

Jan WIŚNIEWSKI

UNIwersytet Zielonogórski,
ul. Licealna 9, 65-417 Zielona Góra

Układ do pomiaru zespolonego tłumienia napięcia współbieżnego (CMRR) wzmacniaczy operacyjnych

Dr inż. Jan WIŚNIEWSKI



Ukończył studia (1970r.) na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej. Pracę doktorską obronił (1980r.) w Instytucie Metrologii Elektrycznej Pol. Wrocław. Starszy wykładowca w Instytucie Informatyki i Elektroniki Uniwersytetu Zielonogórskiego. Prowadzi wykłady z przedmiotów: Przyrządy półprzewodnikowe i Układy elektroniczne. Główne zainteresowania autora to elektryczne i elektroniczne miernictwo precyzyjne oraz wspomagana komputerowo optymalizacja analogowych elektronicznych układów pomiarowych.

e-mail: wisjan@poczta.onet.pl

Streszczenie

W pracy rozważono zagadnienie precyzyjnego pomiaru, przy prądzie przemiennym i zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego, współczynnika tłumienia napięcia współbieżnego $CMRR$ (z ang.: *Common Mode Rejection Ratio*) o dużej wartości rzędu $1 \cdot 10^4 \div 1 \cdot 10^8$ (tj. $80 \div 160$)dB scalonych wzmacniaczy operacyjnych. W wyniku dokonanej analizy teoretycznej właściwości metrologicznych układu pomiarowego ustalono związek między mierzonym w układzie stosunkiem napięć zależnym od współczynnika $CMRR$ a innymi parametrami badanego wzmacniacza, w tym zwłaszcza wzmocnieniem napięcia różnicowego, stanowiący podstawę ilościowej oceny błędu metody pomiarowej. Bazując na tych wynikach, zaproponowano całkowicie nowe techniczne rozwiązanie układu pomiarowego wyposażonego w specjalny transformator pomiarowy napięcia przemiennego z wtórnymi uzwojeniami o nawoju trifilarnym, co przyczyniło się do wyeliminowania wpływu skończonej wartości wzmocnienia różnicowego badanego wzmacniacza operacyjnego na mierzoną wartość współczynnika $CMRR$. Zastosowana metoda synchronicznej (fazoczułej, homodynowej) detekcji napięcia przemiennego pozwala na pomiar zarówno stałoprądowej wartości tego współczynnika ($CMRR_0$), jak i trzydecybelowej częstotliwości załamania jego modułu ($f_{0,CMRR}$). Ponadto przyczynia się do wyeliminowania wpływu zarówno temperaturowych, jak i czasowych, dryftów stałoprądowych parametrów (napięcie offsetu, prądy polaryzacji, prąd offsetu) badanego wzmacniacza oraz jego własnych szumów (termicznych i strukturalnych), a także zakłóceń zewnętrznych na mierzoną wartość współczynnika $CMRR$.

Słowa kluczowe: miernictwo układów scalonych, układy scalone, wzmacniacze operacyjne.

A circuit for measuring the complex common mode rejection ratio (CMRR) of operational amplifiers

Abstract

This paper deals with the problem of a precise measurement of the common mode rejection ratio ($CMRR$) coefficient of high value from the range $1 \cdot 10^4 \div 1 \cdot 10^8$ (i.e. 80dB to 160dB) of integrated operational amplifiers at alternating current and closed-loop feedback. There was performed the theoretical analysis of metrological parameters of a measuring circuit. As a result there was established the relationship between the voltage ratio (measured in the system) dependent on the $CMRR$ coefficient and the other parameters of the tested amplifier, in particular the differential voltage gain (K_r) (Eq. (13)). This relationship is the basis of quantitative evaluation of the measurement method error. Based on these results, a completely new technical solution of the measurement circuit equipped with a special measuring voltage transformer (Tr) with the secondary trifilar windings was proposed (Figs. 4 and 5). It caused elimination of the effect of the differential open-loop voltage gain (K_r) finite value of the tested operational amplifier on the measured value of the $CMRR$ coefficient (Fig. 3). The applied method of synchronous (phase sensitive, homodyne) detection of the alternating output voltage U_{wy} (Figs. 4 and 5) allows measurement of both the direct current (DC) value of this coefficient ($CMRR_0$) and the three-decibel break-down frequency ($f_{0,CMRR}$) of the absolute value $CMRR$. Moreover, it contributes to elimination of the influence of temperature and time dependent drift DC parameters (offset voltage, input bias currents,

input offset current) of the tested amplifier as well as its own intrinsic noise (thermal and structural) and external disturbances on the measured value of $CMRR$. There were made measurements of randomly selected amplifiers of the same type LM741 but from different producers in the number of 100 units. As a result a large scattering value of this factor of up to 10000:1 (from 75dB to 155dB) was found. Three-decibel break-down frequency $f_{0,CMRR}$ of the absolute value $CMRR$ took the values from the range: 10Hz \div 3kHz. The measurement results confirmed the hypothesis posed by the author in the second section of the work that the $CMRR$ coefficient has an indefinite sign. The advantage of the proposed by the author measurement circuit is its technical simplicity, easy reproducibility and low price. For these reasons, it may have wide practical application.

Keywords: integrated circuits, measurements of integrated circuits, operational amplifiers.

1. Wstęp

Intensywny rozwój wzmacniaczy operacyjnych, głównie w postaci scalonej, doprowadził do ich masowego stosowania, jako podstawowego elementu analogowych i analogowo – cyfrowych elektronicznych układów funkcyjnych (wykonujących matematyczne operacje na sygnałach) służących do różnorodnego przetwarzania sygnałów elektrycznych, stanowiących wyposażenie różnorodnych urządzeń pomiarowo – kontrolnych i sterujących [6 \div 10, 16]. Wzmacniacze operacyjne, ze względu na posiadane parametry bliskie parametrom wzmacniacza idealnego, umożliwiają budowę tzw. „liczalnych układów funkcyjnych”, których właściwości określone są zasadniczo parametrami pętli sprzężenia zwrotnego o nieosiągalnych wcześniej poziomach dokładności. Pod względem ilości stosowanych przyrządów półprzewodnikowych wzmacniacze operacyjne zdominowały dziedzinę analogowych układów elektronicznych. Według danych opiniotwórczego magazynu branży elektronicznej Dataguest tylko w 2000 roku producenci z całego świata zgłosili ponad 3000 nowych typów wzmacniaczy operacyjnych wdrożonych do produkcji, a ich roczna produkcja wynosiła ponad ćwierć miliarda sztuk [6]. Rozwój technologii przyrządów półprzewodnikowych umożliwia wytwarzanie wzmacniaczy operacyjnych coraz lepszych, coraz bardziej zbliżonych do ideału. Ciągłej poprawie właściwości wzmacniaczy operacyjnych powinien odpowiadać jednocześnie rozwój metod i technik pomiaru ich parametrów. Zagadnienie to jest jednakowo ważne zarówno na etapie przygotowania produkcji, kontroli jak i dla potencjalnego odbiorcy.

