

Janusz TOKARSKI, Marian KAMPIK, Grzegorz POPEK
 INSTYTUT METROLOGII, ELEKTRONIKI I AUTOMATYKI, POLITECHNIKA ŚLĄSKA, GLIWICE

Modulator szerokości impulsu o dużej rozdzielczości nastawy współczynnika wypełnienia

dr inż. Janusz TOKARSKI

od ukończenia studiów na Wydziale Elektrycznym w 1978 roku jest pracownikiem naukowo – dydaktycznym w Instytucie Metrologii, Elektroniki i Automatyki Politechniki Śląskiej. Pracę doktorską obronił z wyróżnieniem w roku 1991. Jest autorem ponad dwudziestu publikacji. Zainteresowania naukowe obejmują pomiary aplikacji układów mikroprocesorowych.

e-mail: : janusz.tokarski@polsl.pl



mgr inż. Grzegorz POPEK

ukończył studia na wydziale Elektrycznym Politechniki Śląskiej w 2006 roku. Aktualnie jest studentem studiów doktoranckich w Instytucie Metrologii, Elektroniki i Automatyki Politechniki Śląskiej. Swoje zainteresowania koncentruje wokół dokładnych pomiarów wielkości elektrycznych oraz źródeł i kalibratorów napięcia stałego i zmiennego

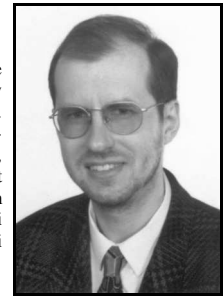
e-mail: grzegorz.popek@polsl.pl



dr inż. Marian KAMPIK

w 1988 roku ukończył studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Śląskiej, na którym w 1996 roku z wyróżnieniem obronił pracę doktorską. Od 1988 roku jest pracownikiem naukowo-dydaktycznym w Instytucie Metrologii, Elektroniki i Automatyki Politechniki Śląskiej. Jest autorem około siedemdziesięciu publikacji, w tym dwu monografii. Interesuje się wzorcami wielkości elektrycznych, szczególnie napięcia przemiennego i stałego.

e-mail: marian.kampik@polsl.pl



Streszczenie

W pracy przedstawiono koncepcję i podstawowe właściwości modulatora szerokości impulsu (PWM), w którym zastosowano dodatkową modulację amplitudy fragmentu przebiegu o szerokości równej jednemu okresowi przebiegu taktującego. Celem tej modyfikacji jest zwiększenie rozdzielczości nastawy wartości współczynnika wypełnienia modulatora, pełniącego rolę przetwornika cyfrowo-analogowego w wielomiarowym źródle wzorcowego napięcia stałego.

Słowa kluczowe: modulacja PWM, przetwornik cyfrowo-analogowy, kalibrator

A pulse-width modulator with high-resolution duty cycle setting

Abstract

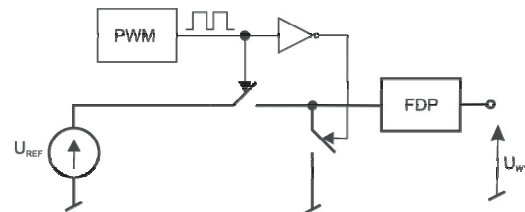
The paper presents the idea and basic properties of a pulse-width modulator (PWM) with additional amplitude modulation of the part of the signal. The width of the amplitude-modulated part is equal to one clock period. The reason of this additional modulation is to increase the resolution of setting the duty cycle of the PWM signal. The modulator is used as a digital to analog converter in an adjustable source of standard dc voltage.

Keywords: PWM modulator, digital to analog converter, calibrator

1. Wprowadzenie

We współczesnych kalibratorach jedno- i wielofunkcyjnych wzorcowe napięcie stałe jest wytwarzane przez podział stabilnego stałego napięcia odniesienia za pomocą przetwornika cyfrowo-analogowego (c/a) o dużej rozdzielczości i bardzo dobrej liniowości [1,2]. Ze względu na niewystarczającą liniowość

aktualnie dostępnych monolitycznych przetworników c/a, w kalibratorach stosowane są przetworniki c/a z modulatorami szerokości impulsu (ang. Pulse Width-Modulated Digital to Analog Converter, PWM DAC). Schemat blokowy takiego przetwornika przedstawiono na rys.1.



