

# Przetwarzanie sygnału momentomierza Futek TRS705 oraz komunikacja wewnątrz w zautomatyzowanym stanowisku badawczym napędu z silnikiem reluktancyjnym przełączalnym.

**Streszczenie.** W publikacji skupiono się na trzech kwestiach: analizie i algorytmach kondycjonowania uzyskiwanego sygnału momentu przetwornika Futek TRS705 w środowisku analitycznym Matlab, usystematyzowaniu architektury komunikacji wewnętrznej jednostki centralnej stanowiska w ramach systemu operacyjnego czasu rzeczywistego oraz na efektywnym sterowaniu zdalnym oscyloskopem. Przedstawione informacje mogą stanowić dla Czytelnika inspirację w podobnych konstrukcjach stanowisk badawczych ułatwiając odtworzenie podobnego stanu funkcjonalności w oparciu o praktyczne wykorzystanie strukturyzacji kodu systemów wbudowanych obsługujących automatyzację pracy. Przedstawione metody analizy uzyskiwanego na stanowisku sygnału momentu siły pozwalają zapoznać się z jego właściwościami, a metody wtórnego przetwarzania na poprawę parametrów jakości tego sygnału. W pracy omówiono także relacje pasma przenoszenia użytego przetwornika do natury widma momentu elektromagnetycznego silnika reluktancyjnego przełączalnego.

**Abstract.** The publication focused on three issues: systematizing the internal communication architecture of the station's central unit within the real-time operating system, effective remote control of the used DPO3014 oscilloscope and analysis/conditioning algorithms of the obtained torque signal of the Futek TRS705 transducer in the Matlab analytical environment. The information presented may provide the reader with inspiration in similar designs of research stations, facilitating the reconstruction of a similar state of functionality. The presented methods of secondary processing of the torque signal obtained at the station make it possible to become familiar with its nature and to further improve the quality parameters of this signal. The paper also discusses the adjustment of the frequency response of the used transducer to the nature of the electromagnetic torque spectrum resulting from the design of the switched reluctance motor. (**Digital signal processing of the Futek TRS705 torque meter and internal communication solutions in an automated laboratory test-bench for a switched reluctance motor drive.**)

**Słowa kluczowe:** SRM, stanowisko badawcze, system wbudowany, FreeRTOS, momentomierz, Futek TRS705, FSH02564, sterowanie rozproszone  
**Keywords:** SRM, test bench, embedded system, FreeRTOS, torque transducer, Futek TRS705, FSH02564, distributed control

## Wprowadzenie

Artykuł poświęcono analizie jakości sygnału momentomierza przelotowego FUTEK z serii TRS705 w układzie z dedykowanym, autorskim interfejsem. Dodatkowo opisano szczegółowy proces akwizycji (rozwiązania programowe systemów wbudowanych) oraz wtórnego przetwarzania tego sygnału.

Precyzyjny pomiar momentu siły (w tym samego momentu elektromagnetycznego silnika) jest istotny z perspektywy modelowania – charakterystycznych dla silnika reluktancyjnego przełączalnego (SRM, ang. *Switched Reluctance Motor*) – nieliniowych relacji opisujących proces przetwarzania energii elektrycznej w mechaniczną ruch obrotowy. Istotę tych relacji oddają poniższe przekształcenia. Na podstawie formuły definiującej wytwarzanie momentu elektromagnetycznego od uzwojenia pasma ( $p$ ) w silniku reluktancyjnym przełączalnym [1]:

$$(1) \quad T_p(\theta_p, i_p) = \frac{dE_{cp}(\theta_p, i_p)}{d\theta_p},$$

gdzie:  $T_p$  (Nm) – moment elektromagnetyczny,  $E_{cp}$  (J) – koenergia pola elektromagnetycznego uzwojenia silnika,  $\theta_p$  (rad) – położenie wału silnika względem pasma  $p$  silnika,  $i_p$  (A) – prąd pasma, wiążąc tę formułę z kluczowym elementem modelu tj. przyjętą formułą opisującą strumień skrajony pasma ( $\Psi_p$ ):

$$(2) \quad E_{cp}(\theta_p, i_p) = \int_{\tau=0}^{i_p} \Psi_p(\theta_p, i_p) d\tau,$$

uzyskuje się:

$$(3) \quad T_p(\theta_p, i_p) = \frac{d \int_{\tau=0}^{i_p} \Psi_p(\theta_p, i_p) d\tau}{d\theta}.$$

Od szczegółowej definicji funkcji wartości strumienia będzie zależała finalna postać formuły (3), jakkolwiek – w kontekście modelu obwodowego zwykło się przyjmować ogólną postać:

$$(4) \quad \Psi_p(\theta_p, i_p) = L_p(\theta_p, i_p) i_p$$

sprowadzając finalnie (3) do postaci:

$$(5) \quad T_p(\theta_p, i_p) = \frac{1}{2} \frac{dL_p(\theta_p, i_p)}{d\theta_p} i_p^2.$$

Stąd, mając swobodę wymuszenia: pozycji  $\theta_p$  oraz regulowanego prądu uzwojenia pasma silnika  $i_p$  w połączeniu z bezpośrednim pomiarem momentu  $T_p$  możliwe jest określenie zmienności referencyjnej indukcyjności (tj. wyrażenia  $dL_p/d\theta_p$  z formuły (5)) bez konieczności angażowania modeli polowych celem uzupełnienia opisu charakterystycznych relacji [2], alternatywnie do metody przedstawionej w publikacjach poświęconych modelowaniu SRM: [3],[4]. W efekcie opracowanego stanowiska możliwe jest:

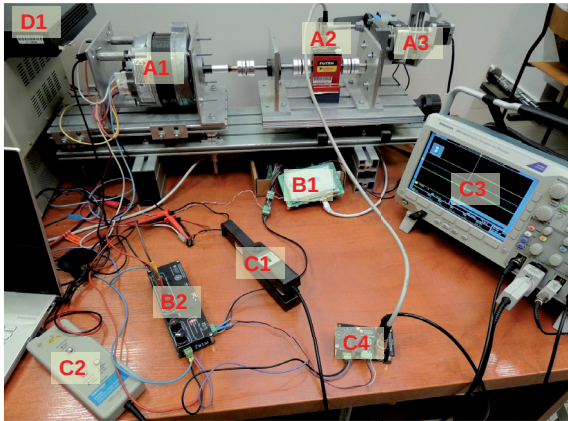
- zbadania zjawiska nasycenia obwodu magnetycznego z perspektywy efektu przemian energetycznych (opracowanie dokładniejszego modelu),
- ocena zbieżności na poziomie wielkości mechanicznych związanych z ruchem obrotowym,
- ocena jakości sterowania, w tym sterowania uwzględniającego zadanie minimalizacji pulsacji momentu elektromagnetycznego czy sterowania odpornego na awarie.

W kontekście tego ostatniego redukcja pulsacji momentu jest wciąż aktualnym i istotnym problemem badawczym właściwym dla napędu z SRM [5], [6], podobnie jak sterowanie w warunkach uszkodzenia [7], [8]. Powyższe stanowi o istocie opisywanych w artykule pracach związanych z badaniem jakości i kondycjonowaniem sygnału pomiarowego momentu siły na wale silnika.

Złożone, rozproszone stanowisko wymaga pewnej organizacji na poziomie komunikacji pomiędzy modułami. Stąd w pracy przedstawiono zaimplementowane na tym poziomie koncepcje, które – jako przetestowane w praktyce – mogą stanowić pewien punkt odniesienia dla podobnych konstrukcji.

## Stanowisko laboratoryjne

Momentomierz stanowi część stanowiska laboratoryjnego, którego zdjęcie zaprezentowano na rysunku 1.



Rys. 1. Zdjęcie stanowiska laboratoryjnego z głównymi jego składowymi częściami

W skład stanowiska wchodzi (zgodnie z numeracją ze zdjęcia) sekcje:

- A – mechaniczna,
- B – sterująco-wykonawcza,
- C – pomiarowa,
- D – pomocnicza.

