

Mikrokontrolery w pomiarach częstotliwości

Streszczenie. W niniejszej publikacji przedstawiono podstawowe metody pomiaru częstotliwości. W pracy autorzy ograniczyli się do cyfrowych metod pomiaru tej wielkości. Omówiono metody pomiarowe z wykorzystaniem mikrokontrolerów. Przedstawiono stanowisko pomiarowe, wraz z opisem, bazujące na mikrokontrolerze ATmega 16. Przedstawiono wykorzystanie opracowanego układu pomiarowego do pomiaru odległości z wykorzystaniem sondy ultradźwiękowej. Pomiar częstotliwości odbywał się z wykorzystaniem trybu przechwytywania „capture”.

Abstract. This publication presents the basic methods of frequency measurement. In this paper, the authors have limited themselves to digital methods of measuring this quantity. Measurement methods using microcontrollers are discussed. A measurement stand, including description, based on the ATmega 16 microcontroller is presented. The use of the developed measurement system for distance measurement using an ultrasonic probe is presented. Frequency measurement was carried out using the capture mode. (**Microcontrollers in frequency measurement**).

Słowa kluczowe: mikrokontroler, pomiar częstotliwości, tryb przechwytywania, błąd pomiaru.

Keywords: microcontroller, frequency measurement, capture mode, measurement error.

Wstęp

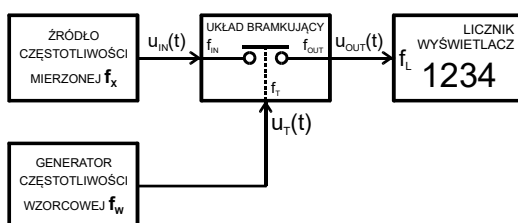
Okres i częstotliwość są jednymi z podstawowych miar określających przebiegi okresowe. Najczęściej spotykanymi w praktyce metodami pomiaru tych wielkości są metody oscyloskopowe i cyfrowe [1,2]. Pomiar okresu i częstotliwości, z wykorzystaniem oscyloskopu, współcześnie najczęściej cyfrowego, może się odbywać trzema metodami:

- klasyczną, poprzez pomiar długości odcinka, odpowiadającego okresowi, i przemnożeniu przez współczynnik odchylenia w osi X,
- używając kursorów,
- z wykorzystaniem pomiaru automatycznego – funkcja „measure”.

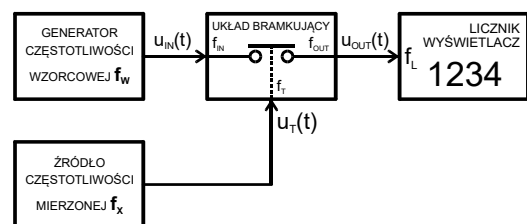
Pomiary częstotliwości z wykorzystaniem oscyloskopu są jednakże obciążone relatywnie dużym błędem, rzędu kilku procent.

W niniejszej publikacji ograniczono się do metody cyfrowej. Zasada cyfrowego pomiaru częstotliwości polega na zliczaniu cykli zjawiska okresowego w określonym przedziale czasu. W praktyce stosuje się dwie podstawowe metody cyfrowego pomiaru częstotliwości f_x :

- metodę bezpośrednią, przeznaczoną w praktyce, ze względu na wartość błędu pomiaru, do pomiaru wysokich częstotliwości, polegającą na zliczaniu liczby impulsów o częstotliwości f_x we wzorcowym czasie T_w ,
- metodę pośrednią, przeznaczoną w praktyce, ze względu na wartość błędu pomiaru, do pomiaru niskich częstotliwości polegającą na zliczaniu liczby impulsów o wzorcowej częstotliwości f_w w czasie równym krotności okresu T_x badanego przebiegu. Schematy dla obydwóch metod przedstawiono odpowiednio na rysunkach 1 i 2.



