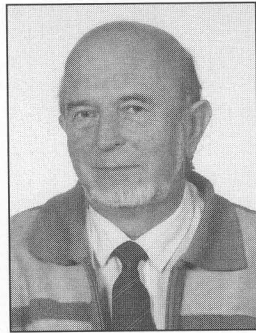


Tadeusz SIDOR

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA W KRAKOWIE, KATEDRA METROLOGII

Przetwarzanie sygnału czujników naprężno-oporowych na sygnały dogodnie do transmisji na odległość

Dr hab. inż. Tadeusz SIDOR



Ukończył studia na wydziale Elektrotechniki Górniczo-Hutniczej AGH w 1964 r. W latach 1965-1970 zatrudniony w katedrze Maszyn i Pomiarów Elektrycznych AGH. Tytuł doktora uzyskał w 1974 r., a doktora habilitowanego w 1986 r. Po pracy na uczelniach zagranicznych od 1996 r. ponownie zatrudniony w Zakładzie Metrologii AGH. Głównie zainteresowania naukowe autora są związane z zastosowaniem elektroniki w układach i systemach pomiarowych oraz z symulacją komputerową przetworników pomiarowych. Jest autorem licznych publikacji, wystąpień konferencyjnych i patentów.

Streszczenie

Przy przesyłaniu sygnału pomiarowego na odległość np. do centrum przetwarzania/rejestracji bardzo często stosuje się transmisję z wykorzystaniem modulacji częstotliwości. Taka transmisja jest bowiem odporna na zakłócenia równoległe, indukowane w linii transmisyjnej przez zjawiska elektromagnetyczne, powszechnie występujące w środowisku przemysłowym. Istnieje wiele rozwiązań przetworników sygnałów czujników naprężno-oporowych na częstotliwość, które w istotny sposób zmniejszają błędy przetwarzania wynikające z dryfu wejściowego napięcia niezrównoważenia zastosowanego wzmacniacza. Wraz z postępem technologii wytwarzania wzmacniaczy operacyjnych, okazało się iż te błędy są pomijalnie małe w przypadku zastosowania w takich przetwornikach nowoczesnych wzmacniaczy, natomiast istotne stały się błędy pochodzące od zmian pojemności integratora, wchodzącego w skład takich przetworników.

Niniejszy artykuł ma na celu przeanalizowanie i porównanie tych błędów, oraz zaproponowanie rozwiązań alternatywnych przetworników pomiarowych.

Abstract

When measuring signals are transmitted to longer distances e. g. to the data recording/converting centre, very often the frequency modulated transmission is being used. Because such a transmission is very immune to parallel distortions, induced in the transmission line by the electromagnetic events, very common in the industrial environments. There are many structures of the strain-gauge sensors signal to frequency converters, which significantly reduce conversion errors due to the drift of input offset voltage of the amplifier used in the converter structure. However for the contemporary designs of operational amplifiers, such errors become negligible when comparing with the errors generated by variation of value of integrator capacitor, which is the essential part of such transducers.

This paper presents analysis and comparison of such errors, and also presents the alternative solutions of such measuring transducers.

1. Wstęp

W przypadkach kiedy sygnał czujników naprężno-oporowych trzeba przesyłać na odległość np. w kopalniach gdzie wykorzystuje się takie czujniki do monitorowania naprężeń górotworu [2], w wagach taśmociągowych, lub do pomiarów np. momentu na obiek-

tach wirujących [4], stosuje się przetworniki sygnału czujników na częstotliwość fali sinusoidalnej lub prostokątnej. Sygnał taki, jak wiadomo jest odporny na zakłócenia równoległe indukowane w torze transmisji przez zjawiska elektromagnetyczne. Zostały opracowane odpowiednie struktury takich przetworników m.in. [1,2,3], które zapewniają poprawną transmisję sygnału, a także minimalizację błędów przetwarzania.

Przed kilkunastu laty podstawowym problemem do rozwiązania w konstrukcji takiego przetwornika, była eliminacja lub istotne zmniejszenie błędu przetwarzania związanego z dryfem wejściowego napięcia niezrównoważenia zastosowanego wzmacniacza.

