

Politechnika Warszawska

WYDZIAŁ ELEKTRONIKI
I TECHNIK INFORMACYJNYCH



Instytut Systemów Elektronicznych

Praca dyplomowa magisterska

na kierunku Elektronika
w specjalności Mikrosystemy i Systemy Elektroniczne

Stabilizacja fazy sygnału wzorcowego w łączy od generatora
do głównej linii referencyjnej akceleratora ESS

Mateusz Lipiński

Numer albumu 269023

promotor
dr hab. inż. Krzysztof Czuba

Warszawa, 2020

Streszczenie

Stabilizacja fazy sygnału wzorcowego w łączy od generatora do głównej linii referencyjnej akceleratora ESS

Praca dotyczy opracowania koncepcji systemu do aktywnej stabilizacji fazy w łączy w.cz. służącym do przesyłania za pomocą jednego przewodu sygnałów harmonicznym o częstotliwościach 352 MHz i 704 MHz na odległość 40 m. W skład łączy wchodzi także wzmacniacze mocy w.cz (o mocy wyjściowej +52 dBm) oraz szereg elementów pasywnych takich jak sumator mikrofalowy i sprzęgacze kierunkowe. Łącze jest narażone na zmiany temperatury otoczenia, które powodują znaczące dryfty fazy sygnałów. We wstępie teoretycznym zarysowano podstawy zjawisk zakłócających fazę w liniach długich i klasyczne sposoby przeciwdziałania im. Ze względu na szczególne wymagania akceleratora ESS konieczne było stworzenie unikalnego rozwiązania w postaci pętli regulacji z wykorzystaniem detektorów i przesuwników fazy. W pracy zaproponowano schemat ideowy systemu oraz opisano proces uruchamiania jego prototypu z uwzględnieniem napotkanych trudności: konieczności parowania kabli współosiowych i stabilizacji termicznej samego układu sterującego. W wyniku badań laboratoryjnych potwierdzono prawidłowość koncepcji (osiągnięto redukcję wartości międzyszczytowej dryftu fazy z 5° do założonej wartości $0,1^\circ$), zmierzono parametry układu i zaprojektowano obwód drukowany przeznaczony do implementacji w akceleratorze.

Słowa kluczowe: aktywna stabilizacja fazy, kompensacja dryftów, temperaturowe dryfty fazy.

Abstract

Phase drift compensation between Master Oscillator and Phase Reference Line of European Spallation Source

This thesis describes the concept of a coaxial cable link with active phase compensation used to distribute RF phase reference signals (352 MHz and 704 Hz) between the Master Oscillator and the Phase Reference Line of the ESS linear accelerator. This link consists of elements, such as a 40 m long coaxial cable and a pair of high-power amplifiers (+52 dBm output power) that are vulnerable to changes of environmental conditions, which cause significant phase drifts and may lead to accelerator synchronization issues. Physical phenomena affecting the time domain stability of signals and standard solutions are introduced in the first chapters. As the topic is addressed to the European Spallation Source accelerator, the specific requirements have had to be dealt with, resulting in an innovative approach to the problem. The idea of an active regulation feedback loop based on phase detection and shifting is examined, the system scheme is suggested, and it is tested with a laboratory prototype. The research results proved the concept (as 5 ° to 0.1 ° peak-to-peak phase drift reduction was achieved), allowed for a conclusion, and final implementation in the form of PCB.

Keywords: active phase drift compensation, phase regulation, temperature phase drift

.....
miejscowość i data
place and date

.....
imię i nazwisko studenta
name and surname of the student

.....
numer albumu
student record book number

.....
kierunek studiów
field of study

OŚWIADCZENIE

DECLARATION

Świadomy/-a odpowiedzialności karnej za składanie fałszywych zeznań oświadczam, że niniejsza praca dyplomowa została napisana przeze mnie samodzielnie, pod opieką kierującego pracą dyplomową.

Under the penalty of perjury, I hereby certify that I wrote my diploma thesis on my own, under the guidance of the thesis supervisor.

Jednocześnie oświadczam, że:

I also declare that:

- niniejsza praca dyplomowa nie narusza praw autorskich w rozumieniu ustawy z dnia 4 lutego 1994 roku o prawie autorskim i prawach pokrewnych (Dz.U. z 2006 r. Nr 90, poz. 631 z późn. zm.) oraz dóbr osobistych chronionych prawem cywilnym,
- *this diploma thesis does not constitute infringement of copyright following the act of 4 February 1994 on copyright and related rights (Journal of Acts of 2006 no. 90, item 631 with further amendments) or personal rights protected under the civil law,*
- niniejsza praca dyplomowa nie zawiera danych i informacji, które uzyskałem/-am w sposób niedozwolony,
- *the diploma thesis does not contain data or information acquired in an illegal way,*
- niniejsza praca dyplomowa nie była wcześniej podstawą żadnej innej urzędowej procedury związanej z nadawaniem dyplomów lub tytułów zawodowych,
- *the diploma thesis has never been the basis of any other official proceedings leading to the award of diplomas or professional degrees,*
- wszystkie informacje umieszczone w niniejszej pracy, uzyskane ze źródeł pisanych i elektronicznych, zostały udokumentowane w wykazie literatury odpowiednimi odnośnikami,
- *all information included in the diploma thesis, derived from printed and electronic sources, has been documented with relevant references in the literature section,*
- znam regulacje prawne Politechniki Warszawskiej w sprawie zarządzania prawami autorskimi i prawami pokrewnymi, prawami własności przemysłowej oraz zasadami komercjalizacji.
- *I am aware of the regulations at Warsaw University of Technology on management of copyright and related rights, industrial property rights and commercialisation.*

Praca finansowana ze środków finansowych na naukę przeznaczonych
na finansowanie współpracy naukowej z zagranicą.
Decyzja nr DIR/WK/2016/03

Spis treści:

1. Wstęp	13
1.1. <i>European Spallation Source</i>	13
1.2. System wzorca fazy – <i>Phase Reference Line</i>	15
1.3. Problem stałości fazy w łączy doprowadzającym sygnał wzorcowy ...	16
2. Podstawy teoretyczne	19
2.1. Faza sygnału.....	19
2.2. Dryfty fazy w systemach <i>RF</i>	19
2.3. Przeciwdziałanie dryftom fazy	20
2.3.1. Kompensacja pasywna	21
2.3.2. Kompensacja aktywna.....	21
2.3.3. Przesuwnik fazy jako element sterujący	23
3. Opis problemu i koncepcja jego rozwiązania	25
3.1. Warunki środowiskowe i ograniczenia.....	25
3.2. Koncepcja rozwiązania problemu	26
4. Badania.....	31
4.1. Metodyka i wykorzystany sprzęt.....	31
4.2. Prototyp układu kompensacji dryftów wzmacniacza	34
4.2.1. Układ pomiarowy.....	34
4.2.2. Wyniki pomiarów.....	35
4.3. Kompensacja dryftów kabla współosiowego na jednej częstotliwości. 37	
4.3.1. Problem różnicy dryftów temperaturowych kabli współosiowych . 37	
4.4. Pełna kompensacja dryftów wzmacniaczy i kabla współosiowego	41
4.5. Ocena działania prototypu i podsumowanie badań	43
5. Podsumowanie.....	45
Bibliografia	49
Spis rysunków	51
Spis skrótów i symboli:.....	52

1. Wstęp

W szwedzkim mieście akademickim – Lund – jest obecnie budowany ośrodek naukowy *European Spallation Source (ESS)*. Jego główną częścią będzie źródło neutronów o największej na świecie mocy. Przeznaczeniem obiektu mają być badania w zakresie m.in. fizyki jądrowej, medycyny i inżynierii materiałowej oraz komercyjny dostęp dla celów przemysłowych [1].

W przedsięwzięciu biorą udział przedstawiciele wielu krajów z całego świata, w tym z polskich ośrodków naukowych: Politechniki Warszawskiej, Politechniki Łódzkiej i Narodowego Centrum Badań Jądrowych. Zakres prac rodzimych naukowców obejmuje projekty i sprzętowe realizacje Linii Referencji Fazowej (*Phase Reference Line*) [2] i systemu sterowania wnęk rezonansowych, nazywanego *LLRF* (od *Low Level Radio Frequency control*) [3]. Przygotowywana aparatura będzie częścią liniowego akceleratora protonów, czyli największego podsystemu *ESS*.

1.1. *European Spallation Source*

Decyzja o budowie *ESS* została podjęta w 2003r. przez Europejskie Forum Strategiczne Infrastruktur Badawczych (*ESFRI*). Była ona spowodowana malejącą liczbą funkcjonujących obiektów dostarczających wiązki neutronów do badań oraz niezadawalającym tempem rozwoju tej dziedziny mimo rosnącemu zapotrzebowaniu [1, 4]. Ze względu na brak ładunku neutrony nie oddziałują elektromagnetycznie. Uniemożliwia to ich bezpośrednie rozpędzanie w polu elektrycznym.

Zasada działania Źródła opiera się na zjawisku spallacji, czyli wybijania nukleonów z atomów pod wpływem bombardowania przyspieszonymi cząstkami. Strumień uzyskany w ten sposób ma charakter impulsów o wyższej energii niż ciągła wiązka powstała w skutek rozpadów promieniotwórczych w reaktorach jądrowych, które również są wykorzystywane w tym celu [5].