Rys.1. Schemat układu do pomiaru częstotliwości metodą bezpośrednią

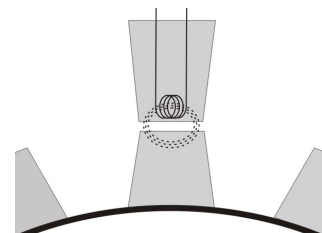


Rys.2. Schemat układu do pomiaru częstotliwości metodą pośrednią

Praktyczne aplikacje pomiarów częstotliwości

Zarówno bezpośrednia jak i pośrednia metoda pomiarów częstotliwości znalazły praktyczne zastosowanie m.in. w systemach pomiaru prędkości obrotowej, w których źródłem mierzonego sygnału, oznaczonego jako f_x , jest czujnik pomiarowy współpracujący z obracającym się elementem. Konstrukcja mechaniczna takiego systemu umożliwia modulację wielkości fizycznej mierzonej przez czujnik z częstotliwością wielokrotnie większą od częstotliwości odpowiadającej mierzonej prędkości obrotowej, co zwiększa rozdzielczość i poprawia dokładność pomiaru.

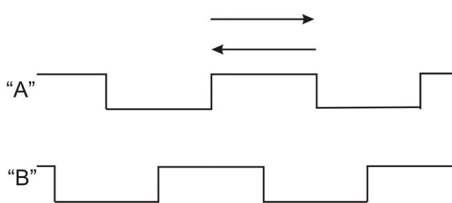
W praktyce pomiarowej wykorzystuje się czujniki optoelektroniczne, hallotronowe lub reluktancyjne. W przypadku pomiaru prędkości obrotowej silnika spalinowego powszechnie stosuje się czujniki reluktancyjne, które nie są wrażliwe na zabrudzenia, mogące przykładowo zakłócić pracę innych czujników (np. optoelektronicznych). Współpracują one z zębatym pierścieniem osadzonym na kole zamachowym silnika samochodu, tak jak to pokazano na rysunku 3.



Rys.3. Reluktancyjny czujnik prędkości obrotowej

Przemieszczanie się zębów pierścienia względem głowicy czujnika (cewka), która wytwarza pole magnetyczne, zmienia wielkość szczeliny magnetycznej między głowicą czujnika i pierścieniem zębatym, modulując tym samym, rezystancję obwodu magnetycznego (reluktancję). Stosunek częstotliwości sygnału wyjściowego czujnika reluktancyjnego do częstotliwości odpowiadającej mierzonej prędkości obrotowej jest równy liczbie zębów na kole zębatym. Uzyskiwany wynik pomiaru częstotliwości jest korygowany obliczeniowo.

Jeżeli istotne jest określenie zarówno prędkości obrotowej jak i kierunku obrotów, wykorzystuje się, pokazane na rysunku 4, sygnały kwadraturowe wytwarzane przez enkodery impulsowe współpracujące z czujnikami hallotronowymi lub optoelektronicznymi. Jeden sygnałów wyjściowych enkodera jest względem drugiego przesunięty w fazie o kąt 90° . Dzięki temu w momencie zmiany stanu jednego z sygnałów możliwa jest detekcja stanu logicznego drugiego z nich. Analizując przebiegi sygnałów w kierunku zgodnym ze strzałkami oznaczającymi kierunek obrotu, można zauważyć, że w momencie, gdy w sygnale A występuje zbocze narastające, sygnał B ma zawsze tę samą wartość „1” (strzałka „w prawo” lub „0” (strzałka w lewo).



Rys.4. Detekcja kierunku obrotów

W systemach pomiaru prędkości obrotowej liczba impulsów generowanych w ciągu jednego pełnego obrotu jest relatywnie duża, osiągając dla enkoderów optoelektronicznych wartość 200 i większą. Umożliwia to uzyskanie optymalnych rozdzielczości i błędów pomiaru już przy stosunkowo niewielkich prędkościach obrotowych.

Zasoby mikrokontrolerów wykorzystywane do pomiarów częstotliwości

Współczesny mikrokontroler to złożony system elektroniczny, w skład którego wchodzi: mikroprocesor, bloki pamięci, układy generacji sygnałów zegarowych, układy zasilania umożliwiające pracę w trybach obniżonego poboru mocy oraz układy peryferyjne. W praktyce jest to więc komputer zintegrowany w jednym układzie scalonym.

Możliwości pomiarowe mikrokontrolerów są w znaczącym zakresie zdeterminowane zasobami jego tzw. wewnętrznych układów peryferyjnych, w skład których wchodzi układy czasowo-licznikowe, przetworniki A/C i C/A oraz interfejsy komunikacyjne. Wewnętrzne układy peryferyjne pracują niezależnie od mikroprocesora nie absorbując go czasowo ani też nie angażując jego zasobów (np. pamięci). W nowoczesnych mikrokontrolerach STM32 [3], wynik pracy układu peryferyjnego (np. wynik konwersji A/C) może być nawet bezpośrednio (sprzętowo) zapisywany do pamięci (w tzw. trybie DMA) bez konieczności angażowania oprogramowania mikroprocesora.