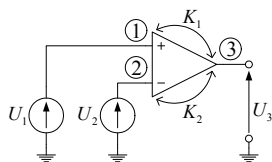
W praktyce każdego użytkownika, w celu określenia jakości używanego wzmacniacza operacyjnego, występuje często potrzeba szybkiego pomiaru i porównania z wartością katalogową chociażby tylko jednego z jego podstawowych parametrów, jakim jest jego współczynnik tłumienia napięcia współbieżnego $CMRR$ (z ang. *Common Mode Rejection Ratio*) dla otwartej pętli sprzężenia zwrotnego. Współczynnik ten określony jest stosunkiem napięciowego wzmocnienia różnicowego do napięciowego wzmocnienia współbieżnego (przy połączonych ze sobą zaciskach wejściowych). Współczynnik ten zdefiniowany jest, przede wszystkim, właściwościami obwodu wejściowego wzmacniacza operacyjnego [13, 15] i przyjmuje najczęściej, przy prądzie stałym, wartości z zakresu: $1 \cdot 10^4 \div 1 \cdot 10^7$, tj. $(80 \div 140)$ dB. Częstotliwość, przy której moduł tego współczynnika maleje o 3dB, może przyjmować największe wartości rzędu kilkuset herców [22, 23]. Skończona i malejąca, wraz ze wzrostem częstotliwości, wartość współczynnika $CMRR$ stanowi o błędach funkcji przetwarzania sygnałów wielu znanych podstawowych elektronicznych układów funkcyjnych realizowanych z użyciem wzmacniacza operacyjnego [9, 16]. Zagadnienie pomiaru współczynnika tłumienia napięcia współbieżnego $CMRR$, w tym zwłaszcza o dużej

wartości większej niż $1 \cdot 10^5$ (tj. 100dB), zarówno wzmacniaczy operacyjnych, jak i komparatorów napięcia, nie znalazło dotychczas zadawalającego rozwiązania. O trudnościach pomiaru tego współczynnika świadczą – nadal prawdziwe – słowa wypowiedziane przez wybitnego znawcę problematyki układów scalonych Raya Statę z firmy Analog Devices. Cytat: „Dla wielu inżynierów współczynnik tłumienia sygnału współbieżnego jest liczbą tajemną, o której woleliby zapomnieć. Wielu producentów wzmacniaczy operacyjnych czuje to samo” [16]. Najnowsze prace Bryanta J. M. [3], Zhou J. i Liu J. [21], Giustolisi G. i Palumbo G. [4] oraz Brinsona M. i Faulknera D. [2] bazujące w istocie na znanych i stosowanych do tej pory technikach pomiaru tego współczynnika, nie wnoszą niczego nowego, zarówno w sensie podstaw teorii (analiza właściwości metrologicznych układu pomiarowego) jak i samej praktyki pomiaru.

Celem pracy było opracowanie teoretycznych podstaw pomiaru zespolonego współczynnika tłumienia napięcia współbieżnego $CMRR$ (tj. jego wartości przy prądzie stałym i trzydecybelowej częstotliwości załamania jego modułu) i wypełnienie przez to zauważalnej „luki literaturowej”. Zdaniem autora, pomiaru zespolonej wartości współczynnika $CMRR$ można dokonać jedynie przy prądzie przemiennym małej częstotliwości rzędu kilkudziesięciu herców, co tym samym przyczynia się dodatkowo do wyeliminowania wpływu stałoprądowych parametrów badanego wzmacniacza operacyjnego (napięcie offsetu, wejściowe prądy polaryzacji, prąd offsetu) i ich dryftów (temperaturowych i czasowych) na mierzoną wartość tego współczynnika, w opisanych do tej pory układach pomiarowych [1 ÷ 5, 7 ÷ 9, 12, 14, 17 ÷ 19, 21]. Zadanie polegało na zbudowaniu praktycznego i taniego układu pomiarowego umożliwiającego pomiar współczynnika $CMRR$, o wartościach z zakresu: $1 \cdot 10^4 \div 1 \cdot 10^8$, tj. (80 ÷ 160)dB, bazującego na synchronicznej detekcji napięcia przemiennego, w którym możliwe stało się również wyeliminowanie wpływu szumów własnych (termicznych i strukturalnych) i zakłóceń zewnętrznych na jego pracę [11, 20].

2. Istota i znaczenie tłumienia napięcia współbieżnego

W celu wyjaśnienia istoty wzmocnienia i tłumienia napięcia współbieżnego rozważono pracę wzmacniacza operacyjnego przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego (rys. 1).



Rys. 1. Układ pracy wzmacniacza operacyjnego z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego

Fig. 1. Operational amplifier operating with open loop feedback

Wzmocnienia napięciowe w odniesieniu do wejścia nieodwracającego: 1 i odwracającego: 2 mogą się nieco różnić [13, 15]. Jeśli oznaczyć wzmocnienia napięciowe w odniesieniu do wejść sterujących 1 i 2 odpowiednio przez: K_1 i K_2 , to napięcie wyjściowe U_3 , zgodnie z zasadą superpozycji, jest określone, jako:

$$U_3 = K_1 U_1 - K_2 U_2. \quad (1)$$

Dodając i odejmując czynnik $K_2 U_1$ od prawej strony tego równania, otrzymuje się:

$$U_3 = K_2 (U_1 - U_2) + (K_1 - K_2) U_1. \quad (2)$$

Przyjmując, że:

$$K_2 = K_r - \text{napięciowe wzmocnienie różnicowe}, \quad (3)$$

$$(K_1 - K_2) = K_s - \text{napięciowe wzmocnienie współbieżne}, \quad (4)$$

można prawą stronę równania (2) przedstawić w postaci:

$$U_3 = K_r (U_1 - U_2) + K_s U_1. \quad (5)$$

Współczynnik tłumienia napięcia współbieżnego $CMRR$ określony jest definicyjnym równaniem, jako:

$$CMRR = \frac{K_r}{K_s}, \quad (6)$$

lub w mierze decybelowej:

$$CMRR[\text{dB}] = 20 \cdot \log \left(\frac{K_r}{K_s} \right). \quad (7)$$

Jeśli podstawimy do powyższych wzorów realne wartości odpowiednich wzmocnień napięciowych, przykładowo równe: $K_r = 1 \cdot 10^6 \text{ V/V}$ i $K_s = 1 \text{ V/V}$, to otrzymamy: $CMRR = 1 \cdot 10^6$, tj. 120dB.

