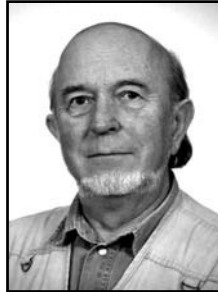


Tadeusz SIDOR, Tadeusz ŻEGLEŃ
 AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA, KATEDRA METROLOGII

Weryfikacja pomiarowa wyników badań symulacyjnych modelu czujnika inercyjnego o zmiennej dynamice

Dr hab. inż. Tadeusz SIDOR

Ukończył studia na wydziale Elektrotechniki Górniczo-Hutniczej AGH w 1964r. W latach 1965-1970 zatrudniony w katedrze Maszyn i Pomiarów Elektrycznych AGH. Tytuł doktora uzyskał w 1974r., a doktora habilitowanego w 1986r. Po pracy na uczelniach zagranicznych od 1996r. ponownie zatrudniony w Katedrze Metrologii AGH. Główne zainteresowania naukowe: zastosowanie elektroniki w układach i systemach pomiarowych, symulacja komputerowa przetworników pomiarowych. Jest autorem licznych publikacji i patentów.



e-mail: sidor@agh.edu.pl

Dr inż. Tadeusz ŻEGLEŃ

Ukończył studia na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki i Elektroniki AGH w 1978r. Tytuł doktora uzyskał w 1989r. Jest adiunktem w Katedrze Metrologii AGH. Główne zainteresowania naukowe dotyczą zagadnień projektowania systemów pomiarowych, modelowania i badań symulacyjnych systemów pomiarowych, analizy sygnałów, pomiarów biomedycznych, pomiarów parametrów wyładowań elektrostatycznych i pomiarów parametru ruchu drogowego. Autor ok. 60 prac i 6 patentów.



e-mail: tezetz@agh.edu.pl

Streszczenie

Niektóre czujniki np. temperatury z zadowalającą dokładnością przybliża się modelem inercyjnym pierwszego rzędu. Jeśli czujnik taki pracuje w zmiennych warunkach wymiany ciepła, jego model musi uwzględniać zależność parametrów dynamicznych od niezależnych, zmiennych w czasie wielkości. Dla wykonania badań symulacyjnych systemów pracujących w takich warunkach zbudowano odpowiedni model czujnika. Przeprowadzono również badania eksperymentalne mające na celu stwierdzenie czy możliwa jest praktyczna realizacja takiego modelu i zastosowanie go w komputerowym systemie korekcji 'w ciemno' [1] właściwości dynamicznych czujników.

Słowa kluczowe: symulacja, czujnik o zmiennej dynamice, korekcja

Laboratory testing of electronic model of inertial sensor with variable parameter to verify results of its simulation analysis

Abstract

The dynamics of some sensors i.e. temperature sensors can be satisfactorily described by model of inertial system of first order. If such a sensor operates in variable heat transfer condition its model parameter must be made dependent on it. For research purposes of such system the suitable electronic model of the sensor has been designed and tested by simulation. The real circuit experiments have been also carried on to verify whether the practical use of the electronic model is possible, and whether it can be employed in a computer system of "blind correction" of sensor dynamic errors.

Keywords: simulation, sensor with variable parameter, correction

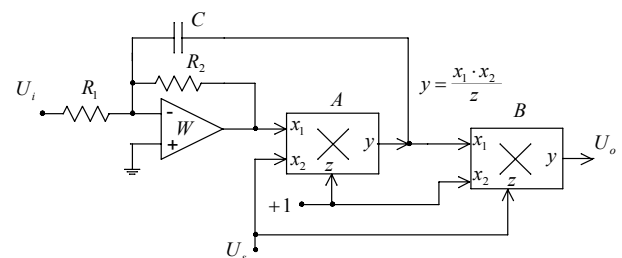
1. Wstęp

Można zaproponować co najmniej dwie różne struktury elektroniczne, które nadają się do praktycznej budowy układów symulujących pracę czujnika o zmiennej dynamice - sterowanej napięciowo. Schematy ideowe takich struktur przedstawione na rysunkach 1 i 2. W układzie wg. rys1. wzmacniacz operacyjny W wraz z układem mnożącym A tworzą wzmacniacz odwracający o współczynniku wzmocnienia K przy czym:

$$K = -U_s \quad (1)$$

Równocześnie wzmacniacz wraz z rezystorem R_1 i kondensatorem C tworzy układ, którego transmitancja operatorowa wyraża się przez (2)