Do pomiaru czasu i częstotliwości wykorzystuje się układy czasowo-licznikowe. Ich głównym elementem jest licznik binarny, który umożliwia zliczanie zarówno impulsów pochodzących ze źródeł zewnętrznych jak i impulsów wewnętrznych mikrokontrolera.

W starszych mikrokontrolerach rodziny MCS-51 [4], praca układu czasowo-licznikowego może być bramkowana

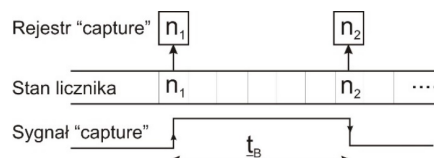
sygnałem zewnętrznym dołączonym do jednego z wyprowadzeń mikrokontrolera. Takie rozwiązanie umożliwia zrealizowanie „definitywnego” układu do pomiaru częstotliwości lub okresu sygnału, w którym impulsy, oznaczone symbolem n , zliczane są w ściśle określonym interwale czasowym oznaczonym symbolem t_B . Częstotliwość sygnału f oblicza się wówczas z zależności (1):

$$(1) \quad f = \frac{n}{t_B}$$

przy czym w przypadku, gdy czas bramkowania jest całkowitą potęgą liczby 10 operację dzielenia można zastąpić przesunięciem kropki dziesiętnej, co w istotny sposób ogranicza wykorzystanie środków programowych.

We współczesnych mikrokontrolerach, np. AVR ATmega do pomiaru czasu lub częstotliwości wykorzystuje się tryb przechwytywania (ang. capture) [5], w którym układ czasowo-licznikowy pracuje w sposób ciągły. Zbocze sygnału bramkującego zliczanie impulsów powoduje sprzętowe przechwycenie zawartości licznika „w locie” - czyli zapisanie bieżącej zawartości licznika w rejestrze obsługującym tryb przechwytywania oraz wywołuje jednocześnie żądanie obsługi przerwania.

Aby wyznaczyć okres lub częstotliwość przebiegu należy przechwycić dwa stany licznika opisane jako n_1 i n_2 , wykorzystując następujące po sobie zbocza sygnału bramkującego o czasie trwania t_B , tak jak pokazano to na rysunku 5.



Rys. 5. Zasada działania funkcji CAPTURE

Wartość mierzonej częstotliwości wyznacza się programowo. Korzysta się w tym przypadku z zależności (2):

$$(2) \quad f = \frac{n_2 - n_1}{t_B}$$

w której n_1, n_2 są kolejno przechwyconymi stanami licznika, a t_B jest czasem bramkowania, czyli czasem upływającym pomiędzy przechwyceniami.

W przypadku, gdyby pomiędzy przechwyceniami stanów licznika doszło do jego przepelnienia (a chwilę później wyzerowania) należy zastosować zależność (3):

$$(3) \quad f = \frac{n_{\max} - n_1 + n_2}{t_B}$$

w której n_{\max} jest maksymalną liczbą impulsów, którą może zliczyć licznik, czyli pojemnością licznika.

Źródłem sygnału zegarowego taktującego licznik może być zarówno sygnał wewnętrzny jak i zewnętrzny. Pierwsze z rozwiązań upraszcza konstrukcję układu pomiarowego eliminując konieczność stosowania generatora zewnętrznego. Ze względu na dokładność pomiaru zakres aplikacji pierwszego z rozwiązań ogranicza się jednak do sytuacji, gdy mikrokontroler taktowany jest rezonatorem kwarcowym. W przypadku rezonatora ceramicznego lub rezonatora RC, z uwagi na niewystarczającą stabilność i dokładność częstotliwości wytwarzanego sygnału, warto rozważyć zastosowanie zewnętrznego sygnału taktującego.

Ze względu na pracę wewnętrznych układów synchronizacji częstotliwość zewnętrznego sygnału taktującego licznik nie może jednak przekroczyć połowy częstotliwości sygnału taktującego mikrokontroler, co stanowi istotne ograniczenie omawianej konfiguracji układu pomiarowego.