Wzmacniacz operacyjny pracujący z zamkniętą pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego (w każdym realnym układzie pracy część sygnału wyjściowego podawana jest na odwracające wejście wzmacniacza) ustala, ze względu na bardzo dużą wartość wzmocnienia różnicowego, bardzo małą wartość napięcia różnicowego ($U_1 - U_2$) rzędu ułamka miliwolta. Można, więc, uważać, że w przypadku występowania napięcia sterującego U_1 potencjał wejścia odwracającego będzie w przybliżeniu równy potencjałowi wejścia nieodwracającego. W tym sensie napięcie U_1 jest wspólne (tzn. takie same, co do wartości) dla obydwu wejść sterujących i dlatego nazywane jest napięciem współbieżnym albo rzadziej napięciem sumacyjnym. Współczynnik $CMRR$ posiada znak nieokreślony, gdyż współbieżne wzmocnienie napięciowe K_s , będące różnicą wzmocnień napięciowych w odniesieniu do wejścia nieodwracającego i odwracającego, może przyjmować zarówno wartość dodatnią jak i ujemną.

Wyznaczając K_s z równania (6) i podstawiając do równania (5), otrzymuje się równoważne równanie napięcia wyjściowego:

$$U_3 = K_r \left[(U_1 - U_2) + \frac{1}{CMRR} U_1 \right]. \quad (8)$$

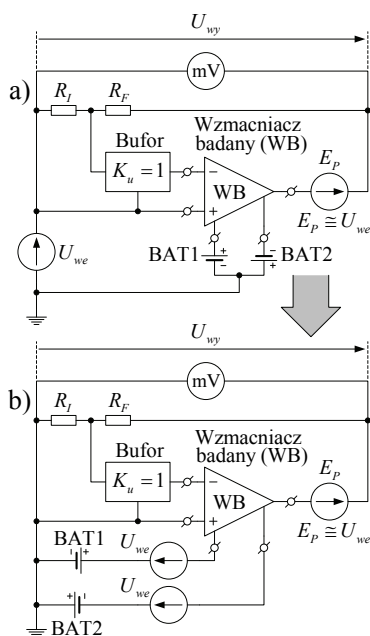
Z równania tego wynika, że $CMRR$ ma bezpośrednią interpretację fizyczną i wyraża stopień redukcji sygnału współbieżnego U_1 względem sygnału różnicowego ($U_1 - U_2$). Współczynnik $CMRR$ traci swoje znaczenie (tzn. nie wystąpi w powyższym równaniu) w przypadku, gdy nieodwracające wejście wzmacniacza operacyjnego zostanie połączone z ogólną masą układu, tzn. jeżeli $U_1 = 0$. Z równania tego wynika również, że napięcie wyjściowe U_3 przyjmuje wartość równą zero, jeżeli $U_1 = U_2 / (1 + 1/CMRR)$. Wynika stąd, że w przypadku pracy wzmacniacza operacyjnego z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego, jako komparatora napięcia, odwrotność współczynnika $CMRR$ stanowi o błędzie względnym porównania dwóch napięć wejściowych.

W praktyce niemożliwy jest pomiar wzmocnień K_r i K_s przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego. Wynika to z faktu, że wzmacniacz operacyjny jest w istocie wzmacniaczem prądu stałego o bardzo dużym wzmocnieniu napięciowym, co sprawia,

że niewielkie wejściowe napięcie niezrównoważenia (napięcie offsetu), rzędu pojedynczych miliwoltów, powoduje pełne napięciowe wystawienie (tzw. „nasylenie”) jego wyjścia. Z tego względu pomiar współczynnika $CMRR$ dokonuje się wyłącznie przy zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego [1 ÷ 5, 7 ÷ 9, 12, 14, 17 ÷ 19, 21].

3. Koncepcja układu pomiarowego

Na rys. 2a przedstawiono – zaproponowany przez autora – schemat ogólny układu do pomiaru współczynnika $CMRR$. Opiera się on na zmodyfikowanym – przez autora – wzmacniaczu napięcia o wzmacnieniu jednostkowym – zasadniczo niezależnym od stosunku rezystancji dwóch rezystorów pętli sprzężenia zwrotnego (tj. R_F/R_I). Badane „pływające” (z ang. floating) napięcie wyjściowe U_{wy} , którego punktem odniesienia nie jest punkt ogólnej masy układu, będące w istocie różnicą napięć występujących na wyjściu i wejściu tego specjalnego wzmacniacza, przyjmuje małą wartość wynikającą ze skończonych wartości parametrów badanego wzmacniacza operacyjnego – w tym powodowane jest zwłaszcza wpływem K_r i $CMRR$.



Rys. 2. Schematy ogólne równoważnych układów do pomiaru współczynnika $CMRR$, przy zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego:

- a) z „pływającym” napięciem badanym U_{wy} ,
 b) z „pływającymi” źródłami napięcia sygnału
 Fig. 2. Circuits with closed loop feedback for measuring the $CMRR$ coefficient:
 a) with floating test voltage U_{wy} ,
 b) with floating signal sources

Autor postawił sobie zadanie wyeliminowania wpływu skończonej wartości wzmacnienia różnicowego K_r badanego wzmacniacza oraz jego rezystancji wejściowych (rezystancja wejścia różnicowego i wejściowe rezystancje doziemne) na mierzoną wartość współczynnika $CMRR$. W celu wyeliminowania wpływu K_r włączono szeregowo z wyjściem badanego wzmacniacza dodatkowe pomocnicze źródło napięcia E_p o wartości teoretycznie równej napięciu wejściowemu U_{we} , zaś w celu wyeliminowania wpływu rezystancji wejściowych jego wejście różnicowe jest buforowane za pomocą wtórnika napięcia o teoretycznie nieskończonej rezystancji wejściowej i zerowej rezystancji wyjściowej.

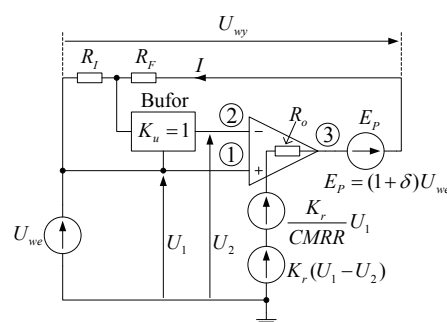
Na rys. 2b przedstawiono równoważny układ pomiarowy, w którym, po uziemieniu nieodwracającego wejścia badanego

wzmacniacza operacyjnego, możliwe stało się uziemienie zarówno bufora napięcia jak i źródeł napięcia zasilania (BAT1 i BAT2), zaś punktem odniesienia badanego napięcia wyjściowego U_{wy} stał się punkt ogólnej masy układu. Ze względów praktycznych zarówno stałoprądowego zasilania badanego wzmacniacza, jak i możliwość pomiaru napięcia wyjściowego U_{wy} za pomocą uziemionego miliwoltomierza (mV), jest to wielką zaletą układu.

4. Analiza właściwości metrologicznych

Na rys. 3 przedstawiono małosygnalowy obwodowy schemat zastępczy układu pomiarowego stanowiący podstawę ilościowej analizy jego właściwości metrologicznych.