Na część mechaniczną (A) składają się:

- 1 – badany silnik,
- 2 – momentomierz FUTEK TRS705,
- 3 – zestaw silnika krokowego z przekładnią.

W zakres części sterująco-wykonawczej (B):

- 1 – sterownik centralny z wyświetlaczem dotykowym,
- 2 – dedykowany przekaźnik,

natomiast właściwa akwizycja sygnałów pomiarowych (grupa C) odbywa się w ramach:

- 1 – sondy prądowej,
- 2 – izolowanej sondy napięciowej,
- 3 – oscyloskopu,
- 4 – dedykowanego interfejsu momentomierza.

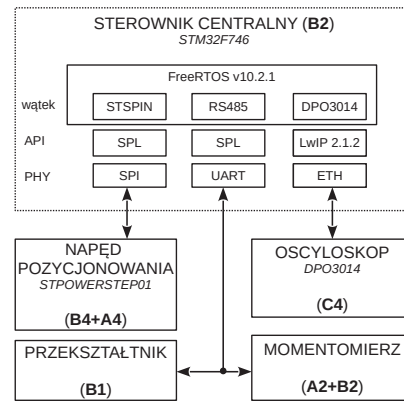
Całość uzupełnia przełącznik sieciowy (D1) umożliwiający obsługę ruchu ethernet na stanowisku, w tym jego powielanie na wybrany port (ang. *mirroring*) pozwalając tym samym na weryfikację poprawności oprogramowanych protokołów komunikacji.

Koncepcja stanowiska opiera się na udostępnieniu niezbędnych danych pomiarowych na kanałach analogowych oscyloskopu oraz dalszej archiwizacji tych danych w postaci cyfrowej z wymaganą rozdzielczością. Istotą działania stanowiska nadaje jego elastyczność dzięki zastosowaniu otwartych interfejsów głównych systemów. Dedykowany przekaźnik, opisany szeroko w artykule [9] pozwala zarówno na dowolne wymuszenie napięciowe, jak i regulację stałej wartości prądu pasmowego czy też jego wartości międzyszczytowej przy wymuszeniach niskoczęstotliwościowych. Uzupełniając taki układ możliwością precyzyjnego zadawania położenia wału oraz bezpośredniego pomiaru momentu możliwe staje się zbadanie modelowej rozkładu nieliniowej funkcji opisującej przemianę energii w silniku reaktancyjnym przełączalnym [1], [2], [10].

## Rozwiązania interfejsów wewnętrznych systemu

Na rysunku 2 przedstawiono schematycznie strukturę komunikacji fizycznej w ramach stanowiska. Obsługiwane magistrale to:

- SPI (ang. *Serial Peripheral Interface*),

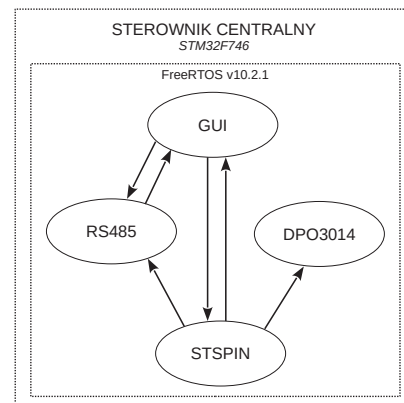


Rys. 2. Struktura komunikacji fizycznej na stanowisku

- RS485,
- Ethernet,

umożliwiające komunikację sterownika centralnego (oznaczenie B2 – spójne z opisami z zamieszczonego uprzednio zdjęcia z rysunku 1) z wszystkimi węzłami systemu rozproszonego stanowiska laboratoryjnego.

Zadania stawiane sterownikowi centralnemu (B2) są jednak znacznie bardziej złożone choćby dlatego, że skupia się na nim obsługa wszystkich rodzajów interfejsów (w roli węzła nadrzędnego – ang. *mastera*). Ponadto jednostka ta ma zaimplementowany interfejs użytkownika oparty na ekranie dotykowym oraz zarządza procesem automatycznej akwizycji (wg wybranego trybu działania). W odróżnieniu do prostszych i mniej wydajnych mikrokontrolerów węzłów peryferyjnych, jak wskazano na rysunku 2, układ B2 pracuje w oparciu o system operacyjny czasu rzeczywistego *FreeRTOS*, w którym za komunikację na wybranym interfejsie odpowiada osobny **wątek**. Każdy wątek oddzielnie wykorzystuje odpowiednie biblioteki obsługi danego interfejsu (API, ang. *Application Programming Interface*) uzyskując dostęp do peryferium komunikacyjnego. Dla prostych: *SPI* oraz *UART* (ang. *Universal Asynchronous Receiver-Transmitter*) są to głównie tzw. biblioteki standardowe *HAL* (ang. *Hardware Abstraction Layer*). W przypadku bardziej złożonego interfejsu ethernet jest to znana biblioteka obsługi protokołów *TCP/IP* tj. *LwIP* (w wersji 2.1.2). Dzięki temu możliwe jest uporządkowanie procedur wewnętrznej komunikacji w oparciu o wskazaną architekturę.

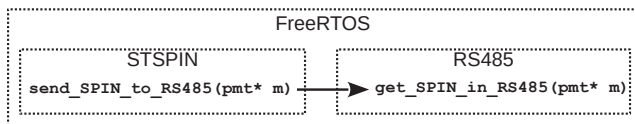


Rys. 3. Struktura komunikacji pomiędzy wątkami systemu *FreeRTOS* jednostki centralnej

Aktywne stanowisko obsługujące wiele węzłów i ich funkcjonalności wymaga implementacji wymiany bardzo dużej ilości informacji/zdarzeń pomiędzy wątkami. Dla przykładu naciśnięcie na wyświetlaczu przycisku GUI (ang.

Graphical User Interface) zmiany pozycji wału wiąże się z koniecznością wysłania informacji do wątku obsługi ruchu (STSPIN) z wątku interfejsu użytkownika (GUI), wykonanie operacji oraz odesłanie wiadomości o zakończeniu procesu wraz z aktualizacją pozycji na tym wyświetlaczu. Aby komunikacja ta była stabilna, należy wykorzystać ustalony mechanizm w ramach systemu. Implementując rozwiązanie dla stanowiska wydatnie wykorzystano mechanizm kolejki wiadomości (ang. *Queue*).

Naturalnym w takim przypadku jest tworzenie kolejki dla każdego zdarzenia/informacji z osobna, ale w systemie w którym tych zdarzeń jest bardzo dużo i różnie ich liczba z każdym nowym modulem takie rozwiązanie jest trudne w utrzymaniu. Stąd ostatecznie zdecydowano się na definicję **jednej kolejki** w komunikacji pomiędzy wątkami dla każdego z wymaganych kierunków z osobna. Ogólną architekturę tego pomysłu prezentuje rysunek 3 z uwzględnieniem kluczowych wątków sterownika centralnego. Za każdą ze strzałek odpowiada tylko jedna kolejka obsługiwana klarownymi funkcjami programowymi, jak w szczególności zaprezentowano na rysunku 4.



Rys. 4. Rozwiązanie wymiany informacji dla jednego kierunku pomiędzy wątkami

Dzięki temu zredukowano niezbędną liczbę kolejek wiadomości (oszczędność pamięci) i znacznie poprawiono przejrzystość kodu (każdą parę funkcji obsługi można zamieścić w osobnym pliku źródłowym). Mniejsza ilość kolejek dla takiej samej funkcjonalności wymaga rozszerzenia informacji przesyłanej w ramach jednej kolejki. W tym przypadku zunifikowano strukturę wiadomości opierając ją o strukturę identyczną z definicją ramki wiadomości interfejsu RS485. Taka struktura jest na tyle uniwersalna, że mieści w sobie wszystkie niezbędne komunikaty dodatkowo ułatwiający przesyłanie danych na samą magistralę fizyczną RS485: spójna zawartość kolejki może być wprost skopiowana do bufora ramki.