Układ do pomiaru częstotliwości z wykorzystaniem mikrokontrolera ATmega16

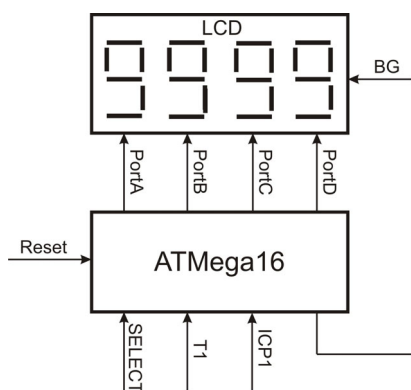
Na rysunkach 6 i 7 przedstawiono odpowiednio widok i schemat blokowy układu, przeznaczonych do pomiaru częstotliwości.



Rys. 6. Widok układu pomiarowego do pomiaru częstotliwości

Głównymi elementami tego układu są, pokazane na rysunku 7, mikrokontroler ATmega16 oraz 7-segmentowy, 4-cyfrowy wyświetlacz LCD, co pozwala na wizualizację wyniku do 10^4-1 impulsów.

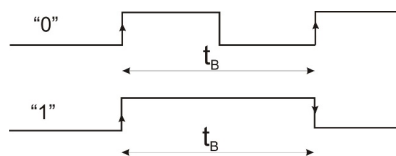
Głównym elementem układu pomiarowego jest 16-bitowy układ czasowo-licznikowy T1, taktowany sygnałem z generatora zewnętrznego dołączonym do wejścia T1, pracujący w trybie ciągłym. W pomiarach czasu lub częstotliwości wykorzystywane jest przechwytywanie stanu licznika wyzwalane zboczem sygnału na pinie ICP1, pełniącym funkcję wejścia sygnału bramkującego. Po zakończeniu pomiaru i obliczeniu liczby impulsów z zależności (2) lub (3), jest ona wyświetlana. Jeżeli jest ona większa od 9999 wyświetlana jest litera F, oznaczająca przekroczenie zakresu pomiarowego



Rys. 7. Schemat blokowy układu pomiarowego do pomiaru częstotliwości

Do sterowania pracą układu wykorzystano przycisk podłączony do wejścia RESET mikrokontrolera. Po restarcie układ wykonuje jeden cykl pomiarowy, wyświetla wynik i czeka na kolejny restart.

Siedem linii każdego z czterech 8-bitowych portów I/O mikrokontrolera obsługuje jedną cyfrę wyświetlacza 7-segmentowego. Pozostałe pojedyncze linie każdego z portów są wykorzystane jako: wejście sygnału taktującego licznik - T1, wejście wyzwalające przechwytywanie - ICP1, wyjście sygnału „tła” wyświetlacza LCD - BG, oraz wejście oznaczone jako SELECT, którego stan logiczny decyduje o sposobie bramkowania pracy licznika przez następujące po sobie zbocza narastające lub zbocze narastające i opadające, które pokazano na rysunku 8.



Rys. 8. Alternatywne przebiegi sygnałów bramkujących

Zrealizowany układ może mierzyć częstotliwość, okres oraz czas trwania impulsu dodatniego. Jeżeli źródło mierzonego sygnału zostanie podłączone do wejścia T1, a generator podstawy czasu do wejścia ICP1 - układ będzie pracował jako miernik częstotliwości. W przypadku przeciwnym układ będzie w zależności od sygnału SELECT funkcjonował jako miernik okresu (SELECT = "0") lub jako miernik czasu trwania impulsu dodatniego (SELECT = "1").

Mikrokontroler wykorzystuje sygnał taktujący 8 MHz wytwarzany przez wewnętrzny generator RC. Nie wpływa to na dokładność pomiarów, która zależy tylko od jakości zewnętrznego sygnału taktującego układ czasowo-licznikowy, pozwala natomiast zrezygnować z zewnętrznego rezonatora kwarcowego i w konsekwencji ograniczyć liczbę komponentów układu.