W *ESS* pierwotnie przyspieszane są protony pochodzące ze źródła jonów (*Ion source*). Wykorzystuje ono pole elektromagnetyczne wielkiej częstotliwości do jonizacji wodoru. Otrzymana plazma zawiera wolne kationy H^+ (protony), które są elektrostatycznie kierowane dalej do liniowego akceleratora – *Linac* (*Linear Accelerator*). Jest to największa struktura *ESS*. Składa się z podsystemów o różnych funkcjonalnościach [1]:

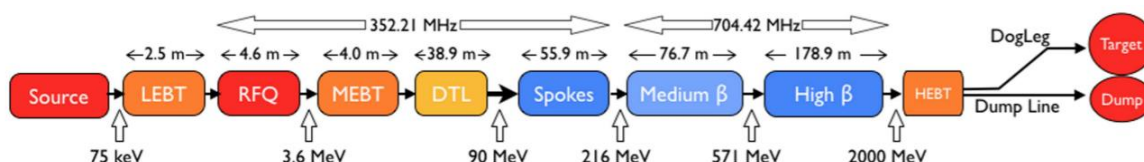
1. Kształtowanie wiązki:

- ***LEBT (Low-Energy Beam Transport)*** – zespół kolimatorów skupiających i przesłona formująca impulsy ze Źródła,
- ***RFQ (Radio Frequency Quadrupole)*** – normalnie przewodzący rezonator przyspieszający i skupiający wiązkę,

- **MEBT (Medium Energy Beam transport)** – cewki skupiające wiązkę i szybsza przesłona formująca i zabezpieczająca,
- **HEBT (High-Energy Beam Transport)** – zespół magnesów rozszerzający wiązkę protonów po powierzchni Celu (*Target*).

2. Przyspieszanie cząstek

- **DTL (Drift Tube Linac)** – zestaw sekcji przyspieszających opartych na naprzemiennie polaryzowanych elektrodach,
- **Spoke cavities** – nadprzewodzące wnęki rezonansowe o dużej aperturze i małej β ¹,
- **Medium β cavities** – nadprzewodzące wnęki rezonansowe o średniej β ,
- **High β cavities** – nadprzewodzące wnęki rezonansowe o dużej β .



Rys. 1. Struktura liniowego akceleratora protonów w ESS wraz przewidywanymi mocami na wyjściach poszczególnych sekcji [1, s. 7]

Większość stopni akceleratora składa się z szeregu wnęk rezonansowych. Są to falowodowe rezonatory o budowie umożliwiającej wytworzenie korzystnego rozkładu pola – równoległej do wiązki składowej **E** i prostopadłej **H** – na całej długości toru cząstki. Każda komórka jest indywidualnie sterowana w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego przez systemy LLRF i BPM (*Beam Position Monitoring*) tak, by paczka protonów poruszała się w maksimum pola elektromagnetycznego i osiągała możliwie największe przyspieszenie. Strojenie odbywa się przez modulację mocy RF pompowanej do rezonatorów i zmianę ich geometrii przy pomocy siłowników piezoelektrycznych. Część akceleratora (zaznaczona na rysunku 1. na niebiesko) chłodzona jest nadciętym helem w celu osiągnięcia nadprzewodnictwa wnęk rezonansowych, co zwiększa ich dobroć i natężenie pola EM wewnątrz.

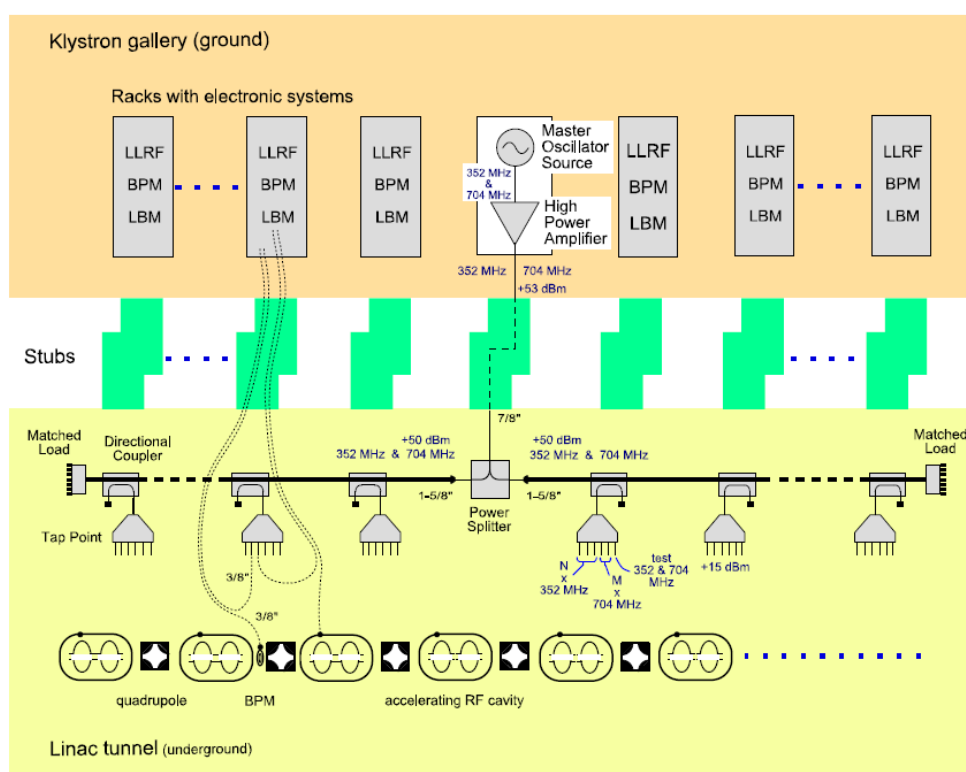
Dla bezpieczeństwa wiązka wychodząca z liniowego akceleratora domyślnie skierowana jest w cel zastępczy (*Dump*). Podczas normalnej pracy Źródła jest ona przekierowywana i przyspieszone protony są rozprowadzane