$$G(s) = -\frac{KR_2}{R_1} \frac{1}{1 + sKCR_2} \quad (2)$$

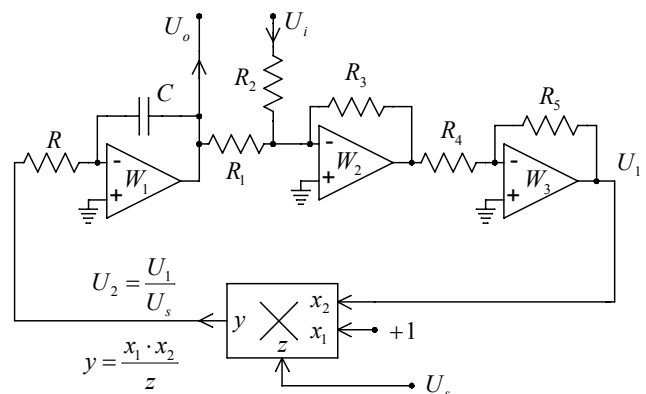


Rys.1. Struktura bazująca na efekcie Millera modelująca obiekt 1go rzędu o zmiennej dynamice.

Fig.1. Circuit modeling a 1st order system of variable dynamic based on Miller's effect.

Zgodnie z efektem Millera wartość pojemności kondensatora w sprzężeniu zwrotnym jest mnożona przez wartość wzmocnienia wzmacniacza, a więc stała czasowa układu może być sterowana napięciem U_s . Wzmocnienie całego układu zmienia się również proporcjonalnie do K . Aby uniezależnić sygnał wyjściowy od wartości U_s zastosowano na wyjściu drugi układ mnożący - dzielący B . Opis i wyniki badań symulacyjnych układu według rys.1 można znaleźć w [2].

Inna strukturę układu symulującą czujnik o zmiennej dynamice przedstawia rysunek 2.



Rys.2. Struktura modelująca obiekt 1go rzędu o zmiennej dynamice na bazie analogu równania różniczkowego.

Fig.2. Circuit modeling a 1st order system of variable dynamic based on electrical analogue of differential equation.

Działanie całego układu opisać można równaniem różniczkowym w postaci (3):

$$-RC \cdot \frac{U_s}{K} \cdot \frac{dU_o}{dt} - U_o = U_i \quad (3)$$

gdzie: U_i - napięcie wejściowe
 U_o - napięcie wyjściowe
 U_s - napięcie sterujące
 $K = R_3/R_4$ - wzmacnienie wzmacniaczy W_2 i W_3 przy założeniu $R_1 = R_2 = R_3$

Zakładając stałą w czasie wartość napięcia sterującego U_s i dokonując transformaty Laplace'a obu stron równania (3) uzyskano zależność (4) wyrażającą transmitancję układu.

$$G(s) = - \frac{1}{1 + sRC} \frac{U_s}{K} \quad (4)$$

Jest to transmitancja układu inercyjnego pierwszego rzędu odwracającego fazę, przy czym stała czasowa określona jest równaniem (4):

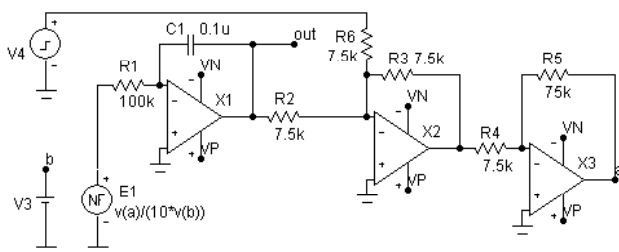
$$T = R \cdot C \cdot \frac{U_s}{K} \quad (5)$$

Przy stałym wzmacnieniu K istnieje zatem możliwość liniowego regulowania stałej czasowej przez zmianę wartości napięcia sterującego U_s .

Układ przedstawiony na rysunku 2 jest nieco bardziej skomplikowany gdyż zawiera trzy wzmacniacze operacyjne, ale tylko jeden układ mnożący – dzielnicy. Dlatego też zdecydowano się na praktyczną realizację właśnie tej struktury, gdyż układy mnożące – dzielnice nie tylko są znacznie droższe, ale również wprowadzają istotne błędy, trudne do wyeliminowania.

2. Badania symulacyjne

Badanie symulacyjne układu wg rysunku 2. przeprowadzono za pomocą programu MICROCAP [3], w układzie przedstawionym na rysunku 3.

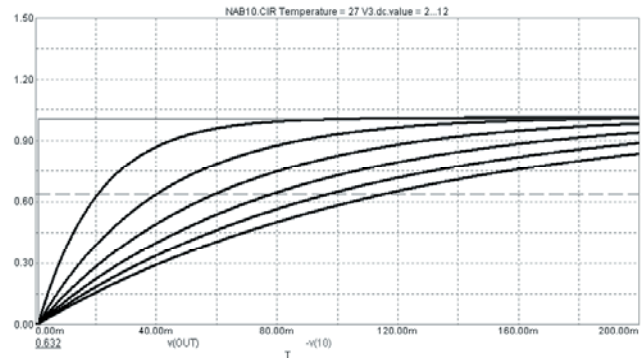


Rys.3. Układ wg rysunku 2 w programie MICROCAP.
 Fig.3. Circuit shown in fig.2 ready for simulation in MICROCAP.