Rys. 1. Schemat blokowy PWM DAC
 Fig. 1. Block diagram of the PWM DAC

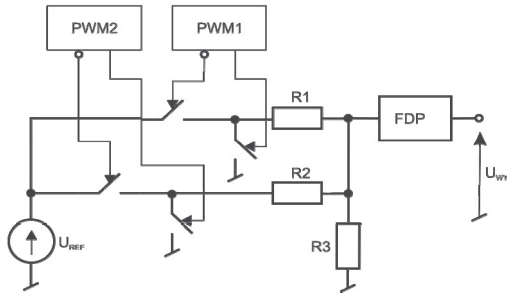
PWM DAC zbudowany jest z części cyfrowej i analogowej. Część analogową stanowią tranzystory typu MOSFET, które pełnią rolę przełączników. Na bramki tych tranzystorów podawane są cyfrowe sygnały PWM, które przechodzą przez nie zaznaczone na rys.1 układy kondycjonujące. Napięcie wyjściowe PWM DAC jest filtrowane za pomocą filtra dolnoprzepustowego. Na wyjściu filtra uzyskuje się napięcie stałe U_{WY} o wartości średniej równej

$$U_{WY} = \frac{1}{NT} \int_0^{nT} U_{REF} dt = \frac{n}{N} U_{REF} = D U_{REF}, \quad (1)$$

gdzie D jest współczynnikiem wypełnienia sygnału PWM, T jest częstotliwością generatora taktującego PWM, n jest liczbą okresów sygnału taktującego odpowiadających czasowi trwania stanu wysokiego na wyjściu licznika wykorzystanego w PWM, N jest pojemnością tego licznika. PWM DAC charakteryzuje się bardzo dobrą liniowością, lecz jego rozdzielczość jest niewystarczająca i nie przekracza z reguły 16 bitów [1,2]. Aby uzyskać większą rozdzielczość nastawy stosuje się dwa modulatory PWM oraz sumator rezystancyjny, w którym z odpowiednimi wagami są dodawane napięcia wyjściowe obu PWM DAC. Schemat układu przedstawiono na rys.2.

Przebieg na wejściu filtra dolnoprzepustowego jest sumą dwóch sygnałów PWM. Jeden z tych sygnałów, o współczynniku wypełnienia D_1 , jest wytworzony za pomocą modulatora PWM1. Amplituda tego sygnału jest zdefiniowana współczynnikiem podziału sumatora rezystancyjnego i jest równa A_1 . Drugi sygnał uzyskiwany jest za pomocą modulatora PWM2 o amplitudzie A_2 i

współczynnika wypełnienia D_2 . Przebieg napięcia na wejściu filtra dolnoprzepustowego przedstawiono na rys.3.



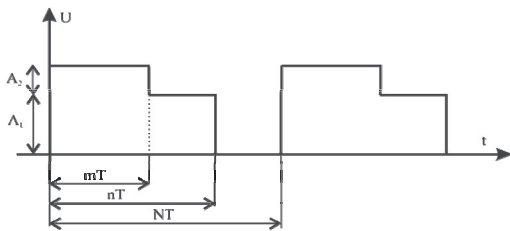
Rys. 2 Schemat blokowy przetwornika C/A z dwoma modulatorami PWM
Fig. 2. Schematic diagram of the digital to analog converter with two PWM modulators

Na wyjściu filtra dolnoprzepustowego składowa stała U_0 tego przebiegu jest równa

$$U_0 = \frac{1}{NT} \int_0^{nT} (A_1 + A_2) dt + \frac{1}{NT} \int_{nT}^{mT} A_1 dt =$$

$$= A_1 \frac{m}{N} + A_2 \frac{n}{N} = AU_{REF} D_1 + BU_{REF} D_2 \quad (2)$$

gdzie U_{REF} jest napięciem odniesienia, a współczynniki A i B są stałymi wyznaczanymi w procesie kalibracji źródła.