¹ $\beta = v/c$ (gdzie v – prędkość cząstki, c – prędkość światła) – optymalne wymiary rezonatora zależą od β i długości fali pobudzającej, przez co kolejne stopnie przyspieszające muszą być coraz krótsze [7].

po powierzchni Celu – obracającej się bryły wolframu – z którego wybijają neutrony przez zjawisko spallacji. Uwolnione cząstki o dużej energii są spowalniane do użytecznych energii w objętości moderatora – wody lub ciekłego wodoru – by następnie część z nich trafiła do neutronowodów. Doprowadzają one wiązki do stacji badawczych znajdujących się w laboratoriach przy Celu, umożliwiając badania użytkownikom końcowym [1].

1.2. System wzorca fazy – *Phase Reference Line*

By system *LLRF* mógł optymalnie sterować wnękami rezonansowymi i maksymalizować przyspieszenie paczki cząstek, wymagana jest dokładna synchronizacja rozległej aparatury akceleratora. W tym celu podjęto decyzję o budowie Linii Referencji Fazowej (*Phase Reference Line - PRL*) [2]. Ma ona postać sztywnej linii współosiowej o średnicy 1-5/8" i długości 580 m umieszczonej w tunelu. Podsystemy *LLRF* podłącza się do 56 przyłączy *Tap Point*². Sygnał wzorcowy składa się z dwóch tonów o częstotliwościach 352 MHz i 704 MHz, odpowiadających tym zasilającym poszczególne wnęki rezonansowe. Pochodzi on z Generатора Wzorcowego (*MO – Master Oscillator*) i jest wzmacniany wzmacniaczami dużej mocy. Schemat ogólny systemu przedstawiono na rysunku 2.:



Rys. 2. Schemat systemu Linii Referencji Fazowej [2]

² Tap pointy to wielowyjściowe przyrządy składające się ze sprzęgacza kierunkowego, dzielników mocy i filtrów [2].

Dużym utrudnieniem dla projektu jest promieniowanie jonizujące w tunelu akceleratora, które umożliwia stosowanie tylko niektórych materiałów i wyklucza umieszczenie tam aktywnych podzespołów elektronicznych. W związku z tym cała aparatura sterująca, w tym także wspomniany generator *MO* i wzmacniacze, znajdują się w budynku *Klystron Gallery* na powierzchni ziemi. Wszystkie sygnały pomiędzy nimi, a osprzętem w tunelu muszą być prowadzone długimi kablami, co stanowi dodatkowe wyzwanie dla projektantów systemu synchronizacji [6].

1.3. Problem stałości fazy w łączu doprowadzającym sygnał wzorcowy do *PRL*

Prawidłowa synchronizacja tak dużego systemu jest możliwa tylko, gdy sygnał wzorcowy ma ściśle określone właściwości czasowe i częstotliwościowe w każdym jego punkcie i przez cały czas trwania eksperymentu.

