

Jacek SOBCZYK

NIEZRÓWNOWAŻONY MOSTEK REZYSTANCYJNY LINEARYZOWANY UKŁADEM DZIELĄCYM

Streszczenie. Przedstawiono linearyzację niezrównoważonego mostka rezystancyjnego, pracującego przy zmianach rezystancji od 0 do 2R. Układ linearyzujący został zrealizowany w oparciu o układ dzielący o przetwarzaniu na czas trwania impulsu. Przedstawiono ocenę błędów wnoszonych przez układy elektroniczne.

1. Wstęp

Pomiar zmian rezystancji jest częstym problemem, zwłaszcza przy pomiarach wielkości nieelektrycznych. Do tego celu szczególnie użyteczny jest niezrównoważony mostek rezystancyjny prądu stałego.

Nieliniową zależność zmian napięcia nierównowagi mostka od rezystancji należy linearyzować, gdy zakres pomiarowy jest duży, a wymagana dokładność jest znaczna.

Istnieje szereg pozycji w literaturze zajmujących się linearyzacją niezrównoważonych mostków prądu stałego. Przedstawiane metody można ogólnie podzielić na:

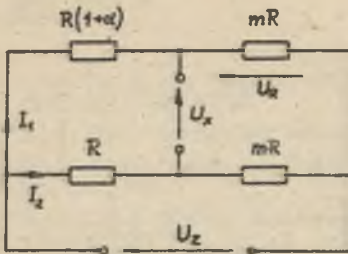
- metodę z odwrotną funkcją przetwarzania,
- metodę addytywnej korekcji nieliniowości,
- metodę kompensacyjną.

Współcześnie szeroko rozpowszechnione są elementy scalone które umożliwiają realizację układów linearyzujących w stosunkowo prosty sposób. Do celów linearyzacji sygnału nierównowagi mostka wykorzystuje się wzmacniacze operacyjne, układy mnożące lub dzielące.

Rozpatrzone linearyzację niezrównoważonego mostka za pomocą układu dzielącego o przetwarzaniu na proporcjonalny czas trwania impulsu. Przedstawiona metoda polega na dzieleniu dwóch sygnałów zależnych od względnej zmiany rezystancji i służy do pomiaru dużych względnych zmian rezystancji.

Jeśli założy się, że zasilanie układu (rys. 1) jest napięciowe oraz rezystancja wejściowa wskaźnika nierównowagi $R_{wsk} \gg R$ to,

$$U_x = U_z \frac{R}{1+m} \cdot \frac{\frac{C}{1+m}}{1 + \frac{C}{1+m}} \quad (1)$$



Rys. 1

jeśli $m=1$,

$$U_x = \frac{U}{2} \cdot \frac{mR}{1+mR} \quad (2)$$

gdzie $\alpha = \pm \frac{\Delta R}{R}$, ΔR - bezwzględna zmiana rezystancji.

Prąd w gałęzi o zmiennej rezystancji wynosi:

$$I_1 = \frac{U}{R(1+\alpha)+R} = \frac{U}{2} \cdot \frac{1}{R(1+\frac{\alpha}{2})} \quad (3)$$

oraz

$$U_R = I_1 R = \frac{U}{2(1+\frac{\alpha}{2})} \quad (4)$$

Dzieląc napięcie nierównowagi mostka U_x przez napięcie U_R otrzymamy:

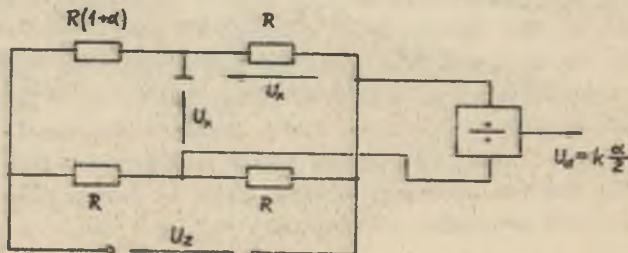
$$\frac{U_x}{U_R} = 2\alpha \quad (5)$$

Jeśli układ dzielący wykonuje operację opisaną relacją:

$$U_{df} = \frac{U_x}{U_R} k \quad (6)$$

to sygnał wyjściowy tego układu, przy połączeniu takim jak na rys. 2 wynosi:

$$U_d = k \frac{\alpha}{2} \quad (7)$$



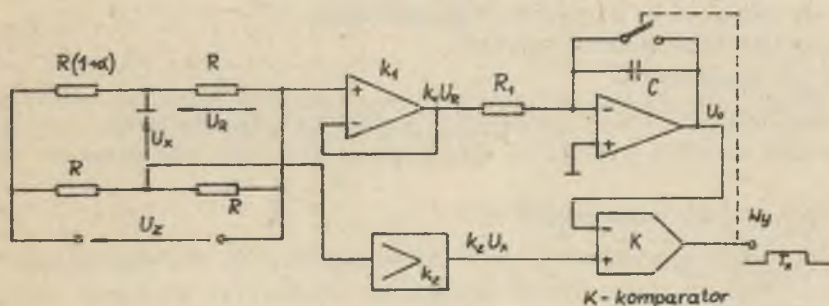
Rys. 2

Z relacji (7) wynika podstawowa zaleta przedstawionego układu linearyzującego - sygnał wyjściowy nie zależy od napięcia zasilania mostka.

Relacja (4) jest słuszna przy założeniu, że $C \neq -2$. Ogranicza to zakres pomiarowy zmian rezystancji od 0 do $2R$.

2. Równania przetwarzania układu linearyzującego

Przetwarzanie a/c realizowane metodami pośrednimi charakteryzuje się tym, że w relacjach opisujących ich działanie występuje iloraz dwóch napięć. Fakt ten umożliwia przystosowanie tych przetworników do pracy, jako układ dzielący dwa sygnały napięciowe i przetwarzający iloraz na proporcjonalny odcinek czasu lub na częstotliwość. W pracy [4] przedstawiony jest układ realizujący dzielenie dwóch napięć analogowych metodą czasową prostą. Rys. 3 przedstawia schemat ideowy mostka linearyzowanego układem dzielącym o przetwarzaniu na proporcjonalny czas trwania impulsu, w którym to układzie przetwornik a/c działa według metody czasowej prostej.



Rys. 3

Przy założeniu, że napięcie $k_1 U_R$ jest stałe w czasie całkowania, to wzór można napisać:

$$U_o = \frac{1}{R_1 C} \int_0^t k_1 U_R dt = \frac{k_1}{R_1 C} U_R t \quad (8)$$

Po upływie czasu T_x następuje zrównanie napięć U_o i $k_2 U_x$,

$$U_o = k_2 U_x; \quad k_2 U_x = \frac{k_1}{R_1 C} U_R T_x$$

$$T_x = R_1 C \frac{k_2}{k_1} \cdot \frac{U_x}{U_R} \quad (9)$$

Wstawiając relację (9) do (2) i (4) otrzymamy:

$$T_x = R_1 C \frac{k_2}{k_1} \cdot \Delta U \quad (10)$$

3. Ocena błędu pomiaru zmian rezystancji

Przekształcając relację (10) można otrzymać następujące wyrażenie:

$$\Delta R = 2 \frac{k_1 R}{k_2 R_1 C} T_x \quad (11)$$

Niedokładność przetwarzania zmian ΔR w czas T_x wynika z niestałości parametrów elementów układu pochodzących do czynników zewnętrznych, głównie temperatury i czasu.

Zakładając, że układ jest wykalibrowany z żądaną dokładnością, to pod wpływem tych czynników, na podstawie relacji (11), można spodziewać się zmian czasu trwania impulsu T_x spowodowanych:

- dryfem napięć i prądów nierównoważenia wtórnika k_1 i wzmacniacza k_2 ,
- zmianą napięcia U_0 na wyjściu integratora,
- błędem nieliniowości integratora,
- dryfem komparatora.

Błąd wynikający ze zmian rezystancji w gałęziach mostka można zaniedbać, dobierając oporniki o stałości dużo lepszej niż pozostałe elementy układu.