Błędy takie zostały w istotny sposób zmniejszone (o rząd) w konstrukcji przetwornika zaproponowanej w [1]. W ostatnich latach nastąpił jednak bardzo znaczący postęp w technologii wytwarzania scalonych wzmacniaczy operacyjnych. Błąd przetwarzania wynikający z dryfu wejściowego napięcia niezrównoważenia wzmacniacza został zmniejszony do poziomu nieznaczącego. Zastosowanie precyzyjnych wzmacniaczy operacyjnych np. OP07, spowodowało to, że dominującym składnikiem błędu przetworników rezystancja-częstotliwość jest błąd powodowany termicznymi zmianami wartości pojemności kondensatora integratora-wchodzącego w skład takich przetworników.

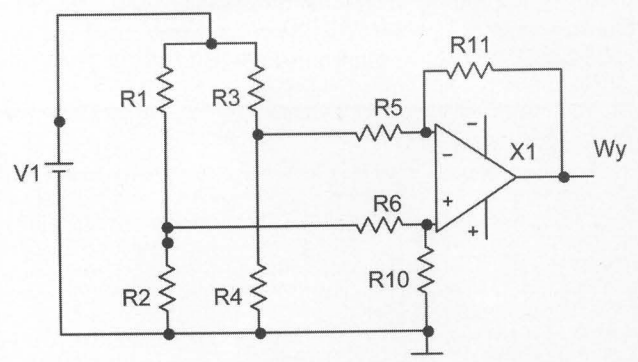
2. Rozważania teoretyczne

Zakładając iż mostek tensometryczny jest zasilany napięciem $U_z = 5V$, a względna zmiana rezystancji tensometrów wynosi $\epsilon_R = 10^{-3}$, napięcie wyjściowe U_0 mostka można określić ze wzoru (1).

$$U_0 = U_z \cdot \epsilon_R \quad (1)$$

Napięcie to jest więc rzędu $U_0 = 5 \cdot 10^{-3} V$.

Stosując zwykły wzmacniacz różnicowy prądu stałego do wzmocnienia napięcia wyjściowego mostka, w klasycznym układzie przedstawionym na Rys. 1. należy w przypadku stosowania wzmacniacza starszej generacji np. LM741, liczyć się z błędem wynikającym z dryfu temperaturowego wejściowego napięcia niezrównoważenia (wg danych katalogowych) rzędu $15 \mu V/^{\circ}C$ i dryfu wejściowego prądu niezrównoważenia rzędu $0,5 nA/^{\circ}C$.



Rys. 1. Klasyczny układ wzmacniacza różnicowego współpracującego z mostkiem tensometrycznym.

Przy oporniku wejściowym wzmacniacza równym $10 k\Omega$, może dać to skumulowany efekt w postaci dodatkowego napięcia błędu ΔU_n , sumującego się z napięciem sygnału (2).

Przetwornik sygnału czujników naprężno – oporowych może pracować w warunkach połowych, gdzie zmiany temperatury otoczenia mogą być znaczne. (Np. wagi tensometryczne instalowane na taśmociągach przenoszących węgiel na składowiskach kopalnianych). Zmiany temperatury otoczenia w takich warunkach mogą łatwo przekroczyć nawet 50°C. Przyjmując takie właśnie zmiany temperatury można określić napięcie błędu (2).

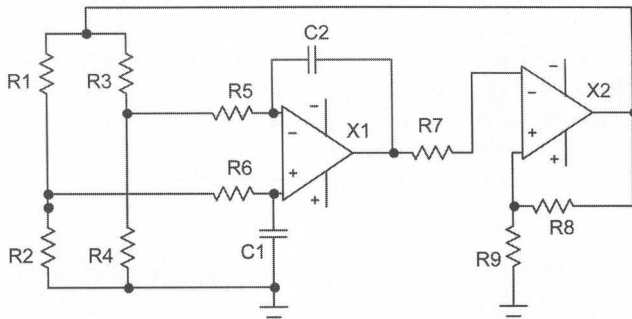
$$\Delta U_n = 15 \cdot 10^{-6} \cdot 50 + 0,5 \cdot 10^{-9} \cdot 50 \cdot 10^4 = 1 \cdot 10^{-3} \text{V} \quad (2)$$

Jak łatwo obliczyć, błąd względny procentowy przetwornika δ wywołany zmianą temperatury wyniesie w tym przypadku (3).

$$\delta = \left(\frac{\Delta U_n}{U_o} \right) \cdot 100 = 20\% \quad (3)$$

Jest więc to błąd zdecydowanie zbyt duży, szczególnie biorąc pod uwagę iż np. wskazania wag tensometrycznych zainstalowanych na taśmociągach kopalnianych stanowią podstawę do rozliczeń finansowych.

Błąd ten można w istotny sposób zmniejszyć stosując przetwornik sygnału mostka na częstotliwość wg [1], przedstawiony na Rys. 2.



