sieci o częstotliwości 50 Hz. Napięcia takie pojawiające się na wyjściu są w stanie skutecznie ograniczyć zdolność rozdzielczą projektowanej aplikacji. Stąd istnieje silna potrzeba ich wytłumienia, w tym również w odniesieniu do znaczących kilku pierwszych harmonicznych sieci.

Praktyczne konstrukcje wzmacniaczy pomiarowych charakteryzują się co prawda dużym, lecz niestety skończonym tłumieniem sygnałów wspólnych. Podstawową miarą jakości jest w tym zakresie parametr katalogowy zwany współczynnikiem tłumienia sygnału wspólnego *CMRR* (*Common Mode Rejection Ratio*) zdefiniowany jako:

$$CMRR = G_u^r \left(\frac{U_{WES}}{U_{WY}} \right) \quad (1)$$

w którym G_u^r jest wzmocnieniem różnicowym, a U_{WY} jest odpowiedzią wzmacniacza na wymuszenie napięciem wspólnym U_{WES} podanym

na jego wejścia różnicowe. Odmianą decybelową (1) jest miara CMR wyrażona jako:

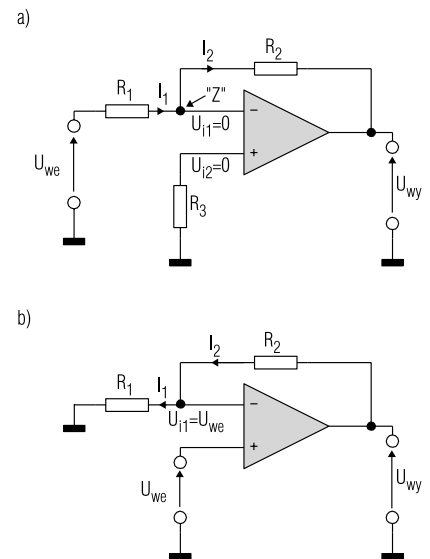
$$CMR = 20 \log_{10} CMRR \quad (2)$$

która w przypadku dostępnych na rynku scalonych wzmacniaczy pomiarowych zawiera się przy jednostkowym wzmocnieniu dla stałego sygnału wspólnego w przedziale od 70 dB do ponad 100 dB.

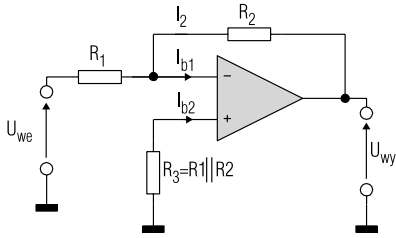
Współczynnik tłumienia sygnału wspólnego ulega pogorszeniu wraz ze wzrostem częstotliwości na skutek istniejących asymetrii impedancji obydwu wejść wzmacniacza [1]. Na rys. 2 przedstawiono zależność CMR wzmacniacza pomiarowego AD623 od częstotliwości. W zakresie do ok. 100 Hz krzywe są praktycznie niezmiennie oferując przy wzmocnieniu $\times 10$ ponad 100 dB tłumienie pierwszej i drugiej harmonicznej zakłóceń sieciowych. Należy jednak zwrócić uwagę, że już dla siódmej harmonicznej sieci, CMR spada przy tym samym wzmocnieniu do ok. 90 dB.

Budowa wzmacniacza pomiarowego

Zadania stawiane wzmacniaczom pomiarowym, czyli wzmocnienie sygnału różnicowego przy maksymalnym tłumieniu sygnału wspólnego sprawiają, że podstawowym ich blokiem staje się z konieczności wzmacniacz różnicowy. Wzmacniacz taki powstaje dzięki odpowiedniemu połączeniu wzmacniacza odwracającego i nieodwracającego (rys. 3a i 3b) [8].