Mając na uwadze schemat z rysunku 4, obie funkcje (wysyłająca wiadomość oraz odbierająca) bazują na strukturze wiadomości kolejki zaprezentowanej na wyciągu kodu 1. Widać z tego, iż dane kolejki składają się z:

- komendy – pole `command`,
- danych zgrupowanych w ramach unii – pole `data`.

Takie rozwiązanie (w postaci *unii*) jest **bardzo elastyczne**, ponieważ do tego samego obszaru pamięci można odwołać się na różne sposoby i inaczej kodować jej zawartość.

Listing 1. Definicja struktury danych kolejki

```

1 //definicja unii:
2 typedef union{
3     uint8_t data_ui8[8];
4     uint16_t data_ui16[4];
5     uint32_t data_ui32[2];
6     float data_ff[2];
7     double data_d;
8 } comm_union_data_frame;
9 //definicja wiadomosci kolejki RTOS
10 typedef struct{
11     uint32_t command;
12     comm_union_data_frame data;
13 }comm_struct_queue_message;
  
```

Na listingu 2 przedstawiono definicje przykładowych funkcji obsługi kolejki pomiędzy dwoma wątkami (odpowiadające schematowi z rysunku 4).

Listing 2. Funkcje obsługi kolejki wiadomości

```

1 //funkcja wysylajaca:
2 void send_SPIN_to_RS485(comm_struct_queue_message* message){
3     if(queue_comm_SPIN_RS485_Handle!=NULL){
4         xQueueSend(queue_comm_SPIN_RS485_Handle, message, 100);
5     }
6 }
7 //funkcja odbierajaca:
8 uint32_t get_SPIN_in_RS485(comm_struct_queue_message* message){
9     if( queue_comm_SPIN_RS485_Handle != 0 ){
10        if( xQueueReceive( queue_comm_SPIN_RS485_Handle, message, ( TickType_t ) 0 ) ==
11           pdTRUE ){
12            return(0x00);
13        }
14    }
15    return(0x01);
16 }
  
```

Zgodnie z powyższym, aby nadać wiadomość należy przygotować wiadomość w ramach spójnej struktury, użyć funkcji wysyłającej (w przykładzie `send_SPIN_to_RS485()`), a w wątku do którego skierowana jest informacja skorzystać z funkcji odbierającej wg przykładu z listingu 3, gdzie `rs485AnalyzeAndExecuteCommandFromSPIN()` jest już statyczną (wewnętrzną) funkcją obsługi wiadomości z innego wątku RTOS.

Listing 3. Wykorzystanie funkcji odbioru wiadomości z kolejki w docelowym wątku (tu wątek RS485)

```

1 //deklaracja zmiennej danych wiadomosci:
2 comm_struct_queue_message queue_message;
3 ...
4 //sprawdzenie, czy kolejka zawiera nowe wiadomosci:
5 if( get_SPIN_in_RS485( &queue_message ) == ERR_OK ){
6     rs485AnalyzeAndExecuteCommandFromSPIN( queue_message );
7 }
  
```

### Sterowanie oscyloskopem

W artykule [9] przedstawiono rozwiązania sterowania oscyloskopem Tektornix DPO3014 w oparciu o emulację klienta serwisu internetowego oscyloskopu. Rozwiązanie to było skuteczne, ale miało kilka wad:

- ograniczoną ilość dostępnych komend,
- komendy z parametrami względnymi, tj. zależnymi od aktualnego stanu,
- relatywnie długa sesja oparta na protokole HTTP (ang. *Hypertext Transfer Protocol*) w warstwie aplikacji,
- konieczność zrywania sesji po każdej pojedynczej komendzie.

Wszystko to wydłużało proces wysyłania rozkazów, a w efekcie cały proces automatycznej akwizycji. Stąd, w omawianej wersji oprogramowania wprowadzono natywną obsługę połączenia *telnet* w oparciu o dokumentację [11]. Dzięki temu wydatnie udało się skrócić sesję komendy do ułamków milisekund (zrzut programu Wireshark z rysunku 5). Połączenie w tym trybie może pozostać otwarte, a całość zamyka się na warstwie transportowej (a nie aplikacji) sesji TCP/IP. Zgodnie z przytoczoną dokumentacją, komendy to krótkie polecenia tekstowe zakończone znakiem nowego wiersza. Przykłady zaprezentowano na wyciągu 4.

Listing 4. Wybrane komendy telnet oscyloskopu DPO3014

```

1 //ustawienie przebiegu kanalu 4 na srodku ekranu:
2 static char commandSetInd0[]="CH4:POSITION 0n";
3 //ustawienie podziałki pionowej kanalu 4 na 200 mV:
4 static char commandSetInd1[]="CH4:SCALE 200E-03n";
5 //włączenie kanalu 2:
6 static char commandSetInd2[]="SELECT.CH2 ONn";
7 //wylaczenie kanalu 1:
8 static char commandSetInd3[]="SELECT.CH1 OFFn";
  
```

Praktyczna obsługa tego protokołu zamyka się na trzech funkcjach: otwarcia sesji, obsługi komend w pętli, zamknięcia sesji (raczej z powodu błędu niż w trakcie normalnej operacji, jako że nie ma potrzeby zamykania połączenia które

konsumuje zasoby – w tym czas). Pełen cykl komunikacji zademonstrowany jest na wyciągu z kodu 5 wraz z odpowiednim komentarzem. Użyte w cyklu funkcje aż do poziomu właściwego API biblioteki *LwIP*[12][13] zdefiniowane zostały na listingu 6.

Listing 5. Kompletna sesja komunikacji telnet z oscyloskopem

```

//otworz sesje:
2 if(dpo3014_set_telnet_channel(&xNetConn) == ERR_OK){
3     do{
4         \sprawdz w petli, czy pozosala komenda w kolejce do wykonania
5         if(xQueueReceive(myQueueSendDPOCommandHandle, &(value), (TickType_t)
6             \ 100)){
7             ret = dpo3014_send_telnet_command(&xNetConn, value);
8         }
9     }while(ret == ERR_OK);
10    \zamknij sesje w przypadku bledu
11    dpo3014_close_telnet_channel(&xNetConn);
12 }

```

Listing 6. Funkcje obsługi sesji telnet

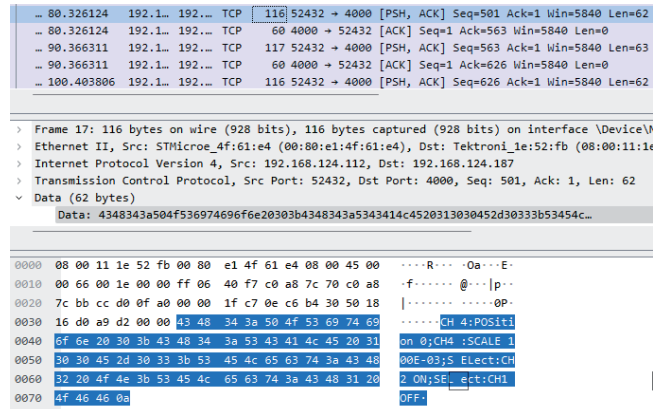
```

1 //definicje nowych typow zmiennych:
2 #define TNetConn struct netconn *
3 #define TNetBuf struct netbuf *
4
5 //funkcja otwarcia kanalu telnet:
6 int dpo3014_set_telnet_channel(TNetConn* pxNetConn){
7     int rc1, rc2;
8     ip_addr_t remote_ip;
9     //rezerwacja pamieci dla nowej struktury polaczenia typu netconn
10    *pxNetConn = netconn_new ( NETCONN_TCP );
11    if ( *pxNetConn == NULL ) {return 0x01;}
12    //powiazanie wezla z lokalnym adresem oraz dowolnym (losowym) portem
13    rc1 = netconn_bind ( *pxNetConn, IP_ADDR_ANY , 0 );
14    //polaczenie ze zdalnym wezlem (oscyloskopem) na porcie 4000 (kluczowe)
15    IP4_ADDR(&remote_ip,192,168,124,187);
16    rc2 = netconn_connect ( *pxNetConn, &remote_ip, 4000);
17    //w przypadku bledu polaczenia zwolnij zasoby
18    if ( rc1 != ERR_OK || rc2 != ERR_OK ) {
19        netconn_delete ( *pxNetConn );
20        *pxNetConn = NULL;
21        return 0x02;
22    }
23    return(ERR_OK);
24 }
25
26 //wyslanie pojedynczego komunikatu:
27 int dpo3014_send_telnet_command(TNetConn* pxNetConn, char* command){
28     if(*pxNetConn!=NULL){
29         if(netconn_write(*pxNetConn, command, strlen(command), NETCONN_COPY) ==
30             ERR_OK){
31             osDelay(50);
32             return(0x02);}
33         else {
34             return(0x01);
35         }
36     }
37     return(0x00);
38 }
39 //zamkniecie sesji telnet:
40 int dpo3014_close_telnet_channel(TNetConn* pxNetConn){
41     int rc1 = netconn_delete(*pxNetConn);
42     *pxNetConn = NULL;
43     return(rc1);
44 }

