

Jan WIŚNIEWSKI

UNIWERSYTET ZIELONOGÓRSKI, INSTYTUT INFORMATYKI I ELEKTRONIKI
ul. Podgórna 50, 65-246 Zielona Góra

Układ do pomiaru tłumienia napięcia współbieżnego precyzyjnych komparatorów napięcia typu LM111

Dr inż. Jan WIŚNIEWSKI

Ukończył studia (1970 r.) na Wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej. Pracę doktorską obronił (1980 r.) w Instytucie Metrologii Elektrycznej Pol. Wrocł. Starszy wykładowca w Instytucie Informatyki i Elektroniki Uniwersytetu Zielonogórskiego. Główne zainteresowania autora, to elektryczne i elektroniczne miernictwo precyzyjne oraz wspomagana komputerowo optymalizacja analogowych elektronicznych układów pomiarowych.



e-mail: j.wisniewski@iie.uz.zgora.pl

Streszczenie

W pracy rozważono zagadnienie pomiaru, przy prądzie przemiennym i zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego, współczynnika tłumienia napięcia współbieżnego (*CMRR*) o wartości rzędu $1 \cdot 10^5 \div 1 \cdot 10^7$ (tj. $100 \div 140$) dB) scalonych komparatorów napięcia typu LM111. W wyniku przeprowadzonej analizy teoretycznej właściwości metrologicznych układu pomiarowego ustalono istotny związek między stosunkiem mierzonych w układzie napięć, zależnym od współczynnika *CMRR*, a innymi parametrami badanego komparatora napięcia, w tym zwłaszcza wzmocnieniem napięcia różnicowego, stanowiący podstawę ilościowej oceny błędu metody pomiarowej. Zaproponowano nowe techniczne rozwiązanie układu pomiarowego zawierające specjalny transformator pomiarowy napięcia przemiennego wyposażony we wtórne uzwojenia o nawoju bifilarnym, co przyczyniło się do wyeliminowania wpływu skończonej wartości wzmocnienia różnicowego badanego komparatora napięcia na mierzoną wartość współczynnika *CMRR*.

Słowa kluczowe: komparatory napięcia, miernictwo układów scalonych, układy scalone.

Circuit for measuring of common mode rejection ratio of precise voltage comparators type LM111

Abstract

The comparator open-loop common-mode rejection ratio (*CMRR*) is a measure of the comparator's ability to reject common signals present in equal measure at both inputs. *CMRR* according to the definition is the ratio of the differential-mode gain to common-mode gain. Often, manufacturer data sheets only give DC *CMRR* value and *CMRR* curve over frequency while no measurement methods are given. The present work deals with measurements of common mode rejection ratio of values of the order $1 \cdot 10^5 \div 1 \cdot 10^7$ (i.e. $100 \div 140$) dB) of the voltage comparators type LM111. The present investigation concerns the method of measurement of coefficient *CMRR* with closed loop feedback of voltage comparator at alternating current. Important relationship between measured output voltage (U_{wy}) and finite values of parameters of comparator and others parameters of measuring circuit has been discovered by means of detailed analysis (see equations (12) and (17)). This relationship is the basis for quantitative analysis of the error of measuring method. Finally proposed – by author – a new solution of measuring circuit different from others existing up to date offer significant improvements over previous methods and is capable of accurate measurements on high-performance analogue comparators. It is based on special precise inductive voltage transformer with bifilar windings (Tr, Fig. 4). Such the error of measuring method is independent from finite value of differential open loop voltage gain and the output voltage is directly related to *CMRR*. The unity gain differential amplifier (buffer) which is implemented at input device under test (DUT: KB, Fig. 2÷4) eliminates differential and common-mode input resistances of DUT on measuring output voltage and thereby *CMRR*.

Keywords: integrated circuits, measurement of integrated circuits, voltage comparators.