W makromodelu wzmacniacza operacyjnego, bazującego na równaniu (8), uwzględniono dodatkowo jego niezerową rezystancję wyjściową R_o . Czynniki δ , opisujące parametry dodatkowego źródła napięcia pomocniczego E_p , wyraża błąd względny jego napięcia w odniesieniu do napięcia wejściowego U_{we} .



Rys. 3. Małosygnalowy schemat zastępczy układu do pomiaru współczynnika $CMRR$, przy zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego

Fig. 3. Small signal equivalent circuit with closed loop feedback for measuring the $CMRR$ coefficient

Badany wzmacniacz operacyjny, na skutek włączenia źródła E_p , ustala na swoim wyjściu (węzeł 3) napięcie bliskie zera. Tym samym graniczna wartość wejściowego napięcia różnicowego (między węzłami 1 i 2), powodowana skończoną wartością wzmacnienia różnicowego K_r , dla wartości błędu δ dążącego do zera, będzie równa zero. Wynika stąd, że badane napięcie wyjściowe U_{wy} , będące wielokrotnością napięcia różnicowego (ściśle: jest większe $(1 + R_F/R_I)$ razy), powinno posiadać spodziewaną małą skończoną wartość powodowaną jedynie skończoną wartością współczynnika tłumienia napięcia współbieżnego $CMRR$.

Wychodząc z oczkowego bilansu napięć według napięciowego prawa Kirchhoffa:

$$U_{we} + U_{wy} - (1 + \delta)U_{we} + IR_o - \frac{K_r}{CMRR}U_1 - K_r(U_1 - U_2) = 0 \quad (9)$$

i uwzględniając, że wejściowe napięcia sterujące U_1 i U_2 badanego wzmacniacza oraz prąd I rezystorowego dzielnika napięcia (rezystory: R_I i R_F) są określone, jako:

$$U_1 = U_{we}, \quad (10)$$

$$U_2 = U_{we} + IR_I, \quad (11)$$

$$I = \frac{U_{wy}}{R_I + R_F}, \quad (12)$$

otrzymuje się wyrażenie określające badane napięcie wyjściowe:

$$U_{wy} = \frac{1}{\frac{CMRR}{K_r} + \frac{\delta}{K_r}} \cdot U_{we} \cdot \left(\frac{R_I}{R_I + R_F} + \frac{1}{K_r} \left(1 + \frac{R_0}{R_I + R_F} \right) \right) \quad (13)$$

Zależność ta uwzględnia wpływ wszystkich istotnych czynników układowych na badane napięcie wyjściowe U_{wy} i stanowi punkt wyjścia oceny ilościowej właściwości metrologicznych układu pomiarowego. W przypadku braku źródła napięcia pomocniczego E_p , w liczniku zależności (13), w miejsce błędu δ wpisana byłaby liczba jeden, a wzmacnienie różnicowe K_r wpływałoby, w tym samym stopniu jak tłumienie napięcia współbieżnego $CMRR$, na badane napięcie wyjściowe U_{wy} .

Wzmacnienie różnicowe K_r i tłumienie napięcia współbieżnego $CMRR$ mogą być opisane w zakresie małych częstotliwości, mniejszych niż 10kHz, za pomocą jednobiegunowych funkcji częstotliwości [22, 23], jako:

$$K_r = \frac{K_0}{1 + j \frac{f}{f_{0,K_r}}}, \quad (14)$$

$$CMRR = \frac{CMRR_0}{1 + j \frac{f}{f_{0,CMRR}}}, \quad (15)$$

gdzie: K_0 i $CMRR_0$ – wzmacnienie napięcia różnicowego i tłumienie napięcia współbieżnego przy prądzie stałym, f_{0,K_r} i $f_{0,CMRR}$ – trzydecybelowe (3dB) częstotliwości załamania modułu wzmacnienia napięcia różnicowego i tłumienia napięcia współbieżnego.

Do wstępnej oceny wpływu czynników układowych na mierzone napięcie wyjściowe U_{wy} można przyjąć przeciętne wartości parametrów popularnych scalonych wzmacniaczy operacyjnych, takie, jak: $K_0 = 1 \cdot 10^5 \text{ V/V}$, $CMRR_0 = 1 \cdot 10^5$, $f_{0,K_r} = 10\text{Hz}$, $f_{0,CMRR} = 300\text{Hz}$, $R_0 = 75\Omega$ oraz jeśli założyć, że: $R_I / (R_I + R_F) = 0,01$ (co wystąpi, jeśli np.: $R_I = 1\text{k}\Omega$ i $R_F = 99\text{k}\Omega$) i $|\delta| = 1 \cdot 10^{-6}$ (co odpowiada różnicy napięć, między E_p i U_{we} , równej $10\mu\text{V}_{\text{ampl}}$, przy ich nominalnych wartościach równych 10V_{ampl}). Wynika stąd, że przy obranej częstotliwości pomiarowej $f = 30\text{Hz}$, na ogół mniejszej od spodziewanej częstotliwości załamania modułu tłumienia napięcia współbieżnego $f_{0,CMRR}$, w układzie tym mogą być łatwo spełnione warunki:

$$\left| \frac{\delta}{K_r} \right| \ll \left| \frac{1}{CMRR} \right|, \quad (16)$$

$$\left| \frac{1}{K_r} \left(1 + \frac{R_0}{R_I + R_F} \right) \right| \ll \frac{R_I}{R_I + R_F}. \quad (17)$$

Wtedy badane napięcie wyjściowe U_{wy} określone jest jedynie wartością współczynnika $CMRR$ i wyraża się prostym równaniem:

$$U_{wy} = \frac{1}{CMRR} \left(1 + \frac{R_F}{R_I} \right) \cdot U_{we} \quad (18)$$

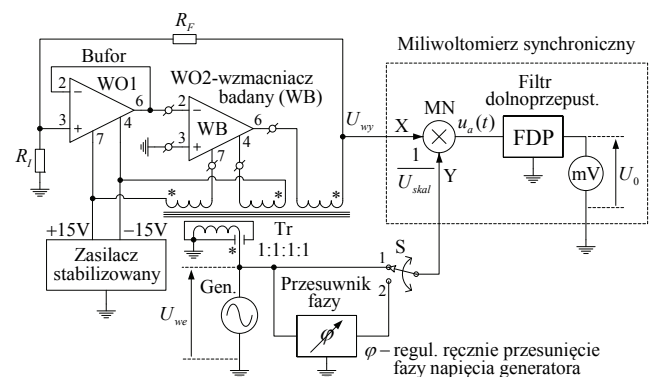
Wynika stąd, że możliwe staje się wyznaczenie współczynnika $CMRR$ bezpośrednio na podstawie mierzonych napięć: wejściowego U_{we} i wyjściowego U_{wy} , z zależności:

$$CMRR = \left(1 + \frac{R_F}{R_I} \right) \cdot \frac{U_{we}}{U_{wy}} \quad (19)$$