```

Efekt implementacji takiej spójnej obsługi sterowania zdalnego oscyloskopu można zaobserwować na rysunku 5, na którym zaprezentowano zarejestrowane sesje TCP/IP interfejsu ethernet (z wykorzystaniem programu *Wireshark* w połączeniu z funkcją powielania ramek dostępnej na przełączniku sieciowym). Z rysunku widać wysłanie komunikatu z komendą (znacznik [PSH, ACK]) z jednostki centralnej stanowiska do oscyloskopu oraz potwierdzenie odbioru na warstwie transportowej (znacznik [ACK]). Na tym opiera się pojedyncza sesja wysyłania komendy.

Opisane rozwiązania pozwoliły na utrzymanie stabilnej komunikacji w okresie dziesiątek godzin sesji automatycznej akwizycji danych z dużą rozdzielczością. Wart uwagi jest fakt, iż komendy do oscyloskopu należy wysyłać pojedynczo. Łączenie ich – zgodnie z dokumentacją – w łańcuch rozdzielony znakiem ';' nie przynosi spodziewanych rezultatów, jako że w praktyce interpretowana jest tylko pierwsza komenda.



Rys. 5. Zerejestrowane pakiety TCP/IP sesji komunikacji sterownika centralnego z oscyloskopem DPO3014 na porcie 4000



Rys. 6. Momentomierz TRS705

### Intefejs momentomierza

Stanowisko do badań napędu z silnikiem reluktancyjnym przełączalnym (rys.1) zostało wyposażone w wysokiej jakości momentomierz przelotowy Futek FSH02564 (rodzina TRS705)[14], przedstawiony na rysunku 6. Momentomierz ten charakteryzuje się wysokim pasmem przepustowym (3 kHz), wbudowanym enkoderem inkrementalnym (300 IPR), możliwością pracy ze znaczną prędkością do 7000 rpm oraz dużą dokładnością (±0,2%) i niewielką nieliniowością pomiaru w pełnym zakresie (±0,1%). Parametry te dobrze lokują jednostkę w zastosowaniach badawczych nad napędem z silnikiem reluktancyjnym przełączalnym, którego istotną wadą jest nieliniowość konwersji energii, co prowadzi w efekcie do znacznych pulsacji momentu przy założeniu prostego sterowania z regulacją prądów pasmowych na stałą wartość w relacji do momentu zadanego [15][16].

Aby uzasadnić tezę dopasowania pasma przetwornika do aplikacji wykonano analizę symulacyjną pracy napędu (analizę przebiegów generowanego momentu elektromagnetycznego) w kilku stanach pracy pokrywający zakres nominalnej pracy napędu. Podstawowa częstotliwość pulsacji momentu w silniku SRM zależy od jego konstrukcji oraz prędkości obrotowej. Dla badanego egzemplarza tj. 3-pasmowego silnika w układzie 12/8 zębów (stojana/wirnika) będzie to 8 okresów zmienności indukcyjności na pasmo w rozkładzie kątowym pełnego obrotu. Mając na uwadze sterowanie symetryczne trzema pasmami, ostatecznie silnik ten będzie się charakteryzował 24 pulsami na obrót (8 · 3). Stąd:

$$(6) \quad f_p(\omega_r) = \omega_r \cdot \frac{24}{2\pi},$$

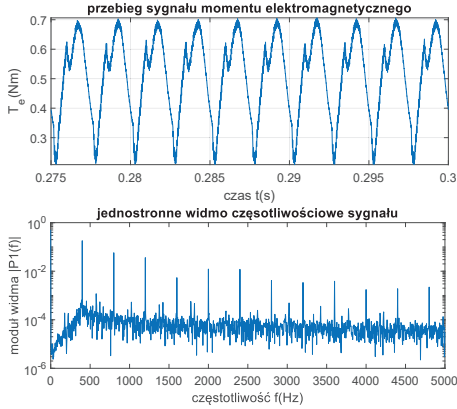
gdzie:  $f_p$  (Hz) – główna składowa częstotliwości pulsacji momentu,  $\omega_r$  (rad/s) – prędkość obrotowa silnika.

Stosując powyższe dla wybranych prędkości:

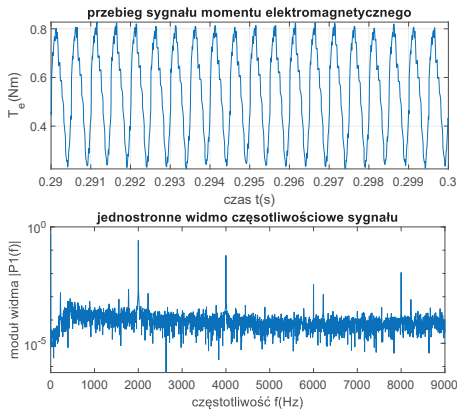
- $f_p(\omega_r = 1000 \text{ rpm}) = 400 \text{ Hz}$ ,
- $f_p(\omega_r = 5000 \text{ rpm}) = 2000 \text{ Hz}$ ,

przy czym 5000 rpm to maksymalna dopuszczalna prędkość obrotowa laboratoryjnego silnika.

Na rysunkach: 7 oraz 8 przedstawiono przebiegi generowanego momentu elektromagnetycznego zestawione z jego widmem częstotliwościowym (odpowiednio dla 1000 rpm oraz 5000 rpm tj. 20% oraz 100% prędkości maksymalnej silnika). Daje się zauważyć, iż główna (dynamiczna) składowa widma częstotliwości pokrywa się z obliczeniami z formuły (6).



Rys. 7. Przebieg sygnału momentu elektromagnetycznego silnika wraz z widmem częstotliwościowym. Stan ustalony przy 20% prędkości maksymalnej oraz 50% obciążenia znamionowego.



Rys. 8. Przebieg sygnału momentu elektromagnetycznego silnika wraz z widmem częstotliwościowym. Stan ustalony przy 100% prędkości maksymalnej oraz 50% obciążenia znamionowego.