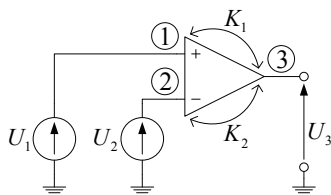
1. Wstęp

Intensywny rozwój analogowych komparatorów napięcia (które będą dalej nazywane w skrócie komparatorami), głównie w postaci scalonej, doprowadził do ich masowego stosowania jako podstawowego elementu analogowo – cyfrowych układów elektronicznych stanowiących wyposażenie różnorodnych urządzeń pomiarowo – kontrolnych i sterujących. Komparatory napięcia są w istocie różnicowymi wzmacniaczami napięcia o bardzo dużym wzmocnieniu, pracującymi z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego, przeznaczonymi do porównania dwóch napięć wejściowych. Napięcie wyjściowe najczęściej zmienia swą wartość na dodatnią lub ujemną, w zależności od tego jakie napięcia są doprowadzane do jego wejść sterujących. Wykrywają one, które z dwóch napięć ma większą wartość lub wykrywają chwilę, kiedy badane napięcie sygnału przekracza z góry ustaloną wartość napięcia odniesienia podawanego do jednego z wejść komparatora. Chociaż są elementami pokrewnymi wzmacniacza operacyjnego często w opisie ich właściwości nie wymienia się tak podstawowego parametru, jakim jest ich współczynnik tłumienia napięcia współbieżnego *CMRR*, determinujący błąd porównania dwóch napięć. Wielu producentów nie podaje nawet najmniejszej gwarantowanej wartości tego współczynnika. Współczynnik *CMRR* określony jest stosunkiem napięciowego wzmocnienia różnicowego do napięciowego wzmocnienia współbieżnego (przy połączonych ze sobą zaciskach wejściowych). Współczynnik ten zdeterminowany jest, przede wszystkim, właściwościami obwodu wejściowego komparatora. Ze względu na podobieństwo rozwiązań układowych tranzystorowych stopni wejściowych wzmacniaczy operacyjnych i komparatorów napięcia, współczynnik ten powinien przyjmować spodziewane wartości z zakresu $1 \cdot 10^4 \div 1 \cdot 10^7$, tj. $80 \div 140$ dB.

Rozwój technologii przyrządów półprzewodnikowych umożliwia wytwarzanie komparatorów coraz lepszych, coraz bardziej zbliżonych do ideału. Ciągłej poprawie właściwości komparatorów powinien odpowiadać jednocześnie rozwój metod i technik pomiaru ich parametrów. Zagadnienie to jest jednakowo ważne zarówno na etapie opracowania produkcji, kontroli, jak i dla potencjalnego odbiorcy. Możliwość szybkiego pomiaru, chociażby tylko podstawowego parametru komparatora napięcia, jest koniecznością w praktyce każdego użytkownika. Zagadnienie pomiaru współczynnika tłumienia napięcia współbieżnego *CMRR* zarówno wzmacniaczy operacyjnych, jak i komparatorów napięcia nie znalazło dotychczas zadowalającego rozwiązania. W zamierzeniach producentów komparatory napięcia przeznaczone są wyłącznie do pracy z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego. Wynika stąd podstawowa trudność pomiaru tego współczynnika w otwartym układzie pracy, gdyż niewielkie wejściowe napięcie niezrównoważenia (ang. oznaczenie: U_{os}), rzędu pojedynczych miliwoltów, przyczynia się do pełnego napięciowego wysterowania (tzw. „nasylenia”) jego wyjścia. Zdaniem autora każdy komparator napięcia, drogą odpowiedniej modyfikacji układowej jego stopnia wyjściowego i odpowiedniej korekcji charakterystyki częstotliwościowej, może zostać przekształcony we wzmacniacz operacyjny pracujący stabilnie (w sensie braku pasożytniczych drgań elektrycznych) z zamkniętą pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego. Wtedy możliwy jest pomiar współczynnika *CMRR* w zaproponowanym przez autora układzie pomiarowym, w którym badany komparator pracuje z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego, a na jego wyjściu występuje niewielkie napięcie niezrównoważenia, rzędu ułamka volta.