3.1. Ocena błędów wzmacniaczy

W przedstawionym układzie (rys. 3) zastosowane są dwa wzmacniacze k_1 i k_2 . Wzmacniacz k_1 jest wtórnikiem mającym zapewnić dostatecznie duże R_{we} , tak aby nie bocznikować gałęzi mostka. Wzmacniacz k_2 zapewnia odpowiednie wzmocnienie sygnału nierównowagi mostka.

Czynnikiem wpływającym na zmianę napięć wyjściowych wzmacniaczy k_1 i k_2 jest dryft napięcia i prądu nierównoważenia wzmacniaczy. Na podstawie pracy [1] można napisać:

$$\Delta U_{wy} \approx \frac{1}{\beta} (\Delta I_{os} R_z \pm \Delta U_{os}) \quad (12)$$

gdzie:

- ΔU_{wy} - wyjściowe napięcie nierównoważenia,
- β - współczynnik sprzężenia zwrotnego wzmacniacza,
- R_z - rezystancja zastępcza obwodów polaryzacji wzmacniacza,
- ΔI_{os} - dryft prądu nierównoważenia wzmacniacza,
- ΔU_{os} - dryft napięcia nierównoważenia wzmacniacza.

Celem oceny ilościowej błędów przyjęto, że układ zrealizowany został w oparciu o popularne liniowe układy scalone, tj. wzmacniacz typu μA 741 oraz komparator typu μA 710. I tak dla wzmacniacza o danych: $\Delta I_{OS} = 0,3$ nA/K; $\Delta U_{OS} = 3 \mu V/K$, przy $R_z = 10$ k Ω ; $k_2 = 10$ V/V i zmianach temperatury w czasie trwania pomiaru o 10 K, to $U_{wyk_1} \approx 33 \mu V$; $U_{wyk_2} \approx 330 \mu V$.

Zakładając, że napięcie wyjściowe wzmacniacza wynosi 1 V, to odpowiednio błędy wynoszą:

$$\delta_{k_1}^o = 33 \cdot 10^{-4}\%; \quad \delta_{k_2}^o = 33 \cdot 10^{-3}\%.$$

3.2. Błędy integratora

Realizując integrator na podstawie wzmacniacza operacyjnego można przyjąć [5], że błąd wnoszony przez ten układ, wynikający ze zmian temperatury i czasu określa relacja:

$$\delta_B^o = \frac{\frac{\Delta U_{OS}}{R_1} + \Delta I_{OS}}{2 \left(\frac{k_1 U_R}{R_1} + \frac{\Delta U_{OS}}{R_1} - \Delta I_{OS} \right)} \quad (13)$$

Ponadto na dokładność pomiaru ma wpływ liniowość integratora. Można napisać wyrażenie określające błąd integratora [5]:

$$\delta_p^o = \frac{R_1 + R_{we}}{R_{we}} \cdot \frac{T_x}{2T(1+k'_u)} \quad (14)$$

gdzie:

R_{we} - różnicowa rezystancja wejściowa integratora,

$T = R_1 C$ - stała czasowa integratora,

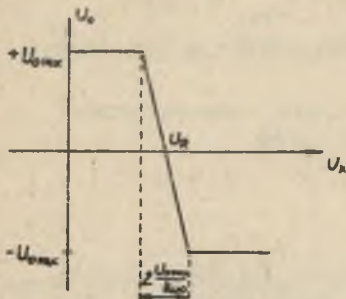
$k'_u = \frac{R}{R_u}$; R_u - rezystancja upływności kondensatora.

Dla stosowanego wzmacniacza operacyjnego typu μA 741, gdy $R_{we} = 1$ M Ω ; $k_u = 10^5$ V/V; dla $T_x = 1$ ms; $R_1 = 10$ k Ω ; $C = 0,1$ μF ; $R_u = 10$ M Ω ; wtedy $\delta_p \approx 0,05\%$, a $\delta_B \approx 0,02\%$.