Widmo momentu (główna składowa oraz kolejne harmoniczne) zależne silnie od prędkości obrotowej w inny sposób wpisuje się w niezmienny zakres pasma użytego przetwornika momentu w zależności od stanu pracy napędu. Przy niskich prędkościach jest to kilka kolejnych harmonicznych, ale przy prędkości maksymalnej to tylko główna składowa dynamiczna. Powstaje istotne pytanie: jaka część widma sygnału momentu elektromagnetycznego ( $T_e$ ) obejmuje w istocie pasmo przetwornika. Aby to określić posłużono się wskaźnikiem wartości skutecznej (RMS) sygnału dla wybranego zakresu częstotliwości:

$$(7) \quad T_{RMS}(n(f_s), n(f_e)) = \sqrt{T_s \sum_{i=n(f_s)}^{n(f_e)} |P(i)|^2},$$

gdzie:  $T_{RMS}$  (Nm) – wartość skuteczna sygnału momentu,  $n(f_s), n(f_e)$  (–) – indeks początkowy i końcowy

elementu wektora dyskretnego widma częstotliwościowego sygnału momentu odpowiadający zakresom częstotliwości od  $f_s$  do  $f_e$ ,  $T_s$  (s) – okres próbkowania,  $f_r$  (Hz) – zakres widma częstotliwościowego,  $i$  (–) – numer elementu wektora dyskretnego widma sygnału,  $|P(i)|$  (V) – moduł dyskretnego widma częstotliwościowego. Numer  $n$  próbki w relacji do częstotliwości  $f$  (na bazie której wyznaczano indeksy:  $s, e$  określające zakres pomiaru  $T_{RMS}$  z powyższego wzoru) zostaje wyznaczony z formuły:

$$(8) \quad n(f) = f \frac{N}{f_r}.$$

Na tej podstawie określono dwa wskaźniki pokrycia wartości skutecznej sygnału momentu:

- $w_s$  – z uwzględnieniem składowej stałej,
- $w_d$  – z uwzględnieniem zakresu powyżej 100 Hz (tylko składowe zmienne sygnału),

wg następującej formuły:

$$(9) \quad w = \frac{T_{RMS}(n(f_{start}), n(f_{band}))}{T_{RMS}(n(f_{start}), n(f_{end}))},$$

gdzie:  $f_{start}$  (Hz) – częstotliwość początkowa (0 Hz dla wskaźnika  $w_s$  oraz 100 Hz dla wskaźnika  $w_d$ ),  $f_{band}$  (Hz) – pasmo przetwornika pomiarowego (3 kHz),  $f_{end}$  (Hz) – badany zakres widma (100 kHz). Te względne wskaźniki dają odpowiedź na pytanie: jaka część sygnału pomiaru momentu elektromagnetycznego generowanego przez silnik mieści się w zakresie pasma przetwornika. Na bazie symulacji pracy napędu w różnych ustalonych stanach pracy obliczono wartość tych wskaźników, a dane zestawiono w tabelach: 1 oraz 2.

$\frac{T_L}{T_N} \setminus \frac{\omega_r}{\omega_{max}}$	0,25	0,50	1,00
0,0	99,6	98,8	96,9
0,5	99,9	99,8	99,1
1,0	99,9	99,9	99,3

Tabela 1. Zestawienie uzyskanych wartości wskaźnika  $w_s$

$\frac{T_L}{T_N} \setminus \frac{\omega_r}{\omega_{max}}$	0,25	0,50	1,00
0,0	97,3	92,4	93,8
0,5	97,7	93,6	96,2
1,0	99,3	98,7	96,2

Tabela 2. Zestawienie uzyskanych wartości wskaźnika  $w_d$

Uzyskane średnie wartości wskaźników  $\bar{w}_s = 0,99$  oraz  $\bar{w}_d = 0,96$  stanowią podstawę aby twierdzić, iż 3 kHz pasmo przetwornika daje wiarygodne pomiary pulsacji momentu dla każdego stanu pracy w zakresie do prędkości maksymalnej. Stanowi więc dobre dopasowanie do aplikacji m.in. oceny jakości pracy algorytmów minimalizujących tętnienia momentu.

Dla porównania, pasmo 1 kHz ogranicza wskaźnik  $w_d$  przy prędkości maksymalnej do bardzo niskiej wartości 0,06 dyskwalifikując taki przetwornik w planowanych aplikacjach badawczych (przynajmniej przy prędkościach rzędu 5000 rpm). Stąd wniosek końcowy z przeprowadzonej analizy, iż pasmo przetwornika powinno swym zakresem obejmować przynajmniej główną składową dynamiczną widma częstotliwościowego generowanego przez silnik momentu.

Aby zapewnić możliwie wysoką jakość pomiaru oraz pracę w trybie automatycznym zaprojektowano dedykowany, otwarty interfejs przetwornika, który zademonstrowano na zdjęciach z rysunku 9 Cechami charakterystycznymi konstrukcji jest podział na dwie płyty: górną (cyfrową) oraz



Rys. 9. Zdjęcia autorskiego interfejsu momentomierza Futek dolną (analogową). Górna płyta udostępnia interfejs zdalnego dostępu (RS485), a dolna obsługuje przetwarzanie w torze analogowym z funkcjonalnością:

- zmiany wzmocnienia,
- zmiany wartości przesunięcia stałego sygnału (zerowanie pomiaru).

Szczegółowe rozwiązania tego układu przedstawiono w publikacji [17]. Fizyczny interfejs od strony momentomierza oparto na standardowym złączu 12-pinowym z rodziny M16 (SGV120 oraz KV120), a od strony oscyloskopu jako głównego układu akwizycji złącza przewodu koncentrycznego BNC.

### Analiza właściwości sygnału pomiarowego oraz jego wtórne przetwarzanie

Analiza wyników działania układu interfejsu pomiarowego momentu na wale zostanie rozpoczęta skrajnym, ale reprezentatywnym przypadkiem zestawienia dwóch przebiegów:

- sygnału wejściowego mierzonego względem masy (A – input),
- sygnału wyjściowego mierzonego względem masy (B – output),

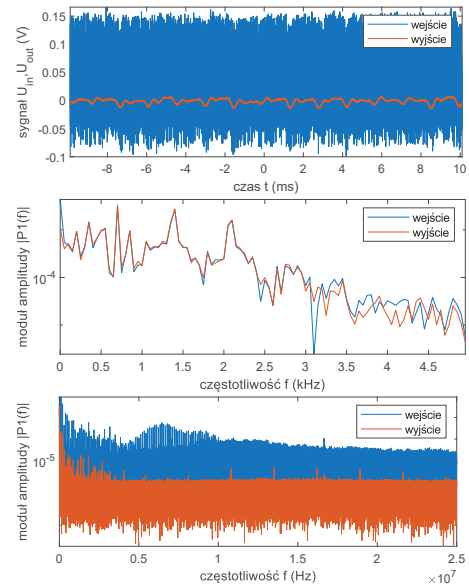
w kontekście autorskiego interfejsu momentomierza. Akwizycja sygnałów odbywała się przy pomocy oscyloskopu wysokiej klasy sondami napięciowymi z głębokością wektora równą milionowi próbek (z różnymi podstawami czasu w zależności od eksperymentu). Rezultaty akwizycji w czasie oraz operacji przekształcenia do dziedziny częstotliwości (FFT ang. *Fast Fourier Transform*) przedstawiono na rysunku 10.

Widać na wykresach zdecydowaną poprawę jakości sygnału po przejściu przez układ interfejsu. Tę jakość można ocenić wskaźnikiem analitycznym. W tym celu wybrano wskaźnik skutecznej wartości zakłócenia (RMS, ang. *Root Mean Square*) dla wybranego zakresu częstotliwości zgodnie z formułą (10):

$$(10) \quad U_N(M, N) = \sqrt{T_s \sum_{i=M}^N M(i \cdot f_s)^2},$$

gdzie:  $U_N$  (V rms) – wartość skuteczna szumu dla wybranego przedziału częstotliwości,  $T_s$  (s) – rozdzielczość dyskretnego widma częstotliwościowego,  $M(i \cdot f_s)$  – moduł dyskretnego widma częstotliwościowego badanego sygnału,  $M, N$  – indeksy określające zakres częstotliwości dla obliczanej wartości skutecznej (RMS) szumu sygnału ( $f_{start} = M/T_s, f_{end} = N/T_s$ ).

Dla tak przedstawionych przebiegów, na podstawie formuły (10) uzyskano wskaźniki zestawione w tabeli 3.



Rys. 10. Porównywane sygnały: wejściowy oraz wyjściowy dedykowanego interfejsu momentomierza. Od góry: przebieg sygnału, wykres widma dla niskiego zakresu częstotliwości, pełne widmo sygnału

wejście (uV)	wyjście (uV)	poprawa (%)
1757	49	93

Tablica 3. Porównanie wartości skutecznych (RMS) szumu sygnału czujnika

Jak można zaobserwować, interfejs ma charakter dolno-przepustowy, a w zakresie pasma samego sensora (3 KHz) nie obserwuje się praktycznie żadnych różnic w widmie (środkowy wykres z rysunku 10). Widoczne tłumienie zakłóceń wysokiej częstotliwości wynika z parametrów: wejściowej pojemności na pomiarze różnicowym (100 pF), współczynników: CMRR, niskim poziomem szumów własnych oraz pasma przetworników w głównym torze pomiarowym (odpowiednio: 118dB, 12,5 nV/√Hz z 0,6 MHz dla wzmacniacza instrumentalnego INA188ID oraz 126dB, 9 nV/√Hz z 1 MHz dla wzmacniacza wyjściowego OPA2021DBVR w układzie wtórnika napięcia).