2. Istota i znaczenie tłumienia napięcia współbieżnego

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



Rys. 1. Układ pracy komparatora z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego
Fig. 1. Voltage comparator operating with open loop feedback

Wzmocnienia napięciowe w odniesieniu do wejścia nieodwracającego (1) i wejścia odwracającego (2) mogą się nieco różnić [8]. 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 napięć, jest określone jako:

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

Dodając i odejmując i 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:

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

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

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:

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

Współczynnik ten ma 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:

$$U_3 = K_r \left[(U_1 - U_2) + \frac{1}{CMRR} U_1 \right]. \quad (7)$$

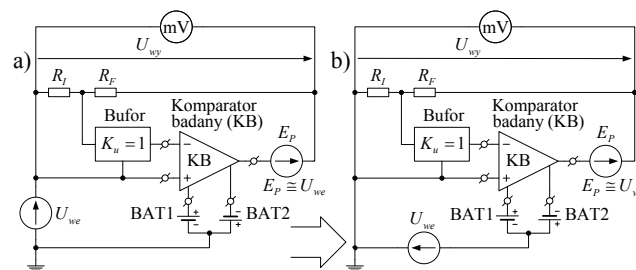
Z równania tego wynika, że $CMRR$ ma bezpośrednią interpretację fizyczną i wyraża stopień redukcji sygnału współbieżnego U_1 względem sygnału różnicowego $(U_1 - U_2)$ na wyjściu komparatora. Współczynnik $CMRR$ traci swoje znaczenie (tzn. nie wystąpi w powyższym równaniu) w przypadku, gdy nieodwracające 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 komparatora z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego, 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 komparator jest w istocie wzmacniaczem prądu stałego o bardzo dużym wzmocnieniu napięciowym, co sprawia, że niewielkie wejściowe napięcie niezrównoważenia (z ang. U_{os}), rzędu pojedynczych miliwoltów, powoduje pełne napięciowe wystawienie jego wyjścia. Z tego względu pomiaru współczynnika $CMRR$ dokonuje się wyłącznie przy zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego [1 ÷ 8, 11, 13].

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 wzmocnieniu jednostkowym zasadniczo niezależnym od stosunku rezystancji rezystorów pętli sprzężenia zwrotnego, tj. R_F/R_I [4, 5, 6]. 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 bardzo małą wartość powodowaną skończonymi wartościami parametrów badanego komparatora – w tym zwłaszcza wpływem K_r i $CMRR$.



Rys. 2. Schematy ogólne równoważnych układów do pomiaru współczynnika $CMRR$ przy zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego, a) z „pływającym” woltomierzem napięcia wyjściowego, b) z „pływającym” źródłem zasilania stałoprądowego

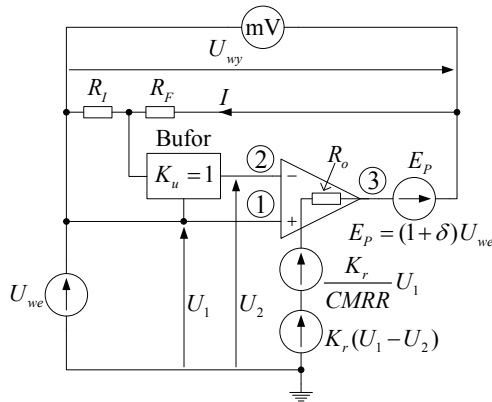
Fig. 2. Circuits with closed loop feedback for $CMRR$ measurement, a) with floating voltmeter output voltage, b) with floating DC power supply

Autor postawił sobie zadanie wyeliminowania wpływu zarówno skończonej wartości wzmocnienia różnicowego K_r , jak i rezystancji wejściowych badanego komparatora na mierzoną wartość jego współczynnika $CMRR$. W celu wyeliminowania wpływu K_r , włączono szeregowo z wyjściem badanego komparatora dodatkowe pomocnicze źródło napięcia E_p o wartości teoretycznie równej napięciu wejściowemu U_{we} , zaś w celu wyeliminowania wpływu rezystancji wejściowych (rezystancja wejścia różnicowego i wejściowe rezystancje doziemne) jego wejście różnicowe jest buforowane za pomocą wtórника napięcia o teoretycznie nieskończonej dużej rezystancji wejściowej i zerowej rezystancji wyjściowej. Pełnej analizy wpływu dodatkowego źródła napięcia E_p na pracę układu pomiarowego dokonano w następnym punkcie pracy.

Na rys. 2b przedstawiono równoważny praktyczny układ pomiarowy, w którym po zamianie węzła uziemienia, który obrano jako nieodwracające wejście komparatora, możliwe stało się uziemienie zarówno bufora napięcia, jak i miliwoltomierza napięcia wyjściowego. Jednakże, w tym przypadku, badany komparator musi być zasilany z tzw. „pływającego” (nieuziemionego, z ang. floating) źródła napięcia stałego (BAT1 i BAT2).