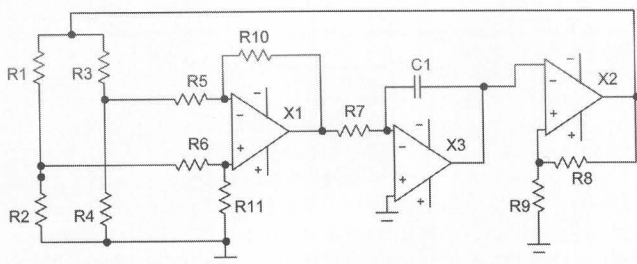
Rys. 2. Schemat przetwornika sygnału czujników tensometrycznych na częstotliwość wg [1]

Błąd ten może być zmniejszony do wartości (4), a więc prawie o rząd wielkości.

$$\delta = \left(\frac{\Delta U_n}{U_o} \right)^2 = 4\% \quad (4)$$

Taki poziom błędów wydaje się również nie do zaakceptowania.

Jeżeli w układzie wg [1], zmodyfikowanym wg [2,3], przedstawionym na Rys. 3, zostanie zastosowany współczesny precyzyjny wzmacniacz operacyjny np. OP07, błąd od dryfu wejściowego napięcia niezrównoważenia i wejściowego prądu niezrównoważenia można oszacować przyjmując wg danych katalogowych dryf temperaturowy wejściowego napięcia niezrównoważenia wzmacniacza OP07 równy $0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ i dryf wejściowego prądu niezrównoważenia równy $1,5 \text{pA}/^\circ\text{C}$. Są to wartości znacznie mniejsze niż dla poprzednio rozważanego przypadku zastosowania w strukturze przetwornika wzmacniacza LM741.



Rys. 3. Zmodyfikowana wersja przetwornika sygnału czujników tensometrycznych na częstotliwość.

Posługując się analogicznymi zależnościami (2), (3) można obliczyć, iż dla takiego wzmacniacza błąd przetwornika wywołany zmianami temperatury, dla układu klasycznego nie przekroczy 0,115%, a dla układu przetwornika wg [1] nie będzie większy niż ok. $1,32 \cdot 10^{-40}\%$.

Nie jest to jednak jedyny składnik błędu takiego przetwornika wywołany zmianami temperatury. Częstotliwość generowana przez przetwornik, przedstawiony na Rys. 2., jest bowiem zależna od wartości podzespołów R i C integratora wg (5).

$$f = \frac{\varepsilon_R}{4kRC} \quad (5)$$

gdzie stała $k = \frac{R_0}{R_8 + R_9}$ wynika ze stosunku wartości rezystorów

komparatora X2.

O ile współczynnik temperaturowy dobrych współczesnych rezystorów może być rzędu $\pm 10 \text{ppm}/^\circ\text{C}$, a nawet $\pm 1 \text{ppm}/^\circ\text{C}$, to dla kondensatorów trudno znaleźć produkty dla których ten współczynnik byłby mniejszy niż $\pm 100 \text{ppm}/^\circ\text{C}$. Nie trudno wykazać, iż dodatkowy błąd spowodowany zmianą pojemności przy zmianie temperatury o 50°C, może osiągnąć wartość rzędu 0,5%.

Jeżeli zastosuje się w strukturze przetwornika współczesne precyzyjne wzmacniacze operacyjne np. OP07, to okazuje się iż właśnie błąd wynikający ze zmiany pojemności jest dominujący.

Zachodzi zatem pytanie, czy istnieje sposób aby uniezależnić sygnał wyjściowy przetwornika od wartości pojemności integratora.

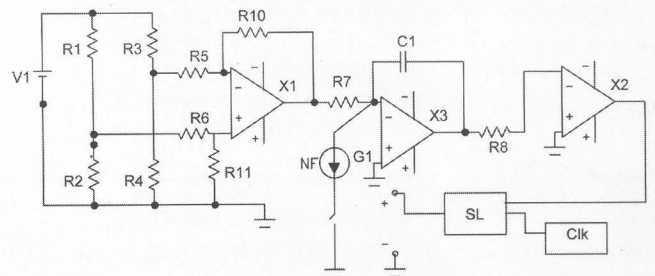
Istnieją takie możliwości:

1. przy zastosowaniu wzmacniacza różnicowego i przetwornika napięcie /częstotliwość z kompensacją ładunku typu modulator sigma-delta
2. przy zastosowaniu podobnej struktury przetwornika jak [1,2,3] z tym, że sygnałem wyjściowym przetwornika, będzie nie częstotliwość, ale współczynnik wypełnienia fali prostokątnej generowanej przez przetwornik.