Widmo częstotliwościowe sygnału w niskich zakresach do 5 kHz wskazuje na obecność istotnych składowych wielokrotności częstotliwości 700 Hz. Nie jest to właściwością samego układu interfejsu, a swoistym efektem rozwiązania bezstykowej transmisji sygnału ze swobodnie obracającego się wału momentomierza na jego stojan (i dalej do złącza). Stąd katalogowy, dopuszczalny zakres poziomu szumu na poziomie aż ±50 mV(p-p), co stanowi 1% zakresu pomiarowego (±5 V). Uzyskane wartości na wyjściu interfejsu znacznie przekraczają jakością deklarowane granice (dla przedstawionego przebiegu granicą jest 21,5 mV(p-p) na wyjściu przy 266,0 mV(p-p) na wejściu).

Wykorzystanie pomiaru różnicowego jako wejście dla wzmacniacza instrumentalnego pozwala na efektywne tłumienie zakłóceń wspólnych (parametr CMRR) w torze sygnału pomiarowego powstałych od źródła (przetwornik) przez przewód interfejsu na wejściu układu pomiaru różnicowego skończycywszy (wzmacniacz instrumentalny INA188).

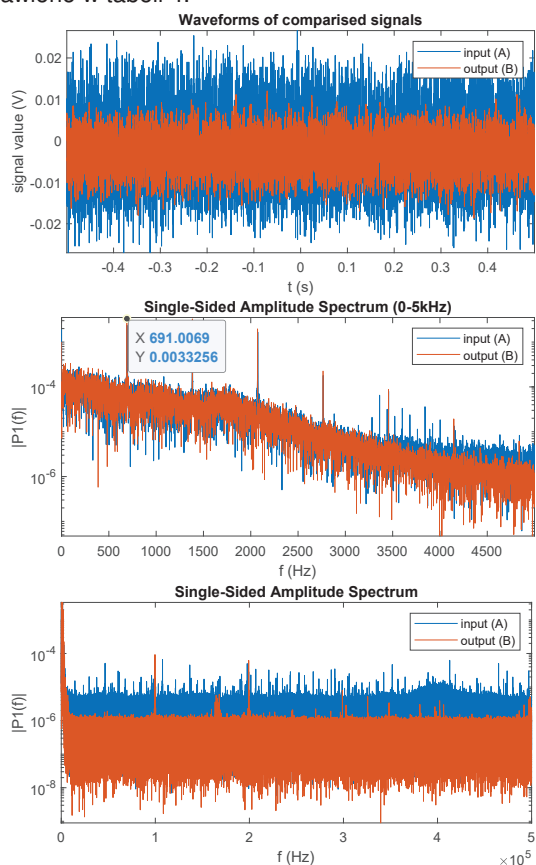
W kolejnej analizie zostaną zestawione sygnały wejściowe różnicowe bez zastosowania dedykowanego układu interfejsu i po przejściu przez niego (rejestrowane w niedużych odstępach czasu). Ze względu na szerszy horyzont czasu przy takiej samej wielkości wektorze pomiarowym ( $N = 10^6$ )

skuteczna (RMS)		
wejście(uV)	wyjście(uV)	poprawa(%)
1792	427	76
międzyszczytowa (p-p)		
wejście(uV)	wyjście(uV)	poprawa(%)
53,6	30,7	43

Tablica 4. Porównanie wskaźników wartości szumu wysokoczęstotliwościowego sygnału czujnika

zakres widma po przekształceniu  $FFT$  ulega zmniejszeniu przy zwiększeniu jego rozdzielczości. Pozwala to na dokładniejsze wyznaczenie częstotliwości charakterystycznych dla samego sensora. Stąd, na wykresach z rysunku 11 na widmie o zakresie (0-5 kHz) zaznaczono wyraźnie wybijającą się wartość modułu dla częstotliwości 691 Hz i kolejnych jej wielokrotności. Ponadto, dla relatywnie długiego czasu pomiaru ( $t = 1 s$ ) zmianie (pogorszeniu) uległy wskaźniki szumowe tj. wartości międzyszczytowe (p-p) oraz RMS szumu w przedziale częstotliwości powyżej  $10^4 Hz$  (w relacji do poprzednich pomiarów):

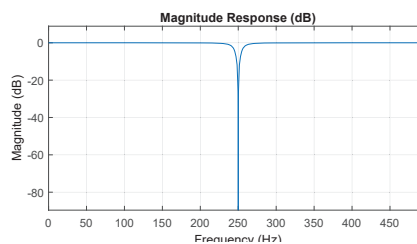
Uzyskane wskaźniki redukcji szumu:  $RMS$  oraz  $p - p$  zestawiono w tabeli 4.



Rys. 11. Porównywane sygnały: wejściowy (różnicowy) oraz wyjściowy dedykowanego interfejsu momentomierza. Od góry: przebieg sygnału, widmo dla niskiego zakresu częstotliwości, pełne widmo częstotliwościowe sygnału

Uzyskany sygnał pomiarowy z charakterystycznymi częstotliwościami szumu można poddać dalszej obróbce tj. odfiltrowania tych częstotliwości z uzyskanego przebiegu stosując filtr pasmowo-zaporowy. W celu zbadania efektu działania zestawu takich filtrów zostanie wykorzystany filtr typu IIR *Notch*.

Na rysunku 12 przedstawiono przykładową charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową wybranego typu filtra dla parametrów:



Rys. 12. Charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa zastosowanego filtra pasmowo-zaporowego typu *Notch*

$n$	$\sigma(n)_{out} \cdot 10^{-4}$	$1 - \frac{\sigma(n)_{out}}{\sigma(n)_{in}}$
1	68	0,16
2	69	0,15
3	77	0,05
4	81	$\approx 0$
5	81	$\approx 0$

Tablica 5. Zestawienie efektywności filtracji sygnału pomiarowego dla kolejnych częstotliwości

- znormalizowana częstotliwość zaporowa:  $f_0 = 0,5$
- znormalizowana szerokość pasma zaporowego:  $f_b = f_0/20$
- częstotliwość próbkowania:  $f_s = 1 kHz$

Widać z niej wyraźne właściwości pasmowo-zaporowe bez zafalowań charakterystyki i wzmocnienia na granicy pasma.

Na rysunku 13 przedstawiono widmo sygnału pomiarowego oraz zaprezentowano efekt filtracji nastrojonej na poszczególne częstotliwości charakterystyczne stanowiące wielokrotność 691 Hz. Zastosowano filtr pasmowo-zaporowy typu *Notch* (IIR 2-giego rzędu) z szerokością pasma zaporowego  $f_b = 30 Hz$ . Wyznaczone odchylenia standardowe (dla sygnału w dziedzinie czasu) stanowiące wskaźnik efektywności zastosowanego filtra dla kolejnych częstotliwości charakterystycznych zestawiono w tabeli 5.