Czynnik $(1 + R_F/R_I)$, stanowiący tzw. wewnętrzne wzmacnienie napięciowe układu pomiarowego, przyczynia się do zwiększenia poziomu mierzonego napięcia wyjściowego U_{wy} , co – ze względu na pożądaną dużą czułość metody pomiarowej – jest korzystną jego cechą. Jeśli przyjmując, że: $(1 + R_F/R_I) = 100$ i $U_{we} = 10\text{V}_{\text{ampl}}$, to w przypadku pomiaru współczynnika $CMRR$ o spodziewanej wartości równej ok. $1 \cdot 10^7$ (tj. 140dB), to z zależności (18) otrzymuje się wartość napięcia U_{wy} równą $100\mu\text{V}_{\text{ampl}}$. Napięcie o takiej wartości może być łatwo mierzone za pomocą elektronicznych mikrowoltomierzy napięcia przemiennego. Z rozważań tych wynika, że wypadkowy błąd pomiaru współczynnika $CMRR$ określony jest klasą użytych woltomierzy napięcia przemiennego stosowanych do pomiaru napięcia wejściowego U_{we} i napięcia wyjściowego U_{wy} i może być zwykle mniejszy niż 10%.

5. Opis proponowanego układu pomiarowego

Na rys. 4 przedstawiono – zaproponowany przez autora – uproszczony schemat ideowy układu pomiarowego, zrealizowany wg równoważnego schematu ogólnego, jak na rys. 2b, w którym pomiar współczynnika $CMRR$ dokonuje się przy sinusoidalnym prądzie przemiennym małej częstotliwości (rzędu kilkudziesięciu herców) i zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego badanego wzmacniacza operacyjnego.



Rys. 4. Uproszczony schemat ideowy układu do pomiaru zespolonego współczynnika $CMRR$ wzmacniaczy operacyjnych

Fig. 4. Simplified circuit for measuring the complex $CMRR$ coefficient of operational amplifiers

Układ wyposażono w specjalny transformator pomiarowy napięcia przemiennego Tr posiadający wtórne uzwojenie o nawoju trifilarnym (tzw. „skrętka” trzech izolowanych przewodów), co umożliwiło uziemienie źródła napięcia zasilania badanego wzmacniacza. Na trzech przewodach trifilarnego uzwojenia wtórnego tego transformatora występują teoretycznie równe, co do modułu i fazy, napięcia przemiennie. Napięcia te zastępują dwa źródła napięcia wejściowego U_{we} oraz źródło napięcia pomocniczego E_p występujące w równoważnym schemacie ogólnym układu pomiarowego, jak na rys. 2b. Układ zawiera autonomiczny synchroniczny miliwoltomierz napięcia przemiennego (zwany też fazoczulym lub homodynowym) stanowiący odpowiednie połączenie analogowego układu mnożącego (MN), filtra dolnoprzepustowego (FDP) i miliwoltomierza napięcia stałego (mV).

W przedstawionym układzie pomiarowym, dzięki zastosowanej synchronicznej detekcji przemiennego napięcia wyjściowego U_{wy} , możliwy jest pomiar zarówno stałoprądowej wartości współczynnika tłumienia napięcia współbieżnego $CMRR_0$, jak i trzydecybelowej częstotliwości (3dB) $f_{0,CMRR}$ załamania jego modułu.

Wychodząc z równań (15) i (18), otrzymuje się algebraiczną postać badanego zespolonego napięcia U_{wy} podawanego na wyjście X układu mnożącego:

$$U_{wy} = \frac{1}{CMRR_0} \left(1 + \frac{R_F}{R_I}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{0,CMRR}}\right) \cdot U_{we}, \quad (20)$$

i jego równoważne równanie o postaci wykładniczej:

$$U_{wy} = \frac{1}{CMRR_0} \left(1 + \frac{R_F}{R_I}\right) \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{0,CMRR}}\right)^2} e^{j \left(\arctg \frac{f}{f_{0,CMRR}}\right)} \cdot U_{we}. \quad (21)$$

Przyjmując, że napięcie wejściowe U_{we} jest napięciem sinusoidalnym o zerowej fazie początkowej, które może być zapisane w postaci wykładniczej wielkości zespolonej, jako:

$$U_{we} = U_{we,ampl} \cdot e^{j\omega t}, \quad (22)$$

gdzie: $\omega = 2\pi f$ – pulsacja (prędkość kątowna) napięcia sinusoidalnego,

otrzymuje się:

$$U_{wy} = \frac{1}{CMRR_0} \left(1 + \frac{R_F}{R_I}\right) \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{0,CMRR}}\right)^2} U_{we,ampl} \cdot e^{j \left(\omega t + \arctg \frac{f}{f_{0,CMRR}}\right)}. \quad (23)$$

Stąd chwilowa wartość tego napięcia równa (wg definicyjnej formuły) jego części urojonej:

$$u_{wy}(t) = \frac{1}{CMRR_0} \left(1 + \frac{R_F}{R_I}\right) \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{0,CMRR}}\right)^2} U_{we,ampl} \cdot \sin \left(\omega t + \arctg \frac{f}{f_{0,CMRR}}\right). \quad (24)$$

Chwilowe napięcie $u_a(t)$, występujące na wyjściu układu mnożącego (MN), dane jest iloczynem chwilowych napięć występujących na jego wejściach sterujących (X i Y):

$$u_a(t) = \frac{1}{U_{skal}} u_{wy}(t) \cdot u_{we}(t), \quad (25)$$

gdzie: U_{skal} – stałe napięcie skalujące układu mnożącego.

Po uwzględnieniu trygonometrycznej zależności, że:

$$\sin \alpha \cdot \sin \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)], \quad (26)$$

napięcie $u_a(t)$ wyraża równanie:

$$u_a(t) = \frac{1}{2CMRR_0} \left(1 + \frac{R_F}{R_I}\right) \frac{U_{we,ampl}^2}{U_{skal}} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{0,CMRR}}\right)^2} \cos \left(\arctg \frac{f}{f_{0,CMRR}}\right) + \frac{1}{2CMRR_0} \left(1 + \frac{R_F}{R_I}\right) \frac{U_{we,ampl}^2}{U_{skal}} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{0,CMRR}}\right)^2} \cos \left(2\omega t + \arctg \frac{f}{f_{0,CMRR}}\right). \quad (27)$$

Pierwsza część prawej strony tego równania (nie zawierająca czynnika ωt) przedstawia sobą napięcie stałe występujące na wyjściu układu mnożącego, które jest odwrotnie proporcjonalne do stałoprądowego tłumienia napięcia współbieżnego $CMRR_0$.