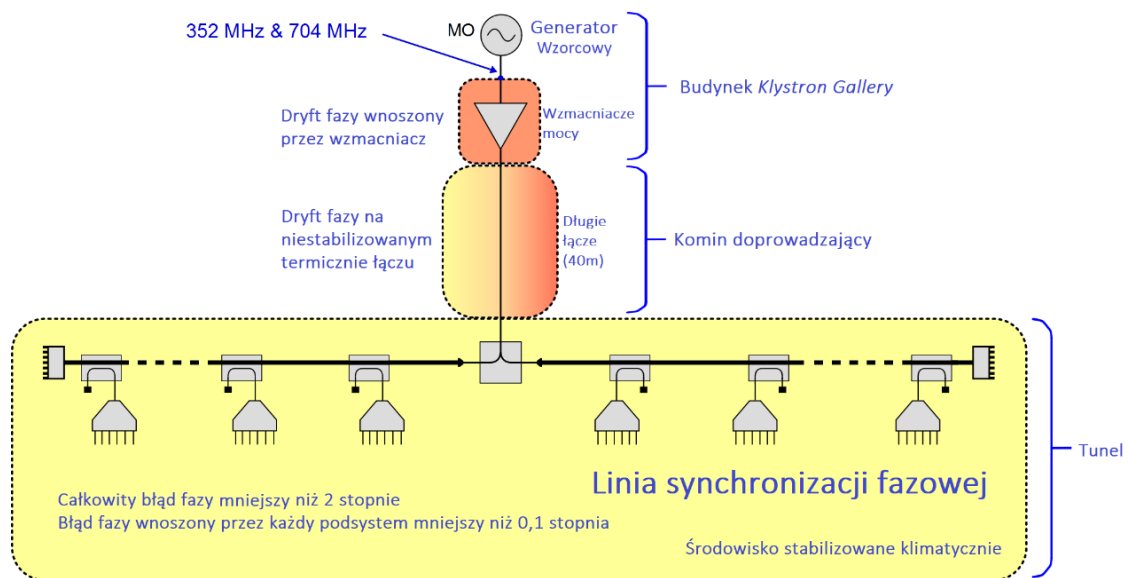
O ile częstotliwość i jej stałość zależy przede wszystkim od generatora, o tyle poszczególne elementy mogą wprowadzać różne i niestałe opóźnienia. Powolną zmianę przesunięcia fazowego pomiędzy wrotami danego przyrządu nazywa się dryftem fazy³. Zjawisko to wynika najczęściej z zależności właściwości materiałów od warunków otoczenia (np. rozszerzalności termicznej).

Minimalizacja dryftów polega zwykle na świadomym wyborze odpowiednich podzespołów i zastosowania automatyki stabilizującej temperaturę. Metody te zostały zastosowane dla wszystkich elementów Linii Referencji Fazowej oraz generatora wzorcowego, ale problem wciąż dotyczy długiego kabla łączącego *Klystron Gallery* z tunelem akceleratora i wzmacniacza⁴ mocy (zaznaczono je na rysunku 3.).

Łącze doprowadzające sygnał wzorcowy ze sterowni do tunelu akceleratora przez specjalny przepust (*ang. Stub*) zrealizowane jest jako 40 m odcinek kabla współosiowego 7/8" umieszczony pośród innych przewodów i w bezpośrednim sąsiedztwie falowodów mocy. Pewne jest zatem, że w czasie działania akceleratora, temperatura w szybie będzie się zmieniała. Biorąc pod uwagę lokalizację i długość kabla, należy się spodziewać wystąpienia efektu dryftu fazy, wynikającego m. in. ze zmiany wymiarów kabla. Typowo, problem ten rozwiązywany jest przez stabilizację termiczną przewodów za pomocą grzałek, ale w kominie nie ma na to miejsca.

³ Wg. Słownika języka polskiego *PWN*, słowa „dryf” i „dryft” mają różne znaczenia. Pierwsze odnosi się do prądów morskich, a drugie do powolnych zmian parametrów przyrządów.

⁴ W rzeczywistości jest to para wąskopasmowych wzmacniaczy mocy, oddzielnie dla częstotliwości 352 MHz i 704 MHz, z których sygnały są sumowane. Takie rozwiązanie okazało się zdecydowanie tańsze.



Rys. 3. Uproszczony schemat PRL.

Na pierwszy rzut oka sama zmiana fazy początkowej sygnału docierającego do PRL wydaje się nie mieć znaczenia, ale należy przypomnieć, że sygnał wzorcowy składa się z sumy dwóch tonów. Wiele podzespołów sterujących akceleratorem korzysta z referencji na obu częstotliwościach i wymaga ich ścisłej synchronizacji.

Nieskorygowane dryfty fazy mogłyby powodować uchyby sterowania polem elektromagnetycznym we wnękach rezonansowych i spadek energii wiązki przyspieszanych protonów. Dla maksymalizacji sprawności akceleratora konieczne jest zatem ich skorygowanie za pomocą dodatkowego podsystemu kompensacji dryftów obejmującego omawiany kabel i wzmacniacz.

Zakres poniższej pracy magisterskiej obejmuje wybranie koncepcji rozwiązania problemu redukcji dryftów fazy wzmacniacza mocy i łącza MO-PRL, stworzenie prototypu układu i badania mające na celu potwierdzenie prawidłowości jego działania w kontekście projektu Linii Referencji Fazowej dla ośrodka *European Spallation Source*.