Wykorzystując analizę TRANSIENT obliczono odpowiedzi układu na skok jednostkowy o wartości -1 V przy różnych stałych wartościach napięcia sterującego, czyli źródła V3, zmienianego w zakresie 2 ÷ 12 V. Uzyskane przebiegi zostały przedstawione na rysunku 4.

Za pomocą kursorów odczytano z rysunku 4 wartości przedziału czasowego pomiędzy czołem skoku wejściowego a

punktami przecięcia odpowiedzi układu z poziomem 0.632, czyli wartości stałej czasowej dla różnych napięć sterujących. Uzyskane wartości w postaci wykresu przedstawiono na tle wyników pomiaru układu rzeczywistego na rysunku 5.



Rys.4. Wyniki symulacji odpowiedzi układu wg rysunku 2 na skok jednostkowy przy różnych stałych wartościach napięcia sterującego.
 Fig.4. Calculated dynamic responses of circuit in fig.2 for step input and different constant values of control voltage.

3. Badania eksperymentalne

Badania eksperymentalne modelu czujnika przeprowadzono również dla układu według schematu przedstawionego na rysunku 2. Do zmontowania układu posłużyły monolityczne wzmacniacze operacyjne typu OP07, a jako mnożarkę analogową zastosowano układ AD534JD [4]. Wszystkie rezystory dobrano z dokładnością lepszą niż 0.5%, a pojemność kondensatora określono pomiarowo.

Przed wykonaniem badań właściwości zmontowanego układu wykonano pełną procedurę kompensacji napięć niezrównoważenia poszczególnych torów przetwarzania sygnału układu mnożarki analogowej, a także użytych wzmacniaczy operacyjnych.

W ramach badań właściwości statycznych układu wyznaczono charakterystyki statyczne $U_o = f(U_i)$ układu przy różnych wartościach napięcia sterującego U_s zmienianego w przedziale 0.2V do 10V. Względny błąd nieliniowości określony na ich podstawie mieścił się w granicach 0.1% wartości maksymalnej napięcia wejściowego, względny błąd wzmacnienia był równy 0.08%, natomiast maksymalny błąd zera wynosił 40mV. Dla napięć sterujących o wartościach poniżej 0.2V występował silny wzrost wartości tych błędów.

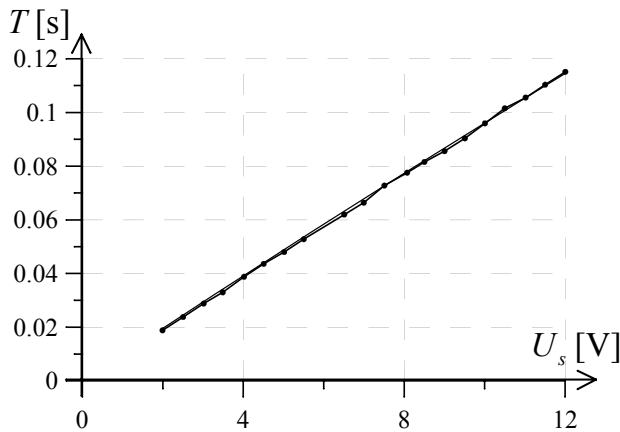
W celu zbadania własności dynamicznych układu na wejście podano sygnał prostokątny o amplitudzie ok. 8V. Przy kolejno zmienianych wartościach napięcia sterującego dokonano rejestracji przebiegu napięcia wyjściowego. Zastosowano w tym celu cyfrowy oscyloskop typu TDS220 wyposażony w kartę interfejsu szeregowego RS232. Zarejestrowane dane pomiarowe poddano procedurze aproksymacji za pomocą funkcji:

$$Y = A \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) \quad (6)$$

Na tej podstawie wyznaczono wartości stałej czasowej T układu, a następnie zmieniając napięcie sterujące U_s wyznaczono pełną charakterystykę zmian. Uzyskane wyniki przedstawiono na rysunku 5.