Druga część równania wyraża napięcie przemiennie o podwojonej częstotliwości sygnału wejściowego, które zostaje stłumione przez filtr dolnoprzepustowy (FDP) i nie przedostaje się na wyjście układu pomiarowego. Mierzone stałe napięcie wyjściowe U_0 występujące na wyjściu filtra dolnoprzepustowego, ostatecznie, po uwzględnieniu dowiedzionej przez autora, w trakcie teoretycznych i symulacyjnych badań układu, algebraicznie – trygonometrycznej tożsamości:

$$\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{0,CMRR}}\right)^2} \cos \left(\arctg \frac{f}{f_{0,CMRR}}\right) \equiv 1; \quad \text{dla: } |f| < \infty, \quad (28)$$

jest teoretycznie niezależne od obranej częstotliwości pomiarowej f i wyraża się prostym równaniem:

$$U_0 = \frac{1}{2CMRR_0} \left(1 + \frac{R_F}{R_I}\right) \frac{U_{we,ampl}^2}{U_{skal}}. \quad (29)$$

Stąd, stałoprądowe tłumienie napięcia współbieżnego $CMRR_0$ badanego wzmacniacza operacyjnego, określone na podstawie mierzonych w układzie napięć: amplitudy napięcia wejściowego $U_{we,ampl}$ i stałego napięcia wyjściowego U_0 , wyraża się zależnością:

$$CMRR_0 = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_F}{R_I}\right) \frac{U_{we,ampl}^2}{U_{skal} \cdot U_0}. \quad (30)$$

Przyjmując, że: $(1 + R_F/R_I) = 100$, $U_{we,ampl} = 10V$, $U_{skal} = 50mV$ i zakładając, że spodziewana wartość $CMRR_0$ wynosi $1 \cdot 10^7$ (tj. 140dB), to z równania (29) otrzymuje się: $U_0 = 10mV$. Napięcie o takiej wartości może być łatwo mierzone za pomocą dostępnych miliwoltomierzy napięcia stałego.

Pomiaru trzydecybelowej częstotliwości $f_{0,CMRR}$ załamania modułu tłumienia napięcia współbieżnego $CMRR$ dokonuje się przy ustawionym przełączniku S w pozycji 2. Mierzone stałe napięcie U_0 , przy wystąpieniu przesunięcia fazy φ napięcia wejściowego (generatora) podawanego do wejścia Y układu mnożącego, jest określone wzorem:

$$U_0 = \frac{1}{2CMRR_0} \left(1 + \frac{R_F}{R_I}\right) \frac{U_{we,ampl}^2}{U_{skal}} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{0,CMRR}}\right)^2} \cos \left(\arctg \frac{f}{f_{0,CMRR}} - \varphi\right). \quad (31)$$

Napięcie to przyjmuje wartość równą zero, jeśli w układzie spełniony jest warunek:

$$\arctg \frac{f}{f_{0,CMRR}} - \varphi = \frac{\pi}{2}. \quad (32)$$

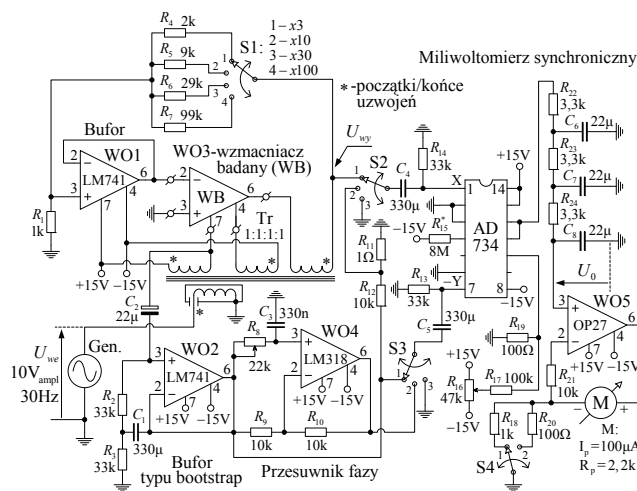
Na tej podstawie częstotliwość $f_{0,CMRR}$ wyznacza się ze wzoru:

$$f_{0,CMRR} = \frac{f}{\operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} + \varphi\right)}. \quad (33)$$

Ze wzoru (32) wynika, że przy przyjętej częstotliwości pomiarowej równej 30Hz i spodziewanej wartości $f_{0,CMRR}$ równej

100Hz, wymagana wartość przesunięcia fazy φ będzie równa ok. $-1,279\text{rd}$ (tj. ok. $-73,3^\circ$).

Na rys. 5 przedstawiono schemat ideowy – opracowanego przez autora – układu pomiarowego zrealizowanego w oparciu o jego uproszczony schemat przedstawiony na rys. 4. Układ wyposażono w synchroniczny miliwoltomierz napięcia przemiennego, o maksymalnej czułości równej $100\mu\text{V}_{\text{ampli}}/\text{zakres}$ [11, 20], służący do pomiaru wyjściowego napięcia przemiennego U_{wy} (patrz: zależność (18)). Miliwoltomierz ten, nieczuły (z samej zasady działania) na sumy własne układu pomiarowego i zakłócenia zewnętrzne, zbudowano z użyciem firmowego scalonego analogowego układu mnożącego typu AD734-Analog Devices [24]. W jego skład wchodzi ponadto: filtr dolnoprzepustowy FDP ($C_6 \div C_8$ i $R_{22} \div R_{24}$) oraz autonomiczny miliwoltomierz napięcia stałego (wzmacniacz operacyjny WO5, miernik magnetoelektryczny M, rezystory: R_{18} , R_{20} i R_{21} i przełącznik S4) o czułości równej $100\text{mV}/\text{zakres}$ (pozycja 1 przełącznika S4) lub $10\text{mV}/\text{zakres}$ (pozycja 2 przełącznika S4).



Rys. 5. Schemat ideowy układu do pomiaru współczynnika $CMRR$
Fig. 5. Real circuit for measuring the $CMRR$ coefficient

Transformator pomiarowy **Tr**, dostarczający trzech równych, co do chwilowych wartości, napięć przemiennych, zaprojektowany do pracy w zakresie częstotliwości: $30\text{Hz} \div 1\text{kHz}$ i dopuszczalnej wartości amplitudy napięcia wejściowego równej 10V (przy $f = 30\text{Hz}$), został wykonany z użyciem magnetowodu ferrytowego typu ETD 59/31/22, N87, $A_L 5000$ – EPCOS [25]. Wtórne trifilarne uzwojenie tego transformatora, liczące 800 zwojów, wykonano „skrętką” trzech izolowanych emali przewodów miedzianych DNE $\Phi = 0,25\text{mm}$ o liczbie skręceń ok. $120/\text{m}$ i długości całkowitej ok. 80m . Uzwojenie to składa się z dwunastu warstw oddzielonych przekładkami izolującymi z folii poliestrowej o grubości $0,05\text{mm}$. Uzwojenie pierwotne o tej samej ilości zwojów, co uzwojenie wtórne, ekranowano dwustronnie, od strony rdzenia magnetycznego i od strony uzwojenia wtórnego, za pomocą przekładek z folii miedzianej o grubości $0,1\text{mm}$. Transformator ten charakteryzuje się modulem błędów δ mniejszym niż $1,6 \cdot 10^{-6}$ (błąd ten wyznaczono na podstawie zmierzonej różnicy napięć występujących na przewodach jego wtórnego uzwojenia).