Zastosowany w układzie wyświetlacz LCD jest sterowany dynamicznie (napięciem przemiennym) z częstotliwością 100 Hz. Zrealizowano to poprzez programowe wytwarzanie sygnałów sterujących liniami mikrokontrolera dołączonymi do wyświetlacza LCD. Sygnały sterujące aktywnymi (w danej chwili) segmentami wyświetlacza są odwrócone w fazie w stosunku do sygnału na linii mikrokontrolera odpowiedzialnej za polaryzację „tła” wyświetlacza LCD. Natomiast sygnały sterujące nieaktywnymi segmentami są w fazie z opisywanym sygnałem tła. W opisywanym układzie do sterowania pracą wyświetlacza LCD wykorzystano układ czasowo-licznikowy T0, taktowany sygnałem wewnętrznym, pracujący w trybie „odliczania zadanej liczby impulsów” (ang. CTC - clear timer compare).

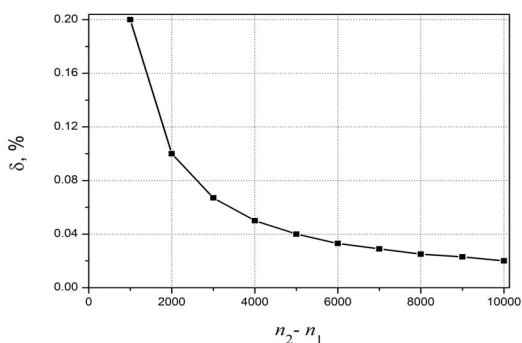
W układzie przedstawionym na rysunku 7 przeprowadzono badania eksperymentalne. Pomiar przeprowadzono wielokrotnie, dla różnych wartości częstotliwości, dla obydwóch trybów pracy przedstawionych na rysunku 8.

Istotnym, z metrologicznego punktu widzenia, jest ocena niedokładności zaprojektowanego układu przeznaczonych do pomiaru częstotliwości. W celu wyznaczenia wartości błędu pomiaru wykorzystano zależność (2) na wartość częstotliwości f . Korzystając z prawa propagacji błędów, zakładając, że wartość czasu bramkowania t_B jest stała, uzyskano wyrażenie na względny błąd pomiaru częstotliwości δ przedstawione zależnością (4):

$$(4) \quad \delta = \frac{2\Delta_n}{n_2 - n_1} \cdot 100\%$$

gdzie Δ_n oznacza bezwzględną wartość błędu zliczania, równego ± 1 , dla liczby impulsów n_1 i n_2 . Na rysunku 9

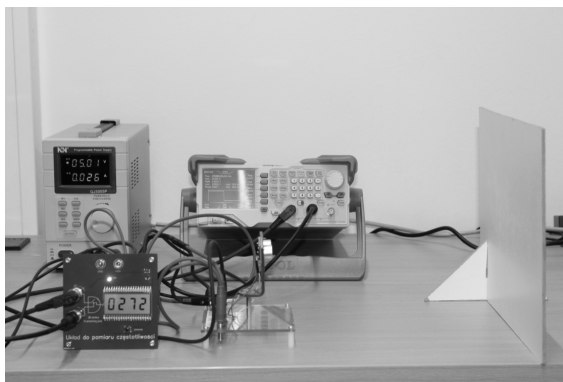
przedstawiono charakterystykę wartości względnego błędu pomiaru częstotliwości δ , wyrażonego w procentach, w funkcji różnicy wartości ($n_2 - n_1$).



Rys. 9. Charakterystyka błędów względnego δ w funkcji różnicy wartości ($n_2 - n_1$)

Analizując wartości błędów, można sformułować wniosek, że dla różnicy wartości n_1 i n_2 większej od 2000 wartość błędów względnego nie przekracza 0,1%. Wartości błędów niniejszego układu zależą od różnicy impulsów n_1 i n_2 , a co z tego wynika od ilości cyfr wyświetlacza LCD. Zwiększenie ilości cyfr wyświetlacza o 1 może spowodować 10-krotne zmniejszenie błędów. Inni autorzy wyznaczają wartości błędów, jako różnice pomiędzy wartościami zmierzonymi opracowanym miernikiem a oscyloskopem. Powoduje to jednak sytuacje, w których wartości błędów są równe zero [6].

Układ do pomiaru odległości z wykorzystaniem sondy ultradźwiękowej



Rys. 10. Widok układu pomiarowego do pomiaru odległości z wykorzystaniem sondy ultradźwiękowej

Przedstawiony powyżej zaprojektowany i skonstruowany układ do pomiaru częstotliwości, można wykorzystać również do pomiaru innych wielkości.