4. Analiza właściwości metrologicznych układu pomiarowego

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



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

Fig. 3. A small signal equivalent circuit with closed loop feedback for $CMRR$ measurement

W schemacie zastępczym komparatora, bazującego na równaniu (7), uwzględniono dodatkowo jego niezerową rezystancję wyjściową R_0 . Czynniki δ , opisujące parametry dodatkowego źródła napięcia pomocniczego E_p , wyraża błąd względny jego napięcia w odniesieniu do napięcia wejściowego U_{we} . Badany komparator napięcia, na skutek włączenia dodatkowego pomocniczego źródła napięcia, ustala na swoim wyjściu (punkt 3) napięcie (względem masy) bliskie zera. Tym samym graniczna wartość wejściowego napięcia różnicowego (między punktami 1 i 2), niezależnie od wartości wzmocnienia różnicowego K_r , dla wartości błędu δ dążącego do zera, będzie równa zero. Wynika stąd, że mierzone napięcie wyjściowe U_{wy} , będące wielokrotnością napięcia różnicowego (ściśle: jest większe $(1+R_F/R_I)$ razy), powinno mieć znikomo małą wartość, powodowaną jedynie skończoną wartością współczynnika tłumienia napięcia współbieżnego $CMRR$.

Wychodząc z oczkowego bilansu napięć według napięciowego prawa Kirchhoffa:

$$U_1 + U_{wy} - (1 + \delta)U_1 + IR_0 - \frac{K_r}{CMRR}U_1 - K_r(U_1 - U_2) = 0 \quad (8)$$

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

$$U_1 = U_{we}, \quad (9)$$

$$U_2 = U_{we} + IR_I, \quad (10)$$

$$I = \frac{U_{wy}}{R_I + R_F}, \quad (11)$$

otrzymuje się wyrażenie określające stosunek mierzonych w układzie napięć:

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{\frac{1}{CMRR} + \frac{\delta}{K_r}}{\frac{R_I}{R_I + R_F} + \frac{1}{K_r} \left(1 + \frac{R_0}{R_I + R_F} \right)}. \quad (12)$$

Zależność ta uwzględnia wpływ wszystkich istotnych czynników układowych na stosunek mierzonych napięć i stanowi punkt wyjścia oceny ilościowej właściwości metrologicznych układu pomiarowego. W przypadku braku źródła napięcia pomocniczego E_p , którego napięcie jest wyrażone jako: $(1 + \delta)U_{we}$, w liczniku zależności (12) w miejsce błędu δ wpisana byłaby liczba jeden, a wzmocnienie różnicowe K_r wpływałoby, w równym stopniu jak tłumienie napięcia współbieżnego $CMRR$, na stosunek mierzonych napięć.

Wzmocnienie różnicowe K_r i tłumienie napięcia współbieżnego $CMRR$ mogą być opisane w zakresie małych częstotliwości, mniejszych niż 10kHz, za pomocą jednobiegunowych funkcji częstotliwości [2, 6, 8, 12, 13]:

$$K_r = \frac{K_0}{1 + j \frac{f}{f_{0,K_r}}}, \quad (13)$$

$$CMRR = \frac{CMRR_0}{1 + j \frac{f}{f_{0,CMRR}}}, \quad (14)$$

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

Komparator LM111, pracujący z wyjściem wtórnym (wyjście komparatora: końcówka nr 1, obudowa DIL8), cechuje się wzmocnieniem napięciowym K_0 równym około $5 \cdot 10^3$ V/V i małą rezystancją wyjściową rzędu kilkudziesięciu omów [4, 15]. Autor ustalił doświadczalnie, iż w celu zapewnienia stabilności (w sensie braku wzbudzenia się niepożądanych okresowych drgań pasożytniczych) układu pomiarowego, dla założonych wartości rezystancji rezystorów pętli sprzężenia zwrotnego: $R_F = 200 \Omega$ i $R_I = 19,8 \text{ k}\Omega$ (co odpowiada: $R_I/(R_I + R_F) = 0,01$), biegun dominujący f_{0,K_r} powinien mieć wartość mniejszą niż 1 kHz. Ze względu na podobne rozwiązania układowe stopni wejściowych wzmacniaczy operacyjnych i komparatorów napięcia ich współczynnik $CMRR_0$ powinien mieć wartość rzędu (80÷140) dB, zaś jego częstotliwość załamania modułu $f_{0,CMRR}$ powinna przyjmować wartości większe niż 300 Hz. Jeśli przyjąć wstępnie, że moduł błędu względnego δ napięcia źródła pomocniczego E_p jest mniejszy niż $10 \cdot 10^{-6}$ (co odpowiada różnicy napięć, między E_p i U_{we} równej $30 \mu\text{V}_{skut}$, przy ich nominalnych wartościach równych 3 V_{skut}), to wynika stąd, że przy obranej częstotliwości pomiarowej $f = 40 \text{ Hz}$, wielokrotnie mniejszej od częstotliwości załamania modułu tłumienia napięcia współbieżnego $f_{0,CMRR}$, w układzie tym mogą być łatwo spełnione warunki:

$$\left| \frac{\delta}{K_r} \right| \ll \left| \frac{1}{CMRR} \right|, \quad (15)$$

$$\left| \frac{1}{K_r} \left(1 + \frac{R_0}{R_I + R_F} \right) \right| \ll \frac{R_I}{R_I + R_F}. \quad (16)$$

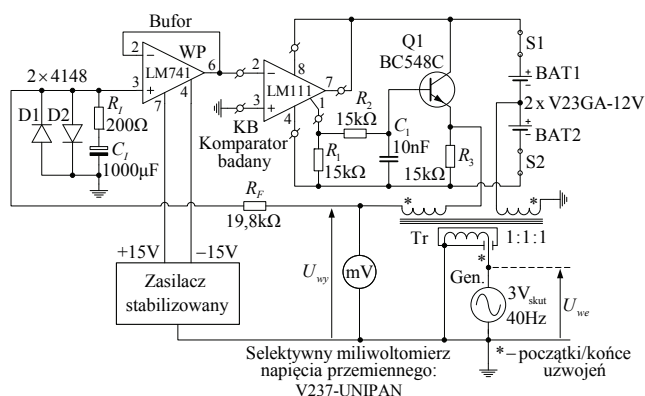
Wtedy możliwe staje się wyznaczanie współczynnika $CMRR$ bezpośrednio na podstawie mierzonych napięć: wejściowego U_{we} i wyjściowego U_{wy} , z zależności:

$$CMRR = \left(1 + \frac{R_F}{R_I} \right) \cdot \frac{U_{we}}{U_{wy}}. \quad (17)$$

Czynnik $(1+R_f/R_f)$, stanowiący tzw. wewnętrzne wzmocnienie napięciowe, przyczynia się do zwiększenia poziomu mierzonego napięcia wyjściowego, co ze względu na pożądaną dużą czułość metody pomiarowej, jest korzystną cechą układu pomiarowego. Jeśli przyjąć, że: $(1+R_f/R_f)=100$ i $U_{we}=3 V_{skut}$, to w przypadku pomiaru współczynnika $CMRR$ o spodziewanej wartości równej około $1 \cdot 10^6$ (tj. 120 dB), otrzymuje się wartość napięcia U_{wy} równą około $0,3 mV_{skut}$. Napięcie o tym poziomie wartości może być łatwo mierzone za pomocą wielu dostępnych firmowych selektywnych elektronicznych miliwoltomierzy napięcia przemiennego. Wynika stąd, że wypadkowy błąd pomiaru współczynnika $CMRR$ określony jest jedynie klasą 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 – schemat ideowy układu pomiarowego zrealizowany w oparciu o schemat ogólny, jak na rys. 2b. Istotną zmianą w stosunku do stosowanych dotychczas rozwiązań układowych jest wyposażenie go w specjalny transformator pomiarowy napięcia przemiennego Tr posiadający wtórne uzwojenia o nawoju bifilarnym, wytwarzający na tych uzwojeniach, równe co do modułu i fazy, napięcia przemiennie. Zastosowanie wtórnika napięcia (jako bufora) o ekstremalnie małej rezystancji wyjściowej, zbudowanego z użyciem pomocniczego wzmacniacza operacyjnego WP, przyczynia się do wyeliminowania wpływu rezystancji wejściowych badanego komparatora na mierzoną wartość współczynnika $CMRR$. W celu zapewnienia stabilności (w sensie braku drgań pasożytniczych), za pomocą rezystora R_2 i kondensatora C_1 , dokonano korekcji charakterystyki częstotliwościowej wzmocnienia napięciowego badanego komparatora tzw. biegunem dominującym $f_{0,K}$ o wartości równej około 1 kHz. Wtórnik emiterowy, zbudowany z użyciem tranzystora bipolarnego Q1, zapewnia wystarczająco małą rezystancję wyjściową tak zmodyfikowanego komparatora, równą około 60 Ω . Diody: D1 i D2 zapobiegają napięciowemu nasyceniu wyjścia wtórnika napięcia, powodowanym wejściowym prądem polaryzacji wzmacniacza pomocniczego WP, podczas odłączenia od układu pomiarowego badanego komparatora KB.