Zastosowanie, jako bufora, wtórniaka napięcia o ekstremalnie małej rezystancji wyjściowej, rzędu kilku miliomów, zbudowanego z użyciem pomocniczego wzmacniacza operacyjnego WO1, przyczynia się do wyeliminowania wpływu rezystancji wejściowych badanego wzmacniacza WO3 (rezystancja wejścia różnicowego i wejściowe rezystancje doziemne) na mierzoną wartość współczynnika $CMRR$.

W układzie tym, za pomocą przełącznika S1, możliwe jest ustalenie wewnętrznego wzmocnienia napięciowego $(1 + R_{4/5/6/7}/R_1)$

równego odpowiednio: 3, 10, 30 i 100. Przed przystąpieniem do pomiarów dokonuje się zerowania i skalowania synchronicznego miliwoltomierza napięcia przemiennego. Przy zwartym wejściu X z masą układu (pozycja 3 przełącznika S2) i podaniu na wejście Y układu mnożącego napięcia sygnału o wartości $10\text{V}_{\text{ampli}}$ (pozycja 1 przełącznika S3) ustala się, za pomocą precyzyjnego wieloobrotowego potencjometru R_{16} (typu helipot), wskazanie autonomicznego miliwoltomierza napięcia stałego równe zero. Następnie na wejście X układu mnożącego podaje się, z rezystorowego dzielnika napięcia (rezystory: R_{11} i R_{12} , pozycja 2 przełącznika S2), synfazowe napięcie przemiennego o wartości $1,0\text{mV}_{\text{ampli}}$ i, dobierając wartość rezystancji skalującego rezystora R_{15} , ustala się wskazanie miliwoltomierza napięcia stałego równe 100mV , co zgodnie ze wzorem (25), dla sterujących (wejściowych) napięć sinusoidalnych, odpowiada wartości napięcia skalującego U_{skal} równego 50mV . Wartość napięcia skalującego U_{skal} firmowego mnożnika AD734 zasilanego stabilizowanym symetrycznym (względem masy) napięciem $\pm 15\text{V}$, wg badań autora, może być wstępnie oszacowana z empirycznego wzoru:

$$U_{\text{skal}} [\text{mV}] \approx \frac{400}{R_{15} [\text{M}\Omega]} \quad (34)$$

Według zaleceń producenta, w celu zapewnienia prawidłowej pracy „jądra” układu mnożącego (segment Gilberta [9, 10]), amplituda napięcia przemiennego podawanego na jego wejście X powinna być mniejsza od $1,25 U_{\text{skal}}$ [24].

Z zależności (30) wynika, że przy ustalonej wartości napięcia skalującego U_{skal} równego 50mV i amplitudzie napięcia wejściowego równej 10V ($U_{\text{we,skut}} = U_{\text{we,ampli}} / \sqrt{2} \approx 7,072\text{V}$), wartość stałoprądowego współczynnika tłumienia napięcia współbieżnego $CMRR_0$, wzmacniacza badanego (WB), może być wyznaczana z praktycznych wzorów:

$$\text{przełącznik S1 w pozycji x3: } CMRR_0 = \frac{3 \cdot 10^6}{U_0 [\text{mV}]}, \quad (35)$$

$$\text{przełącznik S1 w pozycji x10: } CMRR_0 = \frac{10^7}{U_0 [\text{mV}]}, \quad (35)$$

$$\text{przełącznik S1 w pozycji x30: } CMRR_0 = \frac{3 \cdot 10^7}{U_0 [\text{mV}]}, \quad (36)$$

$$\text{przełącznik S1 w pozycji x100: } CMRR_0 = \frac{10^8}{U_0 [\text{mV}]}. \quad (37)$$

Przesuwnik fazy zbudowany z użyciem wzmacniacza operacyjnego WO4, w zależności od wartości pojemności kondensatora C_3 i wartości rezystancji regulowanego rezystora R_8 , umożliwia opóźnienie fazy napięcia wyjściowego względem fazy napięcia wejściowego (generatora) w zakresie od zera do $-\pi\text{rad}$ (-180°) bez – teoretycznie i praktycznie – zmiany jego amplitudy [9].

Wprowadzane przesunięcia fazy φ wyraża zależność:

$$\varphi = -2\text{arctg}(\omega C_3 R_8). \quad (38)$$

Podstawiając to wyrażenie za φ do równania (33), otrzymuje się zależność określającą trzydecybelową (3dB) częstotliwość $f_{0,CMRR}$ załamania modułu współczynnika $CMRR$, jako:

$$f_{0,CMRR} = \frac{f}{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} - 2\arctg(\omega C_3 R_8)\right)}. \quad (39)$$

Ze względu na pożądaną możliwie dużą dokładność fazoczułej detekcji napięcia podawanego na wejście X układu mnożącego, jak i możliwe przekroczenie jego dopuszczalnej amplitudy (patrz: zależność (24)), obierana częstotliwość pomiarowa f powinna być, na ogół, mniejsza od spodziewanej wartości częstotliwości $f_{0,CMRR}$ załamania modułu współczynnika tłumienia napięcia współbieżnego $CMRR$ badanego wzmacniacza.

Eksperymentalnej weryfikacji wpływu czynnika δ/K_r na mierzoną wartość współczynnika $CMRR$ (patrz: równanie (13) i warunek (16)), dokonano poprzez zamianę miejsc przyłączenia odpowiednich końcówek wszystkich trzech przewodów wtórnego uzwojenia transformatora pomiarowego \mathbf{Tr} (sześć możliwych kombinacji). Czynniki ten, ogólnie, zmienia swój znak, ponieważ zmianie ulega znak błędu względnego δ napięcia pomocniczego indukowanego w przewodzie włączonym w szereg z wyjściem badanego wzmacniacza WB. Czynniki ten, w przypadku porównywalnej wartości z czynnikiem $1/CMRR$, wpływałby na mierzoną wartość napięcia wyjściowego U_{wy} . W wyniku przeprowadzonych badań nie stwierdzono wpływu wymienionego czynnika na mierzone napięcie wyjściowe U_{wy} , a tym samym na wyznaczaną wartość współczynnika $CMRR$, nawet w przypadku dużych jego wartości rzędu $1 \cdot 10^8$ (tj. 160 dB).