Rys. 3. Wzmacniacz operacyjny w konfiguracji odwracającej a) i nieodwracającej b)



Rys. 4. Ilustracja sposobu kompensacji wejściowego napięcia niezrównoważenia wywołanego przez wejściowe prądy polaryzujące

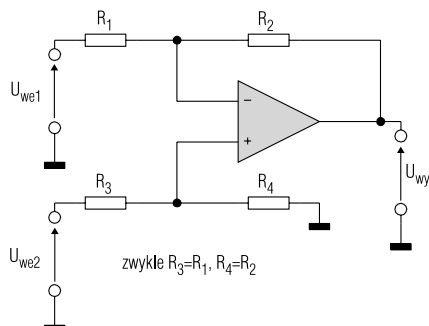
Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza odwracającego z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego definiuje się jako:

$$G_{uf} = \frac{U_{wy}}{U_{we}} \quad (3)$$

Ze względu na to, że wzmocnienie napięciowe w otwartej pętli jest teoretycznie nieskończone, dla skończonej wartości napięcia wyjściowego U_{wy} wartość napięcia różnicowego U_r pomiędzy napięciem na wejściu „+” (U_{i2}) i wejściu „-” (U_{i1}) wynosi zero. Ponadto dla idealnego wzmacniacza operacyjnego prądy wejściowe są zerowe, stąd spadek napięcia na rezystancji R_3 również wynosi zero. Dlatego do punktu oznaczonego jako „Z” przenosi się potencjał masy, stąd nazywany jest on punktem masy pozornej. Z tego względu rezystancja wejściowa wzmacniacza w tej konfiguracji wynosi

$$R_{we} = R_1 \quad (4)$$

Napięcie wejściowe U_{we} powoduje wymuszenie prądu I_1 płynącego przez rezystor R_1 . Wiemy jednak, że rezystancja wejściowa idealnego wzmacniacza operacyjnego jest nieskończona, zatem prąd I_1 w całości płynie przez rezystancję R_2 ($I_2 = I_1$) i wpływa do zerowej rezystancji wyjściowej wzmacniacza. Napięcie wyjściowe jest zatem równe spadkowi napięcia na rezystorze R_2



Rys. 5. Wzmacniacz różnicowy (sterowany i obciążony asymetrycznie)

$$U_{wy} = -I_2 R_2 = -I_1 R_2 \quad (5)$$

Podobnie

$$U_{we} = I_1 R_1 \quad (6)$$

i stąd

$$U_{wy} = -I_1 R_2 = -\frac{U_{we}}{R_1} R_2 \quad (7)$$

czyli

$$G_{uf} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (8)$$

W rzeczywistym wzmacniaczu operacyjnym wejściowe prądy polaryzujące I_{b1} i I_{b2} wpływające do wejść wzmacniacza nie są zerowe i powodują odkładanie się napięcia na zewnętrznych rezystancjach, co może być przyczyną zwiększenia wejściowego napięcia niezrównoważenia, zwłaszcza wtedy, gdy wartości tych rezystancji są bardzo duże. Aby tego uniknąć, rezystancje dla składowej stałej (DC) „widziane” od strony obydwu wejść powinny być jednakowe. Wówczas odkładające się na nich napięcia też będą jednakowe i wzajemnie się skompensują (ich różnica będzie równa zero). Problem ten został zilustrowany na rys. 4. Wartość rezystancji R_3 powinna być w tym przypadku równa wynikowej rezystancji równoległego połączenia rezystorów R_1 i R_2 .

W przypadku wzmacniacza nieodwracającego (rys. 3b) sygnał wejściowy podawany jest na wejście nieodwracające. Napięcie pomiędzy wejściem „+” i „-” jest dla idealnego wzmacniacza operacyjnego równe zero, zatem na wejściu „-” panuje ten sam potencjał, co na wejściu „+”. Napięcie wyjściowe wynosi zatem