2. Podstawy teoretyczne

2.1. Faza sygnału

Pojęcie fazy dotyczy jedynie sygnałów okresowych. W ujęciu matematycznym, faza $\varphi(t)$ to liniowo zależny od czasu argument funkcji reprezentującej dany sygnał, tj. $x(\varphi(t))$. Jest to wartość bezwymiarowa. Często w praktyce przyjmuje się standardową formę:

$$\varphi(t) = 2\pi \frac{t}{T} + \varphi_0 \quad (1)$$

która określa fazę jako dany moment czasowy względem pełnych okresów T . Taki zapis pozwala wyrażać fazę w stopniach, radianach lub w przeliczeniu na sekundy. φ_0 oznacza w tym zapisie stałą wartość początkową.

Sygnały sinusoidalne, o których będzie mowa w dalszej części pracy, reprezentuje się ogólnie:

$$x(t) = A \sin(\varphi(t)) = A \sin\left(2\pi \frac{t}{T} + \varphi_0\right) = A \sin(2\pi f t + \varphi_0) \quad (2)$$

Znajomość fazy sygnału w dwóch punktach układu o stałych rozłożonych pozwala określić przesunięcie fazowe $\Delta\varphi$ – opóźnienie.

$$\Delta\varphi = \varphi_1(t) - \varphi_2(t) \quad (3)$$

W idealnym układzie stacjonarnym miałyby ono stałą wartość, wynikającą wyłącznie z długości elektrycznej L toru i prędkości v fali EM w danym ośrodku:

$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{L}{vT}, \quad v = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (3)$$

Gdzie μ_r i ϵ_r oznaczają względne przenikalności magnetyczną i elektryczną ośrodka.

W rzeczywistości L i v zależą od wielu czynników, a przesunięcie fazowe $\Delta\varphi$ wprowadzane przez dowolny element toru jest zmienne w czasie. Niestalość ta w kontekście długiego czasu obserwacji nazywana jest dryftem fazy. Należy odróżnić ją od zjawisk typowo losowych – szumów fazowych.

2.2. Dryfty fazy w systemach RF

Wymaganą cechą wielu systemów elektronicznych wielkiej częstotliwości są stałe zależności fazowe. Wykorzystuje się je często do precyzyjnej synchronizacji różnego typu aparatury przemysłowej, naukowej i medycznej. Zmiana parametrów sygnału taktującego mogłaby powodować przekłamanie

wyników lub nieoptymalną pracę urządzeń. Omawianym w pracy przykładem jest akcelerator liniowy. Efektywność przyspieszania zależy od precyzji sterowania polem EM wewnątrz wnęk rezonansowych tak, by cząstki znalazły się w jego maksimum.

Niestety rzeczywiste systemy elektroniczne nie są stacjonarne. Zmienność opóźnień fazy w czasie jest powodowana przez zjawiska takie jak:

- zależności parametrów materiałów od zmiennych warunków środowiskowych (temperatury, wilgotności, ciśnienia) – przede wszystkim zmiana gęstości i geometrii,
- starzenie się podzespołów,
- ekspozycja na promieniowanie elektromagnetyczne różnego typu,
- naprężenia mechaniczne, uszkodzenia,
- inne, często trudne do przewidzenia.

Powyższe czynniki wpływają na przesunięcia fazy na wszystkich elementach toru wielkiej częstotliwości, takich jak m.in.: falowody, kable, złącza, sprzęgacze i dzielniki. Mogą one wpływać również na parametry elementów aktywnych, np. wzmocnienie wzmacniaczy, częstotliwość i moc wyjściową generatorów.

By zapewnić prawidłowe działanie systemów, konieczne jest przewidzenie wpływu powyższych zjawisk i podjęcie odpowiednich kroków przy projektowaniu każdego podzespołu z osobna.

2.3. Przeciwdziałanie dryftom fazy

Podstawowe sposoby przeciwdziałania dryftom fazy obejmują wybór dobrze zbadanych podzespołów i kabli o możliwie małych współczynnikach temperaturowych oraz ograniczenie ekspozycji elementów systemu na zmienne warunki otoczenia – służą do tego szczelne obudowy i izolacja termiczna (np. w postaci pianek).

Przed umieszczeniem podzespołów w ich docelowej lokalizacji i uruchomieniem, powinny być one poddane wygrzewaniu. Procedura ta polega na umieszczeniu urządzenia w komorze klimatycznej i zmianie temperatury w szerokim zakresie w cyklach kilkugodzinnych. Pozwala to pozbyć się części naprężeń mechanicznych i zmniejszyć dryfty długoterminowe. Producenci oferują możliwość fabrycznego wygrzewania produktów za dodatkowymi opłatami. Możliwe jest również ich selekcjonowanie i dobieranie wg. zmierzonych parametrów.

W przypadku, gdy wymagania projektu odnośnie dryftów fazy są szczególnie wysokie, można zastosować stabilizację fazy w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego.