3.3. Błąd komparatora

Działanie idealnego komparatora analogowego można opisać funkcją sygnału różnicy porównywanych napięć:

$$\left. \begin{array}{l} U_o < +U_{o\max}, \quad \text{dla } U_x < U_R \\ U_o > -U_{o\max}, \quad \text{dla } U_x > U_R \end{array} \right\} \quad (15)$$



Rys. 4

Rzeczywisty komparator posiada charakterystykę statyczną, dla której niezerowa wartość wyrażenia $2 \frac{U_{o\max}}{k_{uo}}$ powoduje powstawanie błędu statycznego, powiększonego przez dryft prądu i napięcia niezrównoważenia komparatora. Uwzględniając te wpływy można napisać wyrażenie określające czułość komparatora:

$$\Delta U = \frac{U_{o\max}}{k_{uo}} + RI_{os} + U_{os} \quad (16)$$

gdzie R - rezystancja polaryzująca wejście komparatora.

Także własności dynamiczne rzeczywistego komparatora, tj. głównie czas opóźnienia, wpływają na błąd pomiaru czasu. Stosując typowy komparator scalony typu $\mu A 710$ o parametrach: $k_{uo} = 1000 \text{ V/V}$; czas odpowiedzi 40 ns ; $U_{o\max} = 3,7 \text{ V}$; $U_{os} = 5 \text{ mV}$; $\Delta U_{os} = 3,5 \text{ V/}^\circ\text{C}$; $I_{os} = 3 \mu\text{A}$ oraz przy założeniu, że czas pomiaru $T_x = 1 \text{ ms}$, błąd komparatora wynosi: $\delta_k^o \approx 0,3\%$.

4. Wnioski

Przedstawiony układ zrealizowany został w oparciu o popularne, standardowe elementy scalone, umożliwiając uzyskanie poprawnych parametrów metrologicznych.

Niezaprzeczalną zaletą tego układu jest fakt, iż sygnał wyjściowy (relacja (7)) nie zależy od napięcia zasilania mostka.

Ponadto dla bardzo dużych zmian rezystancji w zakresie od 0 do $2R$, błąd nieliniowości jest pomijalnie mały. Wynika on jedynie z nieliniowości układu dzielącego, a ten z kolei zależy od liniowości integratora (dla omawianego przypadku $\delta_p^o \approx 0,05\%$). Z przeprowadzonej oceny błędów przedstawione go układu do pomiaru zmian rezystancji wynika, że błędy pochodzące od zmian parametrów elementów w funkcji czasu i temperatury są pomijalnie małe, zarówno w obu wzmacniaczach jak i integratorze. Jedynie duże błędy, pochodzące od zmian czynników zewnętrznych, może wносить układ komparatora.

LITERATURA

- [1] Kulka Z., Nadachowski M.: Linowe układy scalone i ich zastosowanie, WKŁ, Warszawa 1974.
- [2] Friedl R., Seyfried P.: A New Resistance to Frequency Converter for Temperature Measurement in Colorimeter.; IEEE vol. Dec. 1975.
- [3] Sheingold D.H.: Nonlinear circuits handbook. Analog Devices Inc., Massachusetts 1976.
- [4] Gaszyński M., Hendrysiak W.: Układ dzielący z wyjściem cyfrowym. PAK nr 9, 1977.
- [5] Raczyński Z.: Analiza błędów integratora funkcji prostokątnej. Zeszyty Naukowe Pol.Sl. Elektryka z. 53, 1976.

НЕУРАВНОВЕШЕННЫЙ СОПРОТИВЛЯЕМЫЙ МОСТ
ЛИНЕАРИЗОВАННЫЙ СХЕМОЙ ДЕЛИТЕЛЯ

Р е з ю м е

Статья рассматривает линейризацию неуравновешенного моста, работающего при схемах сопротивления $0 - 2R$. Линейризационная схема основанная на схеме делителя с преобразованием на время длительности импульса. Дается оценка ошибок, которые вносятся электронными схемами.

UNBALANCED BRIDGE FOR MEASUREMENT OF RESISTANCE LINEARIZED BY DIVIDING

S u m m a r y:

Linearization of unbalanced bridge for measurement of resistance within the range of resistance change from 0 to $2R$. is presented. Linearizing circuit is based on the dividing circuit with conversion to time of pulse duration. The estimation of errors evolved by electronic circuits is presented.