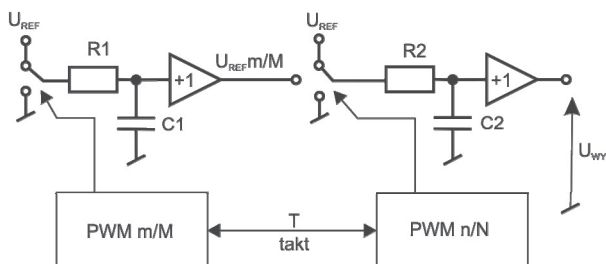
Rys. 3. Przebieg napięcia na wejściu filtra dolnoprzepustowego
Fig. 3. Waveform at the input of the low-pass filter

Dla $N = 2^{16}$ teoretyczna względna rozdzielczość nastawy napięcia wyjściowego przetwornika z sumatorem rezystancyjnym sygnałów PWM jest rzędu 10^{-9} [1,2,3,4]. W praktyce rozdzielczość ta jest ograniczona wpływem szumów, zakłóceń oraz różnego rodzaju dryftów.

Wadą przetwornika z sumowaniem dwóch sygnałów PWM jest niestabilność czasowa i temperaturowa rezystorów sumujących. Powodują one zmiany stałych kalibracyjnych A i B i w rezultacie, są przyczyną powstania błędu nastawy napięcia wyjściowego źródła.

2. Modulator PWM z dodatkową modulacją amplitudy

Prezentowana poniżej koncepcja modulatora PWM z dodatkową modulacją amplitudy fragmentu przebiegu jest próbą zwiększenia stabilności czasowej i temperaturowej WZWNŚ przez wyeliminowanie sumatora rezystancyjnego.



Rys.4. Nowy układ PWMDAC z dodatkowym modulatorem amplitudy
Fig.4. A novel PWMDAC with additional amplitude modulation

Ideę przedstawiono na rys.4. Układ również zawiera dwa modulatory PWM o współczynnikach wypełnienia odpowiednio m i n . Układ dzielący napięcie odniesienia U_{REF} w proporcji m/M jest tradycyjnym, cyfrowym układem modulacji PWM, wyposażonym w dolnoprzepustowy filtr R_1C_1 i dokładny wtórnik napięciowy.

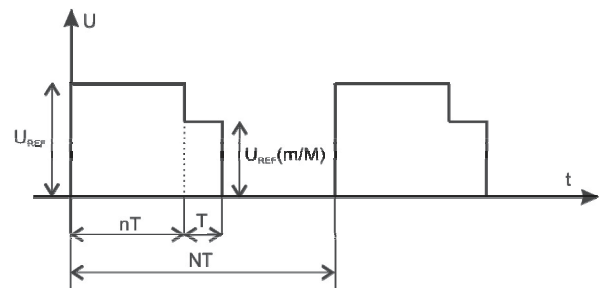
Wartość średnia napięcia na wyjściu tego wtórnika jest równa

$$U_0 = \frac{1}{MT} \int_0^{mT} U_{REF} dt = U_{REF} \frac{m}{M} \quad (3)$$

Konstrukcja drugiego modulatora nie jest typowa. Układ przełącznika posiada trzy pozycje i umożliwia podanie na wejście filtra dolnoprzepustowego R_2C_2 kolejno:

- napięcia referencyjnego U_{REF} ,
- wstępnie podzielonego napięcia o wartości $\frac{m}{M} U_{REF}$,
- potencjału masy.

Przebieg napięcia na wejściu filtra zobrażony jest na rys.5.



Rys.5. Przebieg napięcia na wyjściu PWMDAC z modulacją amplitudy
Fig.5. Waveform at the output of the PWMDAC with amplitude modulation

Składowa stała na wyjściu układu jest równa

$$U_{WY} = \frac{1}{NT} \int_0^{nT} U_{REF} dt + \frac{1}{N} \int_{nT}^{(n+1)T} U_{REF} \frac{m}{M} dt =$$

$$= U_{REF} \left(\frac{n}{N} + \frac{m}{NM} \right) = U_{REF} \left(\frac{m + Mn}{NM} \right) \quad (4)$$

Teoretyczna względna rozdzielczość nastawy napięcia wyjściowego opisanego układu jest równa $\frac{U_{REF}}{MN}$. Dla $M=N=2^{16}$