3. Alternatywne układy przetwornika

3.1. Przetwornik z wykorzystaniem układu przetwornika napięcie/częstotliwość z kompensacją ładunku typu modulator sigma-delta.

Schemat ideowo-blokowy takiego przetwornika przedstawia Rys. 4. Modulator sigma-delta [5] w zasadzie nie kwalifikuje się do kategorii przetworników sygnału na częstotliwość, ponieważ na jego wyjściu pojawia się sygnał nieperiodyczny w postaci ciągu impulsów. Jeżeli jednak potraktować stosunek liczby impulsów do czasu ich zliczania jako ekwiwalentną wartość częstotliwości, można ten przetwornik traktować jako przetwornik napięcie/częstotliwość.



Rys. 4. Schemat ideowo-blokowy układu z wykorzystaniem układu przetwornika napięcie/częstotliwość z kompensacją ładunku

Jeżeli czas zliczania impulsów zostanie zdefiniowany jako „M” wielokrotność okresu impulsów zegarowych o czasie trwania τ , to liczba „N” impulsów zliczona w czasie $T = M \cdot \tau$ jest równa (6).

$$N = M \frac{U_i}{R_7 I} \quad (6)$$

gdzie: U_i – wartość napięcia na wejściu integratora (Rys. 4)

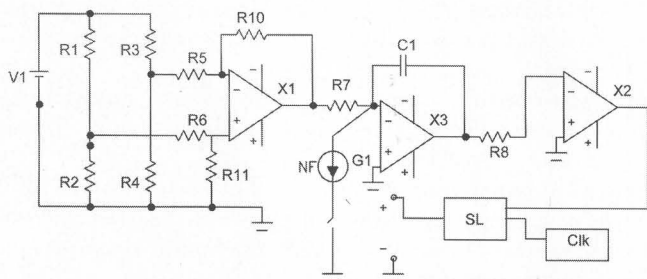
R_7 – oporność wejściowa integratora

I – prąd źródła prądowego NF

Tak więc ekwiwalentna wartość częstotliwości tego przetwornika równa N/T jest niezależna od wartości pojemności integratora i istotne błędy przetwornika mogą pochodzić jedynie od dryfu napięcia i prądu niezrównoważenia wzmacniacza różnicowego, a więc na poziomie określonym jak dla przetwornika na Rys. 1. z zastosowaniem precyzyjnego wzmacniacza, czyli na poziomie 0,115%.

3.2. Przetwornik z wykorzystaniem modulacji współczynnika wypełnienia fali prostokątnej.

Jeżeli rozwinąć ideę zaprezentowaną w [3] to można w pewnym sensie odwrócić funkcje wykorzystania sygnału wyjściowego mostka tensometrycznego jako modulatora współczynnika wypełnienia fali prostokątnej. W układzie na Rys. 3. pojawienie się wejściowego napięcia niezrównoważenia wzmacniacza powoduje zmianę współczynnika wypełnienia fali prostokątnej generowanej przez przetwornik. Na schemacie układu przedstawionego na Rys. 5 sygnał wyjściowy mostka tensometrycznego, po wzmocnieniu, jest sumowany na wzmacniaczu X2 z sygnałem sprzężenia zwrotnego oscylatora, zrealizowanego na integratorze X4 i komparatorze X3.



Rys. 5. Schemat przetwornika sygnału czujników naprężno-oporowych na współczynnik wypełnienia fali prostokątnej.

W rezultacie sygnał wyjściowy oscylatora jest falą prostokątną, o czasie trwania dodatniej pół-fali T_1 i czasie trwania ujemnej pół-fali T_2 opisywanych odpowiednio przez (7) i (8).

$$T_1 = \frac{2kU_o R_{18} C_1}{U_o + U_i} \quad (7)$$

$$T_2 = \frac{2kU_o R_{18} C_1}{U_o - U_i} \quad (8)$$

gdzie k – stała wynikająca ze stosunku rezystorów sprzężenia

zwrotnego komparatora X3 równa $k = \frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}}$

U_o – napięcie na wyjściu przetwornika

U_i – napięcie wyjściowe wzmacniacza różnicowego

R_{18} , C_1 – opornik wejściowy i kondensator integratora

Współczynnik wypełnienia fali prostokątnej „ W ” generowanej przez przetwornik, jest określony zależnością (9).

$$W = \frac{T_2}{T_1 + T_2} \quad (9)$$

Jeżeli uwzględnić iż $U_i = K \cdot V_1 \cdot \epsilon_R$ i przyjąć $V_1 = U_0$, to zależność (9) można przekształcić do postaci (10).

$$W = \frac{1}{2} + K \frac{\epsilon_R}{2k_2} \quad (10)$$

Jak widać z zależności (10) współczynnik wypełnienia fali prostokątnej generowanej przez przetwornik wg Rys. 5, nie zależy zarówno od wartości kondensatora jak i opornika integratora, a jedynie od względnej zmiany oporności tensometrów ϵ_R .