Rys. 4. Schemat ideowy układu do pomiaru współczynnika $CMRR$

Fig. 4. A real circuit for measurement $CMRR$

W układzie tym, jako źródło napięcia zasilania (BAT1 i BAT2) badanego komparatora KB, zastosowano dwie miniaturowe baterie alkaliczne typu V23GA-12V-Philips. Transformator pomiarowy Tr , przeznaczony do pracy w zakresie częstotliwości: $40 \text{ Hz} \div 1 \text{ kHz}$ i skutecznym napięciu wejściowym $5 V_{skut}$ (przy $f=40 \text{ Hz}$), cechujący się modulem błędu δ mniejszym niż $2,8 \cdot 10^{-6}$ (błąd ten wyznaczono na podstawie zmierzonej różnicy napięć występujących na jego wtórnych uzwojeniach), wykonano z użyciem magnetowodu ferrytowego typu ETD 59/31/22, N87,

A1,5000 – EPCOS [14]. Wtórne bifilarne uzwojenie transformatora, liczące 400 zwojów, wykonano „skrętką” dwóch izolowanych emali przewodów miedzianych $DNE \Phi=0,35 \text{ mm}$ o liczbie skręceń około 100/m i długości całkowitej około 40 m. Uzwojenie to składa się z ośmiu warstw oddzielonych przekładkami izolującymi z folii poliestrowej o grubości 0,05 mm. Uzwojenie pierwotne, o takiej samej liczbie 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 mm. Obrona częstotliwość pomiarowa $f=40 \text{ Hz}$ (około 75 razy mniejsza od zbadanej trzy-decybelowej częstotliwości $f_{0,CMRR}$ załamania modułu tego współczynnika (patrz: zależność (14)), przyjmującej wartość około 3kHz), jest na tyle mała, że mierzona z użyciem miliwoltomierza selektywnego V237-UNIPAN wartość modułu współczynnika $CMRR$, przy prądzie przemiennym, jest teoretycznie mniejsza zaledwie o około 0,01% od wartości $CMRR_0$ określonej dla prądu stałego. Eksperymentalnej weryfikacji wpływu czynnika δK , na mierzoną wartość współczynnika $CMRR$ (patrz: równanie (12) i warunek (15)), dokonano przez zamianę miejsc przyłączenia odpowiednich końcówek wtórnych uzwojeń transformatora pomiarowego Tr . Czynniki ten zmienia swój znak, ponieważ zmianie ulega wtedy znak błędu względnego δ napięcia pomocniczego indukowanego we wtórnym uzwojeniu transformatora, włączonym w szereg z wyjściem badanego komparatora. Czynniki ten, w przypadku porównywalnej wartości z czynnikiem $1/CMRR$, wpływałby na mierzoną wartość napięcia wyjściowego U_{wy} . W wyniku przeprowadzonych pomiarów 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, większych niż $1 \cdot 10^6$ (tj. 120 dB). W opisanym układzie pomiarowym współczynnik $CMRR$ wyznacza się z prostej zależności:

$$CMRR = 100 \cdot \frac{U_{we}}{U_{wy}} \quad (18)$$

6. Zastosowania i uwagi

Opisany układ pomiarowy, w wersji fizycznego układu próbnego, posłużył autorowi do pomiaru współczynnika $CMRR$ popularnych scalonych precyzyjnych komparatorów napięcia ogólnego stosowania typu: LM111, LM211 i LM311. W wyniku przeprowadzonych pomiarów, próbek o liczbie 100 sztuk losowo wybranych komparatorów tego samego typu, lecz różnych producentów, wykrywano duży produkcyjny rozrzut wartości tego współczynnika, wynoszący nawet około 125:1 (72÷114) dB. Uzasadnia to potrzebę wstępnej selekcji firmowych komparatorów przeznaczonych do użycia jako dokładnych komparatorów napięcia [4, 6].