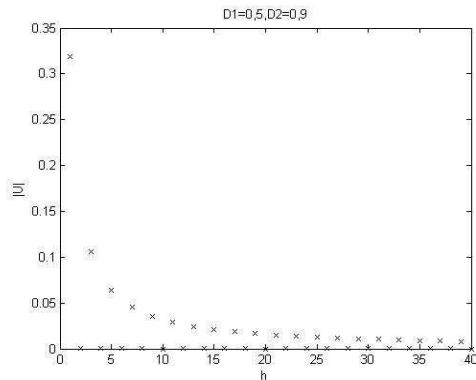
rozdzielczość ta jest rzędu 9 cyfr znaczących, tj. zbliżona do rozdzielczości przetwornika z sumatorem rezystancyjnym.

2. Właściwości widmowe sygnałów wytwarzanych przez oba układy

Znajomość widma sygnału na wyjściu opisanego układu jest niezbędna dla odpowiedniego doboru filtra uśredniającego. Z reguły częstotliwość taktowania modulatorów PWM układu z dzielnikiem rezystancyjnym nie przekracza 1 kHz. W fizycznym modelu takiego przetwornika, w charakterze filtra uśredniającego, zastosowano aktywny filtr dolnoprzepustowy piątego rzędu o częstotliwości granicznej równej około 10 Hz [4]. Filtr ten jest sprzężony pojemnościowo z wyjściem dzielnika rezystancyjnego, co eliminuje wpływ dryftu napięcia niezrównoważenia wzmacniaczy operacyjnych zastosowanych w układzie filtra. Obniżenie częstotliwości granicznej filtra wprawdzie zwiększy tłumienie składowej przemiennej, lecz spowoduje wydłużenie

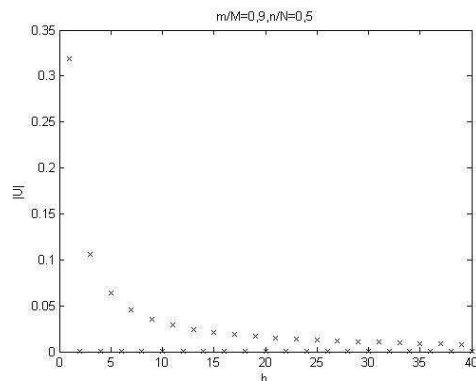
czasu ustalania napięcia na wyjściu filtru. Przyjmuje się, że czas ustalania do $1 \mu\text{V}$ nie powinien przekraczać kilku sekund.

Na rys.6 przedstawiono numerycznie obliczone widmo amplitudowe przebiegu napięcia wyjściu układu z sumatorem rezystancyjnym. Przyjęto $AU_{REF} = 1$; $BU_{REF} = 10^{-5}$; $D1=0,5$ i $D2=0,9$. Dla porównania, na rys.7, przedstawiono widmo amplitudowe sygnału na wyjściu modulatora z dodatkową modulacją amplitudy dla zbliżonej nastawy: $n/N = 0,5$ oraz $m/M = 0,9$.



Rys.6. Widmo amplitudowe sygnału na wyjściu układu z dzielnikiem rezystancyjnym dla $D_1 = 0,5$ oraz $D_2 = 0,9$.

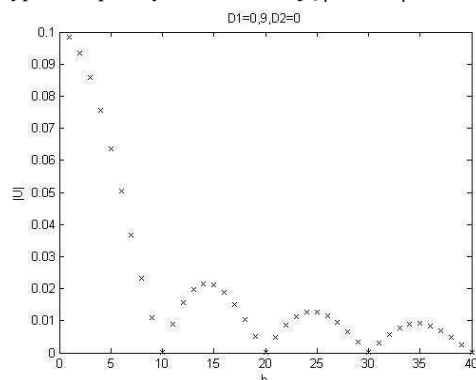
Fig.6. Amplitude spectrum of the signal at the output of the summation resistance network for $D_1 = 0,5$ and $D_2 = 0,9$.



Rys.7. Widmo amplitudowe sygnału na wyjściu układu z dodatkową modulacją amplitudy dla $n/N = 0,5$ oraz $m/M = 0,9$.