$$U_{wy} = U_{we} + I_2 R_2 \quad (9)$$

ale

$$I_2 = I_1 = \frac{U_{we}}{R_1} \quad (10)$$

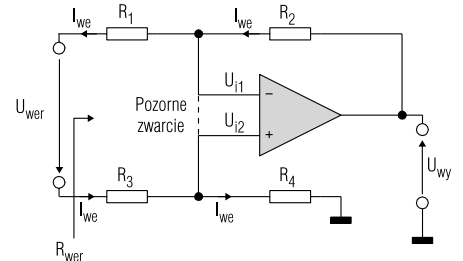
stąd

$$U_{wy} = U_{we} + \frac{U_{we}}{R_1} R_2 = U_{we} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (11)$$

zatem wzmocnienie napięciowe wynosi

$$G_{uf} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (12)$$

Wzmocnienie to jest o jeden większe niż wzmocnienie wzmacniacza odwracającego, natomiast



Rys. 6. Wzmacniacz różnicowy sterowany symetrycznie

rezystancja wejściowa wzmacniacza nieodwracającego jest bardzo duża (nieskończenie wielka dla idealnego wzmacniacza operacyjnego).

Rozpatrując oddzielnie pracę każdego z takich układów należy stwierdzić, że sygnał podany na wejście wzmacniacza nieodwracającego jest wzmocniony $(R_2 + R_1)/R_2$ razy więcej niż sygnał podany na wejście wzmacniacza odwracającego. Aby zachować warunki odrzucania sygnału wspólnego w wynikowej konfiguracji różnicowej (rys. 5), należy więc sygnał podawany na wejście nieodwracające poddać wstępnemu tłumieniu w dodatkowym dzielniku napięć $R_3 - R_4$.

Napięcie wyjściowe U_{wy} jest superpozycją wzmocnionych napięć wejściowych U_{we1} i U_{we2} . Z punktu widzenia sygnału U_{we1} układ jest wzmacniaczem odwracającym, natomiast dla sygnału U_{we2} wzmacniaczem nieodwracającym (z dodatkowym dzielnikiem napięcia). Mamy więc

$$U_{wy} = U_{we1} \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) + U_{we2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (13)$$

Przyjmując założenie

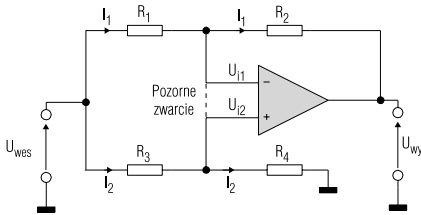
$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (14)$$

lub najczęściej stosowany w praktyce przypadek (dający minimalną wartość wejściowego napięcia niezrównoważenia spowodowanego poprzez wejściowe prądy polaryzujące)

$$R_3 = R_1, R_4 = R_2 \quad (15)$$

uzyskujemy

$$U_{wy} = U_{we1} \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) + U_{we2} \left(\frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{R_2}{R_1} (U_{we2} - U_{we1}) \quad (16)$$



Rys. 7. Wzmacniacz różnicowy sterowany sygnałem wspólnym

Wzmacniana jest zatem różnica sygnałów wejściowych, a wzmocnienie sygnału różnicowego wynosi

$$G_u^{df} = \frac{U_{wy}}{U_{we2} - U_{we1}} = \frac{R_2}{R_1} \quad (17)$$

Wadą powyższego wzmacniacza jest różna rezystancja wejściowa dla obydwu sygnałów – dla wejścia 1 wynosi ona

$$R_{we1} = R_1 \quad (18)$$

natomiast dla wejścia 2 jest równa

$$R_{we2} = R_3 + R_4 \quad (19)$$

Brak równości (symetrii) rezystancji wejściowych skutkuje pogorszeniem CMRR, zwłaszcza w przypadku dużych impedancji wewnętrznych źródeł sygnału.