Potwierdzona licznymi pomiarami praktyczna użyteczność wykonanego układu pomiarowego wskazuje na osiągnięcie zamierzonego celu pracy, którym było opracowanie układu do pomiaru, przy prądzie przemiennym małej częstotliwości, współczynnika tłumienia napięcia współbieżnego $CMRR$ o dużej wartości rzędu $1 \cdot 10^5 \div 1 \cdot 10^7$ (tj. $100 \div 140 \text{ dB}$) scalonych komparatorów napięcia. Można sądzić, że niniejsza praca spełni oczekiwania zarówno projektantów komparatorów napięcia, producentów, jak i ich użytkowników. Zaproponowany – przez autora – układ pomiarowy pozwoli projektantom komparatorów na sprawdzenie swoich wstępnych założeń projektowych, producentom na dokładną selekcję umożliwiającą ich precyzyjny podział według grup jakościowych, użytkownikom zaś na staranną selekcję komparatorów do wyspecjalizowanych zastosowań, a w tym zwłaszcza do realizacji coraz bardziej dokładnych analogowo-cyfrowych układów i systemów pomiarowych. Zaletą układu jest prostota jego rozwiązań technicznych, łatwa odtwarzalność oraz niska cena. Z tych względów może on znaleźć zastosowanie w wielu laboratoriach elektronicznych, zarówno przemysłowych, jak i studenckich, do

pomiaru jednego z najważniejszych parametrów roboczych scalonych komparatorów napięcia.

7. Literatura

- [1] Badźmirowski K., Kołodziejcki 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, Aug. 1995, vol. 142, Issue 4, pp. 247 ÷ 253.
- [3] Giustolisi G., Palumbo G.: An approach to test open-loop parameters of feedback amplifiers, IEEE Transactions on Circuits and systems, vol. 49, Jan. 2002, pp. 70 ÷ 75.
- [4] Łakomy M., Zabrodzki J.: Liniowe układy scalone w technice cyfrowej, PWN, Warszawa 1979, ss. 79 ÷ 81 i 204 ÷ 211.
- [5] Millman J., Halkias Ch.: Układy scalone analogowe i cyfrowe, WNT, Warszawa 1976, ss. 503 ÷ 504.
- [6] Nadachowski M., Kulka Z.: Analogowe układy scalone, WKŁ, Warszawa 1985, ss. 201 ÷ 202 i 349 ÷ 392.
- [7] 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.
- [8] Połonnikow D. J.: Wzmacniacze operacyjne – teoria i projektowanie, WNT, Warszawa 1987, ss. 18 ÷ 19.
- [9] Praca zbiorowa pod redakcją Eimbinder J.: Zastosowania układów scalonych liniowych, WNT, Warszawa 1974, ss. 26 ÷ 27.
- [10] Recommended Test Procedure for Operational Amplifiers, Harris Semiconductors, Application Note AN551.1, Nov. 1996.
- [11] Spiralski L., Kołodziejcki J.: Miernictwo układów scalonych, WKŁ, Warszawa 1979, ss. 88 ÷ 91.
- [12] Wiśniewski J., Baranowski J.: Zmiennoprądowy model zastępczy wzmacniacza operacyjnego, Archiwum Elektrotechniki, Tom XXVII, Zeszyt 103 – 1/1978, ss. 101 ÷ 114.
- [13] Zhou J., Liu J.: On the measurement of common – mode rejection ratio, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 52, Issue 1, Jan. 2005, pp. 49 ÷ 53.
- [14] www.epcos.com/inf/80/db/fer_01/04970499.pdf
- [15] www.national.com/profile/snip.cgi/openDS=LM111.