2.3.1. Kompensacja pasywna

Powszechnie stosowana jest pasywna kompensacja temperaturowych dryftów fazy. Polega ona na regulacji temperatury przyrządu lub łącza mikrofalowego. Najczęściej wymaga stworzenia dodatkowego systemu składającego się z czujników temperatury, elementów elektrotermicznych i sterownika. Do poprawnego działania wymagana jest zwykle dodatkowa izolacja termiczna zwiększająca odporność na szybkie, lokalne zmiany temperatury. Ponadto, w przypadku aparatury o dużych rozmiarach, istotna jest gęstość rozmieszczenia termometrów i grzałek.

Zalety pasywnej kompensacji dryftów fazy:

- działa niezależnie od systemu w.cz. – nie wpływa negatywnie na jego działanie (np. nie wprowadza dodatkowego tłumienia),
- system kompensacji da się zbudować w oparciu o elementy automatyki dostępne u dostawców.

Wady:

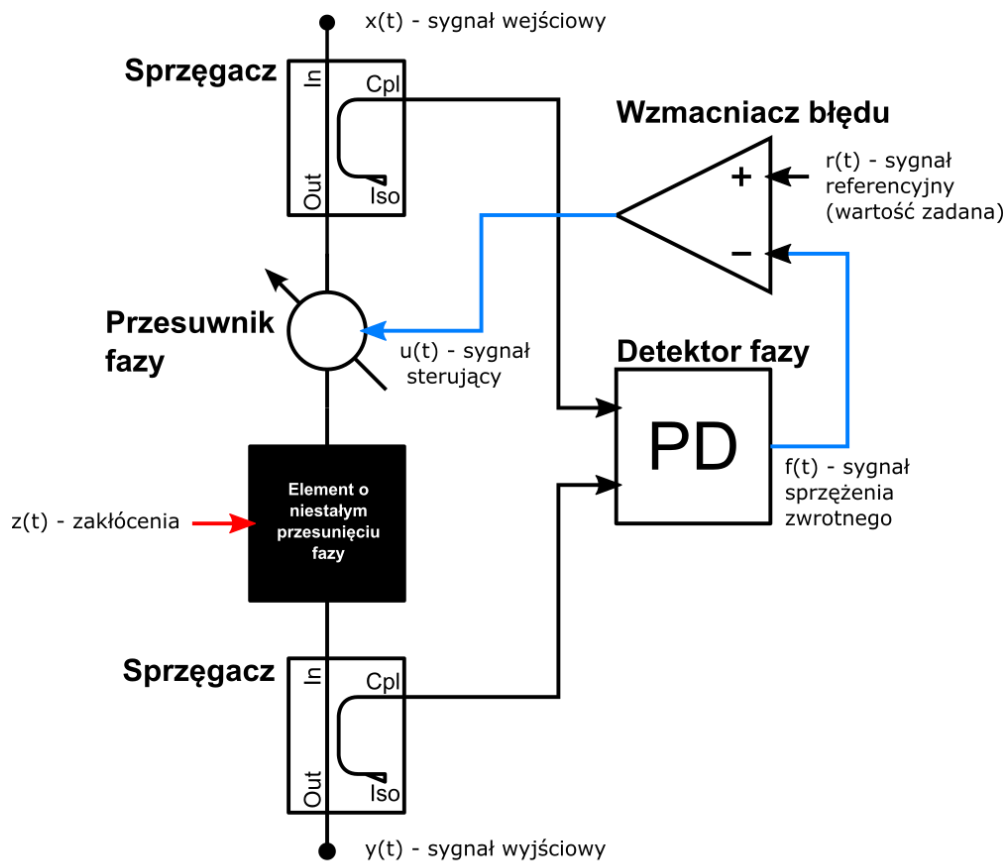
- kompensuje jedynie wpływ zmian temperatury,
- koszty proporcjonalne do wielkości aparatury objętej kompensacją dryftów oraz wymaganej precyzji stabilizacji fazy.

2.3.2. Kompensacja aktywna

Innowacyjną alternatywą dla regulacji temperatury jest aktywna kompensacja dryftów fazy poprzez bezpośrednią stabilizację przesunięcia fazowego. W tym wypadku pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego składa się z przesuwnika i detektora fazy oraz sterownika. Pierwszy z nich włącza się w tor szeregowo, a do drugiego podłącza się sygnały ze sprzęgaczy kierunkowych na początku i na końcu toru. Ogólny schemat takiego systemu przedstawiono na rysunku 4.

Metoda ta jest użyteczna w przypadku torów mikrofalowych posiadających tylko 2 porty – przesunięcie fazy jest stabilne tylko pomiędzy węzłami, do których dołączony jest detektor.