Przy zmianach napięcia sterującego od 0.2V do 10V uzyskano zmianę stałej czasowej od 2.2ms do 100.6ms z względnym

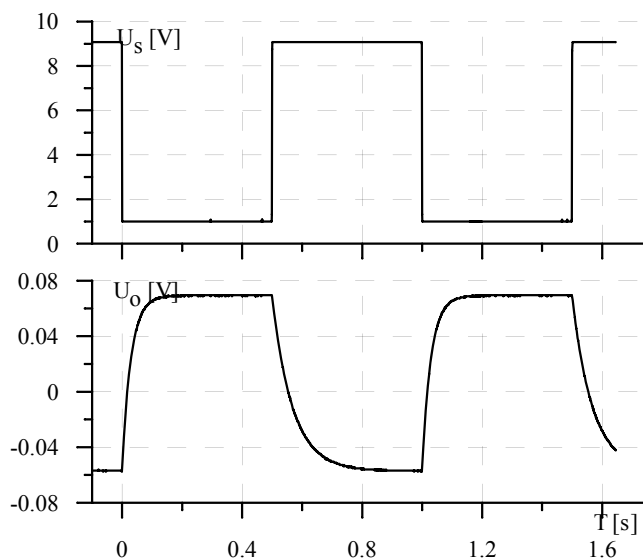
błędem nieliniowości mniejszym niż 0.8%. Ze względu na właściwości zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych (ograniczona maksymalna szybkość zmian napięć wyjściowych) próba obniżenia wartości stałej czasowej prowadziła do zmiany kształtu sygnału wyjściowego.



Rys.5. Stałe czasowe układu wg rys.2 w funkcji napięcia sterującego uzyskane w wyniku symulacji i pomiarów (oznaczone punktami)

Fig.5. Time constants of circuit in fig.2 versus controlling voltage determined through simulation and measurements (marked as dots)

Następne badania dotyczyły określenia wpływu skokowych zmian napięcia sterującego na wartość napięcia wyjściowego przy stałym napięciu wejściowym. Wpływ ten powinien być zanedbywalnie mały, a teoretycznie nie powinien występować w ogóle.



Rys.6. Napięcie wyjściowe układu przy stałym napięciu wejściowym i skokowej zmianie napięcia sterującego.

Fig.6. Response of the circuit in steady state (constant input) for step of control voltage.

Napięcie sterujące zmieniano skokowo od wartości 1V do 9V utrzymując stałe napięcie wejściowe o różnych wartościach. Zaobserwowano maksymalne zmiany napięcia wyjściowego na poziomie ok. 140mV wartości międzyszczytowej. Zobrazowane to zostało na rysunku 6.

Wrażliwość napięcia wyjściowego układu na dynamiczne zmiany napięcia sterującego może wynikać z obecności nieskompensowanego wejściowego napięcia niezrównoważenia wzmacniacza integratora. W stanie ustalonym bowiem na wyjściu mnożarki, które jest zarazem wejściem integratora musi panować napięcie równe wejściowemu napięciu niezrównoważenia wzmacniacza ze znakiem przeciwnym. W tej sytuacji również napięcie wejściowe układu mnożąco – dzielącego jest niezerowe i skokowa zmiana napięcia sterującego będzie powodować wystąpienie stanu przejściowego o różnej prędkości zmian związanych ze zmianą „stałej czasowej” układu w zależności od wartości napięcia sterującego. Efekt taki można zauważyć na rysunku 6, gdzie impulsy dodatni i ujemny wykazują różną „stałą czasową”.

4. Wnioski

Jak można zauważyć na rys.5 istnieje duża zbieżność wyników otrzymanych na drodze analizy symulacyjnej z wynikami badań eksperymentalnych. Nachylenie prostych regresji obu przebiegów różni się o mniej niż 1% wartości, natomiast offset o 1ms.

Uzyskane wyniki pozwalają stwierdzić, że istnieje praktyczna możliwość zbudowania układu elektronicznego symulującego właściwości czujnika inercyjnego o zmiennej dynamice, a także, że metoda badań symulacyjnych takich układów stanowi wiarygodne i użyteczne narzędzie w procesie ich projektowania.

Efekty związane z wpływem napięcia sterującego na sygnał wyjściowy układu prawdopodobnie nie będą istotnie wpływać na pracę układu, gdyż nawet przy dużych i szybkich zmianach tego napięcia nie są duże, a przy symulacji pracy rzeczywistego czujnika o zmiennych parametrach zarówno amplituda jak i szybkość zmian „stałej czasowej” są ograniczone.

5. Literatura

1. J. Nabielec, A. Zatorski: Korekcja błędów dynamicznego niestacjonarnego systemu pomiarowego I-rzędu metodą „w ciemno” dla wybranego przypadku okresowego. Mat. Konf. MISSP, Krynica 2005.
2. T. Sidor: Modelowanie i badania symulacyjne czujników inercyjnych pierwszego rzędu o zmiennej dynamice. Mat. Konf. MISSP, Krynica 2005.
3. MICROCAP 6.0 Electronic Circuit Analysis Program. Spectrum Software, Sunnyvale, Ca 94086, U.S.A.
4. Karta katalogowa układu AD534JD, www.analog.com/en/prod/0,2877,AD534,00.html

Artykuł powstał w ramach Projektu Badawczego MNiI 1346/T10/2004/27

Artykuł recenzowany