W wielu zastosowaniach praktycznych do pomiaru odległości stosuje się czujniki ultradźwiękowe. Zasada pracy tych czujników bazuje na pomiarze czasu pomiędzy wysłaniem wiązki fal ultradźwiękowych a momentem jej powrotu do detektora. Okazuje się, że opracowany układ do pomiaru częstotliwości można wykorzystać do pomiaru odległości. Dobierając, w procesie kalibracji, odpowiednią wartość częstotliwości sygnału z generatora podstawy czasu, na wyświetlaczu układu, widocznego na rysunku 6, wyświetlana jest, wyrażona w milimetrach odległość,

pomiędzy czujnikiem ultradźwiękowym a przeszkodą. Widok opracowanego stanowiska pomiarowego przedstawiono na rysunku 10.

Wyznaczona eksperymentalnie wartość błędów pomiaru odległości w badanym układzie była nie większa niż ± 2 mm.

Podsumowanie

W niniejszej pracy przedstawiono koncepcję układu pomiarowego przeznaczonego do pomiaru częstotliwości z wykorzystaniem mikrokontrolera ATmega16. Zaprojektowany układ został zrealizowany przy minimalnej liczbie komponentów. Pomiar częstotliwości odbywał się z wykorzystaniem trybu przechwytywania – „capture”. Wartość względnego błędów pomiaru, dla różnicy liczby impulsów ($n_2 - n_1$) większej od 2000, nie przekraczała wartości 0,1%.

Zaprezentowano możliwości adaptacji opracowanego układu do pomiaru innych wielkości np. prędkości obrotowej czy odległości. Dobór odpowiednich wartości częstotliwości umożliwił odczyt odległości, wyrażonej w milimetrach, bezpośrednio z wyświetlacza, z błędem, który nie przekracza wartości ± 2 milimetrów.

W tym miejscu należy dodać, że opisane w niniejszej pracy mikrokontrolery ATmega16 mogą być wykorzystane w pomiarach wielu innych wielkości. Przykładowo, w pracach [7,8] zaprezentowano układ, przeznaczony do pomiarów niskich temperatur. W tym celu wykorzystano oscylator RC jako wbudowany częstotliwościowy czujnik temperatury. Z kolei w pracy [9] zaprezentowano wykorzystanie omawianego mikrokontrolera przy opracowaniu algorytmów wybranych generatorów liczb losowych. Przedstawione w pracy przykładowe zastosowania mikrokontrolera ATmega16, nie wyczerpują oczywiście wszystkich możliwych zastosowań. Ze względu na jego relatywnie niską cenę i duże możliwości są często wykorzystywane w praktyce.

Autorzy: dr inż. Michał Boltrukiewicz, Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: michal.boltrukiewicz@put.poznan.pl; dr inż. Przemysław Otomanski, Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: przemyslaw.otomanski@put.poznan.pl

LITERATURA

- [1] Chwaleba A., Poniński M., Siedlecki A.: Metrologia elektryczna, WNT, Warszawa, 2003.
- [2] Rydzewski J.: Pomiar oscyloskopowy, Warszawa, WKiŁ 1994.
- [3] Kurczyk A.: Mikrokontrolery STM32 dla początkujących, Wyd. BTC, Legionowo, 2019.
- [4] Rydzewski A.: Mikrokomputery jednocukładowe rodziny MCS 51, WNT, Warszawa, 1992.
- [5] Baranowski R.: Mikrokontrolery AVR ATmega w praktyce, Wyd. BTC, Warszawa, 2005.
- [6] Tunde A.S., Usonobuno O.M.: Design and construction of an autorange digital frequency meter using a microcontroller, IJERT, 6 (11), 2017, 204-207.
- [7] Arnold K., Properties of internal RC oscillator of ATmega16A structure at low temperatures, Proceedings of the Twenty-Third International Cryogenic Materials Conference 2010, July 2010, Wrocław, Poland, 567-570.
- [8] Arnold K.: Możliwości pomiaru niskich temperatur z wykorzystaniem oscylatora RC mikrokontrolera ATmega16A, Przegląd Elektrotechniczny, 93 (2017), Nr 11, 103-106.
- [9] Ambroziak D., Dąbkowski M., Redlarski G.: Generator liczb losowych wykorzystujący mikrokontroler ATmega16, Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej, 31, 2012, 23-26.