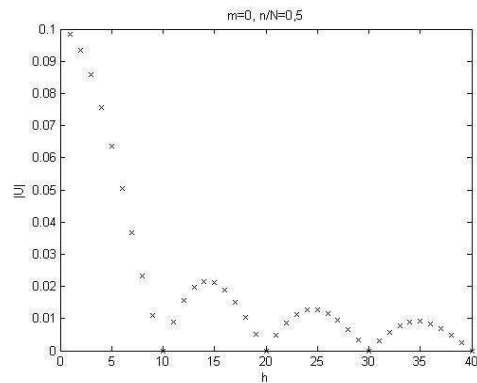
Fig.7. Amplitude spectrum of the signal at the output of the circuit with additional amplitude modulation for $n/N = 0,5$ and $m/M = 0,9$.

Widma amplitudowe sygnałów wyjściowych obu układów dla mniejszych nastaw współczynnika wypełnienia przedstawiono na rys.8 oraz 9. Obwiednię widma sygnału obu układów można w tym przypadku aproksymować funkcją $|\sin(x)/x|$.



Rys.8. Widmo amplitudowe sygnału na wyjściu układu z dzielnikiem rezystancyjnym dla $D_1 = 0,9$ oraz $D_2 = 0$

Fig.8. Amplitude spectrum of the signal at the output of the summation resistance network for $D_1 = 0,9$ and $D_2 = 0$.



Rys.9. Widmo amplitudowe sygnału na wyjściu układu z dodatkową modulacją amplitudy dla $n/N = 0,5$ oraz $m/M = 0$

Fig.9. Amplitude spectrum of the signal at the output of the circuit with additional amplitude modulation for $n/N = 0,5$ and $m/M = 0$.

Z porównania powyższych rysunków wynika, że widma sygnałów wytwarzanych przez oba układy są podobne, co pozwoli na zastosowanie w układzie z dodatkową modulacją amplitudy filtru opracowanego dla układu z dzielnikiem rezystancyjnym.

3. Podsumowanie i kierunki dalszych prac

Zaproponowana metoda modulacji szerokości impulsów z dodatkową modulacją amplitudy oferuje dużą teoretyczną względną rozdzielczość nastawy współczynnika wypełnienia, porównywalną z rozdzielczością stosowanych do tej pory układów z sumatorem rezystancyjnym. Widmo sygnału wytwarzanego przez nowy układ jest zbliżone do widma układu z sumatorem rezystancyjnym. Część cyfrowa układu, którą stanowią modulatory PWM, może być zaimplementowana w układzie CPLD. Dalszej analizy i opracowania odpowiedniego układu elektronicznego wymaga część analogowa układu, a zwłaszcza elektroniczny przełącznik trójpozycyjny. Należy wyznaczyć wpływ czasu przełączania i rezystancji przełączników w stanie włączenia i wyłączenia na wartość średnią napięcia wyjściowego oraz na błąd liniowości układu. Przypuszcza się, że struktura przełącznika będzie znacznie bardziej skomplikowana od dotychczas stosowanej. Ta niedogodność będzie jednak skompensowana zwiększeniem stabilności czasowej i termicznej wartości średniej wytwarzanej przez źródło wzorcowego napięcia stałego z nowym modulatorem, dzięki wyeliminowaniu rezystorów sumujących.

4. Literatura

- [1] 5700A/5720A Series II Calibrator. Service Manual. Fluke Corporation. July 1991.
- [2] Eccleston L., Faulkner N., Johnston C., Prue W., Thiemann M.: Calibrator brings record accuracy even to production and repair. Electronics, September 8, 1982, pp. 121-127
- [3] Kampik M., Jedliński Ł., Gonszc D. Programowane źródło wzorcowego napięcia stałego. Mat. II Konferencji „Podstawowe Problemy Metrologii” PPM’ 2001. Prace Komisji Metrologii Oddziału PAN w Katowicach. Seria: Konferencje Nr 4. Wydawca: Komisja Metrologii Oddziału PAN w Katowicach, Katowice 2001, str. 193-205,
- [4] Kampik M. Programowany dzielnik napięcia stałego do kalibratora wielofunkcyjnego. Mat. V Szkoły-Konferencji „Metrologia Wspomagana Komputerowo” MWK’ 2001, t.3: „Granty i projekty celowe. Referaty”, Rynia k/Warszawy, str. 23-28.

Artykuł recenzowany