6. Zastosowania i uwagi

Opisany układ pomiarowy posłużył do pomiaru współczynnika $CMRR$ wielu popularnych scalonych wzmacniaczy operacyjnych ogólnego stosowania zarówno typu BiFET (TL061, TL071, TL081 i LF357), jak i bipolarnych (LM101, LM108, LM741 oraz precyzyjnych: OP07 i OP27). W wyniku przeprowadzonych pomiarów, losowo wybranych próbek wzmacniaczy tego samego typu LM741 lecz różnych producentów, o liczbie 100 sztuk, wykryto duży rozrzut wartości tego współczynnika wynoszący nawet jak 10000:1 ((75÷155)dB). Trzydecybelowa częstotliwość załamania jego modułu $f_{0,CMRR}$ przyjmowała zaś wartości z zakresu: 10Hz ÷ 3kHz. Uzasadnia to potrzebę wstępnej selekcji wzmacniaczy operacyjnych przeznaczonych do użycia, jako precyzyjnych komparatorów napięcia i dokładnych wzmacniaczy napięciowych o konfiguracji nieodwracającej – w tym zwłaszcza wtórników napięcia oraz tzw. instrumentalnych wzmacniaczy pomiarowych [6 ÷ 9, 16, 22, 23]. Wyniki pomiarów potwierdziły również hipotezę, postawioną przez autora w drugim punkcie pracy, że współczynnik $CMRR$ posiada znak nieokreślony (patrz równania: (3), (4) i (6)), gdyż mierzone za pomocą autonomicznego miliwoltomierza synchronicznego napięcie wyjściowe U_{wy} przyjmuje zarówno wartość dodatnią, jak i wartość ujemną.

Wyniki badań wykonanego układu pomiarowego wskazują na osiągnięcie zasadniczego celu pracy, którym było opracowanie układu do pomiaru, przy prądzie przemiennym małej częstotliwości, współczynnika $CMRR$ o wartościach z zakresu: $1 \cdot 10^4 \div 1 \cdot 10^8$ (tj. (80 ÷ 160)dB), scalonych wzmacniaczy operacyjnych. Można sądzić, że niniejsza praca spełni oczekiwania zarówno projektantów wzmacniaczy operacyjnych, producentów jak i ich użytkowników. Zaproponowany – przez autora – układ do pomiaru współczynnika $CMRR$ pozwoli projektantom wzmacniaczy operacyjnych na sprawdzenie swoich wstępnych założeń projektowych, producentom wzmacniaczy na dokładną selekcję umożliwiającą ich precyzyjny podział według grup jakościowych, użytkownikom zaś na staranną selekcję wzmacniaczy do wyspecjalizowanych zastosowań, a w tym zwłaszcza do realizacji coraz bardziej dokładnych analogowych układów pomiarowych. Zaletą układu jest prostota jego rozwiązań technicznych, łatwa odtwarzalność oraz niska cena. Z tych względów może on znaleźć praktyczne zasto-

sowanie w wielu laboratoriach elektronicznych, zarówno przemysłowych jak i dydaktycznych (np. studenckich), do pomiaru jednego z najważniejszych parametrów roboczych scalonych wzmacniaczy operacyjnych i komparatorów napięcia.

7. Literatura

- [1] Badźmirowski K., Kołodziejski J., Spiralski L., Stolarski E.: Miernictwo elementów półprzewodnikowych i układów scalonych, WKŁ, Warszawa 1984, ss. 268 ÷ 270.
- [2] Brinson M. E., Faulkner D. J.: New approaches to measurement of op. amp. common – mode rejection ratio in the frequency domain, IEE Proceedings – Circuits Devices and Systems, vol. 142, No. 4, Aug. 1995, pp. 247 ÷ 253.
- [3] Bryant J. M.: Simple Op Amp Measurements. Analog Dialogue 45-04, April 2011, pp. 2 ÷ 3. online: www.analog.com/library/analogDialogue/archives/45-04/op_amp_measurements.html.
- [4] Giustolisi G., Palumbo G.: An approach to test open-loop parameters of feedback amplifiers, IEEE Transactions on Circuits Systems, vol. 49, Jan. 2002, pp. 70 ÷ 75.
- [5] Grieken C., Sansen W.: A testset for automatic characterization of opamps in the frequency domain, Proceedings of IEEE international conference on Microelectronic test structures, Barcelona, Spain, March 1993, vol. 6, pp. 83 ÷ 88.
- [6] Górecki P.: Wzmacniacze operacyjne, BTC, Warszawa 2002, ss. 8 ÷ 15 i 100 ÷ 180.
- [7] Łakomy M., Zabrodzki J.: Liniowe układy scalone w technice cyfrowej, PWN, Warszawa 1979, ss. 79 ÷ 81 i 204 ÷ 211.
- [8] Millman J., Halkias Ch.: Układy scalone analogowe i cyfrowe, WNT, Warszawa 1976, ss. 503 ÷ 504.
- [9] Nadachowski M., Kulka Z.: Analogowe układy scalone, WKŁ, Warszawa 1985, ss. 201 ÷ 202 i 369 ÷ 372.
- [10] Nonlinear circuits handbook. Edited by Sheingold D. H., Published by Analog Devices, Norwood, MASS., 1976, pp. 203 ÷ 269.
- [11] Oliver B. M., Cage J. M.: Pomiary i przyrządy elektroniczne, WKŁ, Warszawa 1978, ss. 234 ÷ 236.
- [12] Operational Amplifier Common-Mode Rejection Ratio, M-42, Tutorial, Analog Devices, Copyright 2009, online: www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-042.pdf.
- [13] Pallas-Areny R., Webster J. G.: Common mode rejection ratio in differential amplifiers, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 40, June 1991, pp. 669 ÷ 676.
- [14] Pintelon R., Vandersteken G., Locht L., Rolain Y., Schoukens J.: Experimental Characterization of Operational Amplifiers: A system Identification Approach – Part I: Theory and Simulations, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.53, No.2, June 2004, pp. 854 ÷ 862.
- [15] Połonnikow D. J.: Wzmacniacze operacyjne – teoria i projektowanie, WNT, Warszawa 1987, ss. 18 ÷ 19.
- [16] Praca zbiorowa pod redakcją Eimbinder J.: Zastosowania układów scalonych liniowych, WNT, Warszawa 1974, ss. 26 ÷ 27.
- [17] Recommended Test Procedure for Operational Amplifiers, Intersil, Milpitas, CA, Application Note 551.1, Nov. 1996.
- [18] Sansen W., Steyaert M., Vandeloop P.: Measurement of Operational Amplifier characteristics in the frequency domain, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. IM-34, No.1, March 1985, pp. 59 ÷ 64.
- [19] Spiralski L., Kołodziejski J.: Miernictwo układów scalonych, WKŁ, Warszawa 1979, ss. 88 ÷ 91.
- [20] Sydenham P. H.: Podręcznik metrologii, Tom I: Podstawy teoretyczne, WKŁ, Warszawa 1988, ss. 439 ÷ 450.
- [21] Zhou J., Liu J.: On the measurement of common – mode rejection ratio, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 52, No.1, Jan. 2005, pp. 49 ÷ 53.
- [22] Linear ICs Data Book, 2009/2010, Thomson Semiconductors.
- [23] The Linear Control Circuits Data Book for design Engineers. Copyright 2010–By Texas Instruments Incorporated.
- [24] www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD734.pdf.
- [25] www.epcos.com/inf/80/db/fer_01/04970499.pdf.