Wnioski

Wylimitowanie wpływu wartości pojemności kondensatorów układu przetwornika na parametry jego sygnału wyjściowego tj. częstotliwości lub współczynnika wypełnienia generowanej fali prostokątnej, w istotny sposób zmniejsza błędy przetwornika powodowane zmianami temperatury. Wpływ temperatury na pozostałe elementy przetworników np. rezystory czy wzmacniacze operacyjne jest pomijalnie mały pod warunkiem zastosowania elementów wysokiej jakości. Co prawda detekcja sygnału wyjściowego przetwornika np. w postaci współczynnika wypełnienia fali prostokątnej może być nieco kłopotliwa, ale przy zastosowaniu współczesnej techniki mikroprocesorowej absolutnie wykonalna.

Literatura

- [1] Tadeusz Sidor: Simple and accurate strain-gauge to frequency converter. Journal of Physics E. vol. 16. 1983.
- [2] Waław Gawędzki, Jerzy Jurkiewicz: Application of a Transmittance-Frequency Converter with a Microcontroller in the Measuring System. Mat. VI Międzynarodowego Sympozjum Metrologów MSM'98. Rzeszów 1998.
- [3] Waław Gawędzki, Jerzy Jurkiewicz: Badania modelowe wpływu napięć pasożytniczych na pracę przetwornika transmitancja-częstotliwość. Mat. VIII Sympozjum „Modelowanie i Symulacja Systemów Pomiarowych”. Krynica 1998.
- [4] Witold Rams i inn.: Wykonanie badań I analiz dynamiki układu napędowego klatki walcowniczej BD w walcowni dużej „Polskie Huty Stali S.A. Oddział Huta Katowice”. Sprawozdanie z ekspertyzy 2003.
- [5] P. Horowitz, W. Hill: Sztuka Elektroniki T.2. W.K.Ł. Warszawa 1997.

Title: Conversion of strain-gauge sensors signal to signal convenient to transmission for longer distances

Artykuł recenzowany

Z żałobnej karty – wspomnienia osobiste o zmarłym Prof. W. Kwiatkowskim (cd. z III okł.)

Kolegę Waldka Kwiatkowskiego wspominam za wspólnie przeżytych trzech lat nauki w technikum elektrycznym przy ZWPP „ERA”. Był uczniem uzdolnionym „chłującym wiedzę z miernictwa” – pod kierownictwem naszego mistrza i dyrektora, późniejszego profesora Stefana Lebsona. W dalszych latach mimo, że nasze drogi zawodowe rozeszły się, wspominam go z szacunkiem w związku z wieloma konferencjami naukowo-technicznymi, publikacjami artykułów w PAK-u oraz pracami przy wdrażaniu „cienkich warstw magnetycznych” w ówczesnych zakładach MERA-LUMEL. Pamięć o Nim trwa u mnie do chwili obecnej.

Tadeusz Ustaborowicz

Podczas pierwszej wizyty u profesora Stefana Lebsona w Katedrze miernictwa Elektrycznego na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej poznałem młodego asystenta, wówczas doktora Waldemara Kwiatkowskiego. Mój kontakt z Nim trwał aż do przedwczesnej śmierci. Wiele Jego pomysłów i sugestii znalazło zastosowanie w Lumelu. Podziwiałem zawsze Jego pracowitość i umiejętność koncentracji na stawianych sobie zadaniach. Wiele Jego pomysłów i sugestii znalazło zastosowanie w pracach rozwojowych, a następnie we wdrażaniu nowych wyrobów w Lumelu. Przygotowywał we współpracy z Lumelem kolejną książkę „Przetworniki pomiarowe”. Zapisał się trwale w pamięci wielu lumelalców. Dla mnie pozostanie w pamięci jako niezawodny kolega i profesor czujący doskonale przemysłową stronę metrologii elektrycznej.

Adam Antoń