otrzymano / received: 02.07.2008

przyjęto do druku / accepted: 01.09.2010

artykuł recenzowany

INFORMACJE

Targi ENERGETAB 2010

W dniach 14-16 września 2010 w Bielsku-Białej odbyły się XXIII targi ENERGETAB zorganizowane przez ZIAD Bielsko-Biała. Wzięło w nich udział ponad 600 polskich firm a także kilkanaście firm z Europy i Azji. Tegoroczne targi były wyjątkowe pod względem organizacji. Duża część ekspozycji znajdowała się na terenie nowo otwartej, nowoczesnej hali widowiskowo – sportowej, z doskonale przygotowanym zapleczem organizacyjnym, technicznym i gastronomicznym. Targi ENERGETAB 2010 imponowały powierzchnią ekspozycji sięgającą 25 000 m² i dużą liczbą wystawców.

Wprawdzie targi ENERGETAB najsilniej związane są z energetyką, niemniej w praktyce dziedzina ta jest na tyle szeroka, że łączy w sobie wiele obszarów zastosowań przemysłowych. Na targi ENERGETAB przyjechało wielu przedstawicieli firm z branży automatyki. Prezentowały się wszystkie większe firmy dystrybucyjne, dostawcy złączy, kabli, przekaźników, producenci i importerzy obudów, sprzedawcy aparatury pomiarowej. Obecni byli dostawcy sterowników, systemów pomiarowo-kontrolnych, akumulatorów i generatorów zasilających oraz systemów do pomiaru i rozliczania zużycia energii elektrycznej, ponieważ wiele systemów tworzonych dla energetyki, bazuje na zintegrowanych w całość wielu technologiach i produktach.

W czasie targów swoje produkty zaprezentowały znane polskie firmy. ABB pokazała najnowsze trendy w branży energetyki i automatyki. Wystawa firmy Alf Sensor specjalizującej się w produkcji przemysłowych czujników temperatury skupiała się na termoparach i termometrach oporowych a także miernikach i regulatorach. Dużym zainteresowaniem cieszyło się stoisko firmy Energopomiar Elektryka. Jest to firma z wieloletnią tradycją gwarantująca profesjonalny poziom usług i produktów. W tym roku Energopomiar zaprezentował pierwszy w Polsce przewoźny zespół napięciowy o wysokim zakresie i dokładności pomiaru, służący do badań urządzeń stacyjnych wysokiego napięcia, wyposażony w zespół probierczy napięciowy 250 kV oraz przekładnik wzorcowy 110 kV. Podczas targów przy „mobilnym laboratorium” zorganizowano prezentację, podczas której specjaliści z firmy przedstawili jego możliwości pomiarowe. Farnall zaprezentował najnowsze produkty z branży aparatury sterowniczej

i automatyki przemysłowej. Wystawcy starali się przyciągnąć zwiedzających także oryginalnymi pomysłami. Np. firma ZamelCet umieściła na swoim stoisku ruletkę i stół do gry w karty dla gości, ponieważ hasło ich ekspozycji brzmiało: „ZAMEL CET odkrywamy karty”.

Wśród wystawców nie zabrakło również wiodących przedstawicieli branży elektrotechnicznej i energetycznej, jak na przykład: Apator Control, Arvea, Belos-PLP, Cantoni, Elektrobudowa, Elektromontaż, Elkomtech, Eltel Networks, Ergoaparatura, Europoles, Jean Mueller, Medcom, Mikronika, Nexans, Phoenix Contact, PKP Energetyka, PSE- Operator, Relpol, Siemens, Schreder, Tauron, Tele-Fonika, ZPUE. Zaprezentowali oni swoje najnowsze aparaty, urządzenia oraz technologie dla energetyki, która planuje w najbliższych latach znaczne inwestycje, zarówno w sektorze wytwarzania jak i w sieciach przemysłowych i dystrybucyjnych.



Z roku na rok bielskie targi cieszą się coraz większym zainteresowaniem zarówno przedstawicieli różnych firm, jak i prywatnych użytkowników i młodzieży, co pozwala mieć nadzieję na rozwój polskiej myśli technicznej w przyszłości. Na trzeciej stronie okładki zamieszczona jest galeria zdjęć z tegorocznych Targów.

Opracowanie: mgr inż. Beata KRUPANEK