Efekt odfiltrowanie dominujących częstotliwości charakterystycznych w widmie sygnału pomiarowego pokazano na rysunku 14 uzyskując ostatecznie poprawę mierzoną współczynnikiem jakości 0,45 (wg formuły (11)):

$$(11) \quad k = 1 - \frac{\sigma_{out}}{\sigma_{in}},$$

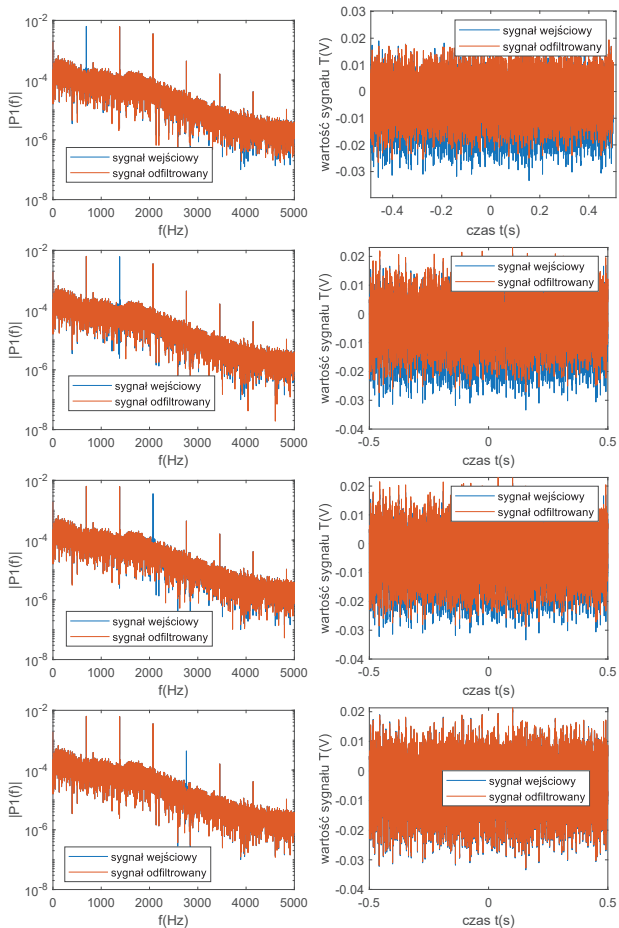
gdzie:  $k$  – współczynnik poprawy jakości sygnału pomiarowego,  $\sigma_{in}$  – odchylenie standardowe mierzone dla sygnału wejściowego (przed przetworzeniem),  $\sigma_{in}$  – odchylenie standardowe mierzone dla sygnału wyjściowego (po filtracji).

Pozostałe po filtracji widmo szumu ma rozkład równomierny, stąd ostatnim stadium przetwarzania sygnału może być filtr uśredniający. Efekt zastosowania metody *smooth* tj. ruchomego okna uśredniającego na zakresie  $n$ -próbek (szerokość okna uśredniającego) przedstawiono na rysunku 15. Liczba  $n$  została dobrana aby nie ograniczać wynikowego pasma samego przetwornika ( $3 kHz$ ):

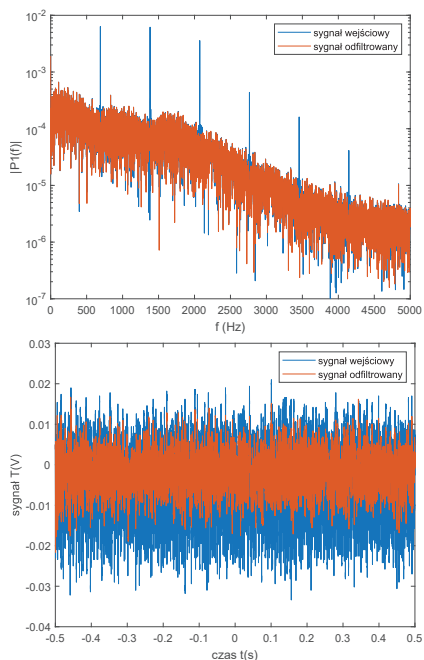
$$(12) \quad n = \frac{1}{2} \frac{f_s}{f_i},$$

gdzie:  $n$  – szerokość okna uśredniającego (przykład: 16),  $f_s$  – częstotliwość próbkowania (przykład:  $10^5 Hz$ ),  $f_i$  – pasmo przepustowe instrumentu pomiarowego (przykład:  $3000 Hz$ ).

Ostatecznie uzyskano redukcję szumu w sygnale pomiarowym na poziomie 0,5 mierzonym współczynnikiem (11) oraz redukcję szumu w przedziale częstotliwości  $10 kHz - 10 MHz$  z  $800 uV$  do  $18 uV$  (wg formuły (10)).

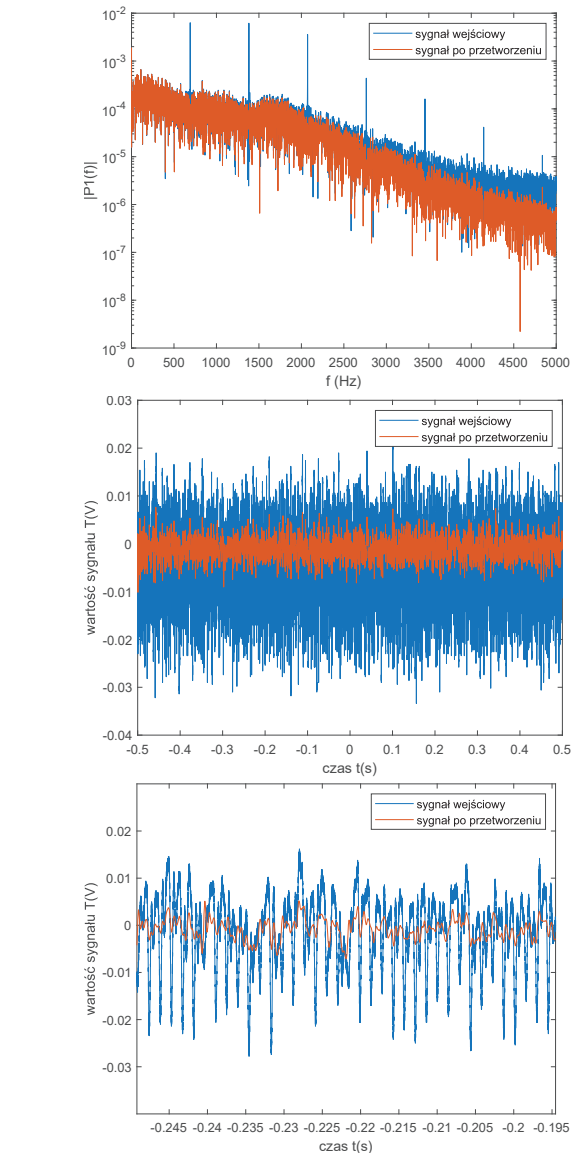


Rys. 13. Porównanie efektów filtracji kolejnych częstotliwości charakterystycznych i jej wpływ na przebieg sygnału

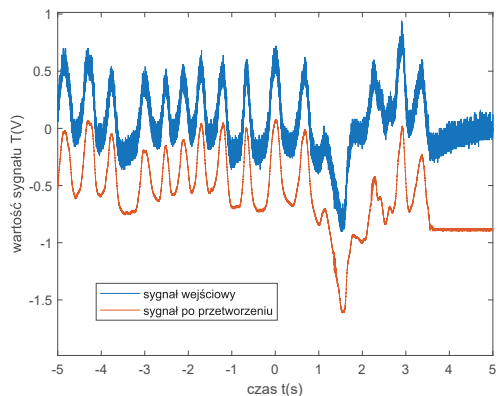


Rys. 14. Efekt filtracji po wszystkich częstotliwościach charakterystycznych (porównanie wejście-wyjście sygnału)

Opracowane metody przetwarzania sygnału zastosowano dla przykładowego pomiaru momentu (manualne wymuszenie) i zaprezentowano na rysunku 16. Uzyskane odstępstwo sygnału użytecznego od szumu (60dB) jest



Rys. 15. Efekt działania okna uśredniającego w zestawieniu z sygnałem przed przetworzeniem cyfrowym. Od góry: widmo częstotliwościowe, przebieg sygnałów przybliżony



Rys. 16. Efekt zastosowania opracowanej metody cyfrowego kondycjonowania sygnału pomiarowego w połączeniu z dedykowanym interfejsem momentomierza. Wejście: sygnał pomiarowy czujnika w odniesieniu do masy, wyjście: przetworzony sygnał różnicowy

wystarczające dla uzyskania wysokiej precyzji pomiarów:

$$(13) \quad SNR = \frac{U_M}{U_N} = \frac{10}{0.01} \left( \frac{V}{V} \right) = 60dB,$$



gdzie:  $SNR$  – współczynnik odstępstwa sygnału użytecznego od szumu,  $U_M$  – zakres pomiarowy czujnika,  $U_N$  – wartość szumu pomiarowego (p-p).