Na rys. 6 została przedstawiona wersja wzmacniacza różnicowego z rezystorami spełniającymi przedstawione wyżej założenia w przypadku sterowania symetrycznego. Wzmocnienie dla sygnału różnicowego U_{wer} określone jest zależnością (17), natomiast rezystancja wejściowa wynosi

$$R_{we}^r = \frac{U_{we}}{I_{we}} = \frac{I_{we}R_1 + 0 + I_{we}R_1}{I_{we}} = 2R_1 \quad (20)$$

Przy sterowaniu sygnałem wspólnym (rys. 7) napięcia na końcówkach wejściowych wzmacniacza operacyjnego są równe i wynoszą

$$U_{i1} = U_{i2} = U_{wes} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (21)$$

stąd wartość prądu I_1 jest równa

$$I_1 = \frac{U_{wes} - U_{i1}}{R_1} = \frac{U_{wes} - U_{wes} \frac{R_4}{R_3 + R_4}}{R_1} = U_{wes} \frac{R_3}{R_1(R_3 + R_4)} \quad (22)$$

Napięcie wyjściowe jest równe

$$U_{wy} = U_{i1} - I_1 R_2 = U_{wes} \frac{R_4}{R_3 + R_4} - U_{wes} \frac{R_3 R_2}{R_1(R_3 + R_4)} \quad (23)$$

zatem wzmocnienie sygnału wspólnego określone jest zależnością

$$G_u^s = \frac{U_{wy}}{U_{wes}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_3}{R_4} \right) \quad (24)$$

Widać więc, że wzmocnienie to jest równe zero, czyli sygnał wspólny, w przypadku idealizowanym, jest całkowicie tłumiony tylko wtedy, gdy

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (25)$$

a zatem współczynnik tłumienia sygnału wspólnego będzie wówczas równy $CMRR = \infty$. Jakikolwiek odchylenie od równości tej proporcji powoduje pogorszenie (zmniejszenie) CMRR. W praktyce oznacza to konieczność precyzyjnego doboru rezystancji lub stosowania rezystorów o bardzo małych tolerancjach. W przeciwnym wypadku wzmocnienia sygnałów dla każdego z wejść będą inne.

Praktyczne układy wzmacniaczy pomiarowych są więc z konieczności bardziej rozbudowane sprzętowo, przy czym do najczęściej spotykanych rozwiązań należą struktury zbudowane kolejno na 3 i 2 wzmacniaczach operacyjnych (WO), wyko-

rzystywane najczęściej w postaci całkowicie scalonej. Przykładowe konfiguracje wzmacniaczy pomiarowych realizowanych w praktyce przedstawimy w drugiej części artykułu.

Jacek Jakubowski
Jacek.Jakubowski@
wel.wat.edu.pl

Andrzej Dobrowolski
ADobrowolski@wat.edu.pl
Piotr Komur
PKomur@wat.edu.pl

LITERATURA

[1] P. H. Sydenham: *Podręcznik metrologii tom 1*, WKŁ, Warszawa, 1988.
 [2] A. Filipkowski: *Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe*, WNT, Warszawa, 1993.
 [3] C. Kitchin, L. Counts: *A designer's guide to instrumentation amplifiers*, wyd. wewnętrzne Analog Devices, 2004 – http://www.analog.com/analog_root/static/technology/amplifiers/Linear/InstrumentationAmplifiers/designersGuide.html
 [4] Notka aplikacyjna wzmacniacza pomiarowego Analog Devices AD623, http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/516895375AD623_c.pdf
 [5] Notka aplikacyjna wzmacniacza pomiarowego Analog Devices AD8221, http://www.analog.com/en/prod/0,,759_782_AD8221,00.html
 [6] Notka aplikacyjna wzmacniacza pomiarowego BurrBrown INA122, <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ina122.pdf>
 [7] Notka aplikacyjna wzmacniacza pomiarowego BurrBrown INA128, <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ina128.pdf>
 [8] A. Dobrowolski, P. Komur, A. Sowiński: *Projektowanie i analiza wzmacniaczy małosygnałowych*, Wydawnictwo BTC, 2005.



LUTOWNICA GAZOWA z wbudowaną zapalarką piezo

- * temperatura grota regulowana w zakresie +200...+450°C
- * paliwo - butan (gaz do zapalniczek)
- * czas pracy z jednego napełnienia - ok. 50 min

50 zł

www.sklep.avt.pl

Kod zamówienia: LUTOWNICAG01