### Podsumowanie

W publikacji skupiono się na następujących kwestiach:

- architekturze łatwej do zarządzania komunikacji wewnętrznej systemu RTOS stanowiska,
- rozwiązaniu efektywnego sterowania zdalnego oscyloskopem,
- analizie dopasowania pasma przetwornika momentu siły do widma częstotliwościowego generowanego momentu elektromagnetycznego w napędzie,
- analizie jakości i algorytmach kondycjonowania uzyskiwanego sygnału momentu z autorskiego interfejsu przetwornika,

stanowiących istotne uzupełnienie wcześniejszych artykułów w temacie zautomatyzowanego stanowiska badawczego.

Wskazano na skuteczne rozwiązania wymiany informacji pomiędzy wątkami systemu czasu rzeczywistego oraz rozwiązano zagadnienie stabilnej, efektywnej komunikacji z oscyloskopem z przedstawieniem istotnych fragmentów kodu źródłowego do poziomu znanych funkcji bibliotek (*FreeRTOS* oraz *LwIP* jako implementacji stosu TCP/IP komunikacji ethernet). Informacje te mogą stanowić dla Czytelnika referencje w podobnych konstrukcjach stanowisk badawczych ułatwiając odtworzenie podobnego stanu pracy/funkcjonalności opartych także na praktycznym wykorzystaniu strukturyzacji popularnego dla systemów wbudowanych języka C.

Analiza sygnału pomiarowego przetwornika wysokiej klasy marki Futek pozwala na uzyskanie informacji o rzeczywistej jakości sygnału oraz jego właściwościach. Przedstawione metody przetwarzania mogą być w środowisku Matlab zautomatyzowane i implementowane dla każdego wektora pomiarowego pozwalając – jak wykazano eksperymentalnie – na znaczną poprawę parametrów jakości sygnału. Jakość ta jest szczególnie istotna w przypadku badania efektów sterowania nastawionego na minimalizację tętnień momentu w rozkładzie kąta obrotu wału silnika (typowe wyzwanie napędu z silnikiem reluktancyjnym przełączalnym).

Uzyskane rezultaty będą stanowiły podstawę dalszych prac, w szczególności nad badaniem i rozwojem **efektywnych, parametrycznych, nieliniowych modeli obwodowych** na potrzeby sterowania z modelem referencyjnym ze szczególnym naciskiem na sterowanie w warunkach uszkodzenia.

Dodatkowe, sukcesywnie dodawane materiały dotyczące stanowiska i związanych z nim prac (także skrypty analityczne, eksperymentalne dane źródłowe, modele matematyczne) udostępniane są w zasobach sieciowych [18].

---

Artykuł powstał w wyniku realizacji grantu finansowanego ze środków Narodowego Centrum Nauki ([ncn.gov.pl](http://ncn.gov.pl)) pod tytułem: „Nieliniowy model referencyjny w odpornym na uszkodzenia napędzie z silnikiem reluktancyjnym przełączalnym” na podstawie umowy numer UMO-2016/23/N/ST7/03798.

### LITERATURA

- [1] R. Krishnan, *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*. CRC Press, Dec. 2017, google-Books-ID: pIBgngEACAAJ.
- [2] P. Bogusz, *Sterowanie maszyn reluktancyjnych przełączalnych w napędach pojazdów elektrycznych*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, 2018.
- [3] J. Prokop, “Kompleksowe modelowanie silników reluktancyjnych przełączalnych w systemie MATLAB/MAPLE,” *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. R. 77, nr 7-8, pp. 191–196, 2001.
- [4] M. Kowol, P. Mynarek, and D. Mroczek, “Model matematyczny przełączalnego silnika reluktancyjnego do analizy stanów dynamicznych,” *Maszyny Elektryczne : zeszyty problemowe*, vol. Nr 88, pp. 7–11, 2010.
- [5] T. Kusumi, K. Kobayashi, K. Umetani, and E. Hiraki, “Analytical Derivation of Phase-Current Waveform for Elimination of Torque and Input-Current Ripples of Switched Reluctance Motor Operating Under Magnetic Saturation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 58, no. 4, pp. 5248–5261, Jul. 2022, conference Name: IEEE Transactions on Industry Applications.
- [6] Z. Xia, G. Fang, D. Xiao, A. Emadi, and B. Bilgin, “An Online Torque Sharing Function Method Involving Current Dynamics for Switched Reluctance Motor Drives,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 9, no. 1, pp. 534–548, Mar. 2023, conference Name: IEEE Transactions on Transportation Electrification.
- [7] D. Zhou, H. Chen, X. Wang, V. F. Pires, and J. Martins, “Synthetic Sensorless Control Scheme for Full-Speed Range of Switched Reluctance Machine Drives With Fault-Tolerant Capability,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 8, no. 4, pp. 4456–4469, Dec. 2022, conference Name: IEEE Transactions on Transportation Electrification.
- [8] X. Sun, X. Tang, X. Tian, G. Lei, Y. Guo, and J. Zhu, “Sensorless Control With Fault-Tolerant Ability for Switched Reluctance Motors,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 37, no. 2, pp. 1272–1281, Jun. 2022, conference Name: IEEE Transactions on Energy Conversion.
- [9] B. Fabiański, K. Zawirski, and T. Pajchrowski, “Zautomatyzowane stanowisko laboratoryjne do precyzyjnego wyznaczenia kąтового rozkładu indukcyjności uzwojenia pasma silnika reluktancyjnego przełączalnego,” *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 99, no. 5, pp. 161 – 170, 2023.
- [10] B. Fabiański and K. Zawirski, “Simplified model of Switched Reluctance Motor for real-time calculations,” *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. R. 92, nr 7, 2016.
- [11] Tektronix, “MSO3000-and-DPO3000-Programmer-Manual.pdf.” [Online]. Available: <https://download.tek.com/manual/MSO3000-and-DPO3000-Programmer-Manual.pdf>
- [12] A. Dunkels, “Design and Implementation of the lwIP TCP/IP Stack,” 2001. [Online]. Available: <https://www.artila.com/download/RIO/RIO-2010PG/lwip.pdf>
- [13] “lwIP - A Lightweight TCP/IP stack - Summary [Savannah].” [Online]. Available: <http://savannah.nongnu.org/projects/lwip/>
- [14] “Non-Contact Shaft-to-Shaft Rotary Torque Sensor with Encoder TRS705 : FSH02564.” [Online]. Available: <https://www.futek.com/store/torque-sensors/shaft-to-shaft-rotary-torque-sensors/non-contact-shaft-to-shaft-rotary-encoder-TRS705/FSH02564>
- [15] B. Fabianski, “Optimal control of switched reluctance motor drive with use of simplified, nonlinear reference model,” in *2016 17th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME)*, Dec. 2016, pp. 1–8.
- [16] B. Fabianski and K. Zawirski, “Parameter adaptation of simplified switched reluctance motor model using Newton and Gauss-Newton signal fitting methods,” *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 36, no. 3, pp. 602–618, Jan. 2017, publisher: Emerald Publishing Limited.
- [17] B. Fabianski, T. Pajchrowski, and K. Zawirski, “Rozwiązania układowe i przetwarzanie sygnałów w autorskim interfejsie momentomierza stanowiska badawczego napędu z silnikiem reluktancyjnym przełączalnym,” *Materiały konferencyjne SENE 2023*, 2023.
- [18] “SRMd – publiczne – Dysk Google.” [Online]. Available: [https://drive.google.com/drive/folders/1RyXi\\_h28BU5Heiu7-rvqOtmGngjrEuK?hl=pl](https://drive.google.com/drive/folders/1RyXi_h28BU5Heiu7-rvqOtmGngjrEuK?hl=pl)