Istotne jest, że ten sposób kompensuje nie tylko temperaturowy dryft fazy, ale też wpływ innych czynników. Ze względu wprowadzenie dodatkowych elementów do toru w.cz, trzeba wziąć pod uwagę ich wpływ na parametry sygnału – dodatkowe tłumienie, szумы oraz dryfty samych elementów, które mogą wymagać kompensacji pasywnej.



Rys. 4. Schemat układu aktywnej kompensacji dryftów fazy

Zalety aktywnej kompensacji dryftów fazy:

- korekcja wpływu wszystkich czynników zmieniających przesunięcia fazowe wewnątrz toru mikrofalowego objętego układem regulacji,
- może zmieścić się w małej obudowie,
- koszty niezależne od rozmiarów aparatury objętej kompensacją.

Wady:

- wymaga zaprojektowania i wyprodukowania układów sterujących,
- elementy włączane w tor mikrofalowy mogą wpływać na jego działanie,
- układy elektroniczne z których składa się system wymagają stabilizacji termicznej,
- dryft fazy jest kompensowany jedynie pomiędzy dwoma portami,
- kable doprowadzające sygnały do detektora fazy także mogą wprowadzać dryft fazy, co musi być uwzględnione.

2.3.3. Przesuwnik fazy jako element sterujący

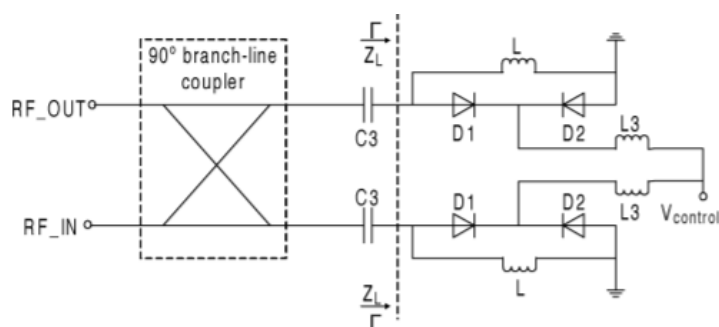
Przyrządem wprowadzającym zmienne przesunięcie fazy jest przesuwnik fazy. Istnieje wiele jego odmian, różniących się [9]:

- sposobem wprowadzania opóźnienia sygnału (zmiana długości linii opóźniającej lub zmiana impedancji),
- rodzajem sterowania (sygnał cyfrowy lub analogowy),
- charakterystyką,
- zakresem przestrajania,
- parametrami mikrofalowymi (macierz **S**).

Najszerzej dostępnym na rynku jest wariant cyfrowy o skokowej charakterystyce oparty na diodach waraktorowych. Jest on powszechnie używany w telekomunikacji przy kwadraturowych modulacjach fazy – *QAM* (*Quadrature Amplitude Modulation*).

Do precyzyjnej aktywnej kompensacji dryftów fazy potrzebny jest przesuwnik fazy z ciągłą charakterystyką i analogowym sterowaniem napięciowym. Na rynku dostępny jest bardzo ograniczony wybór takich elementów.

System omawiany w dalszej części pracy wykorzystuje układy scalone przesuwników opartych na przeciwsobnych diodach waraktorowych. Ich wewnętrzna struktura wygląda następująco:



Rys. 5. Struktura typowego diodowego przesuwnika fazy [10].

Jeśli diody D1 i D2 mają takie same parametry, to konfiguracja przeciwsobna zmniejsza zniekształcenia harmoniczne wprowadzane przez nieliniowość charakterystyki diody [10].

Impedancja obciążenia odbiciowego Z_L wynosi [10]:

$$Z_L = \frac{j\omega L}{1 - 2\omega^2 LC(v_{control})} \quad (4)$$

gdzie $C(v_{control})$ to pojemność diody.

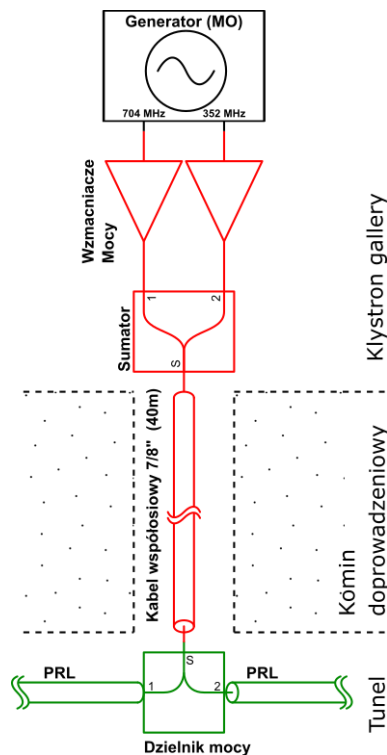
Zmiana napięcia sterującego powoduje zmianę przesunięcia fazy pomiędzy portami RF_IN i RF_OUT w zakresie [10]:

$$\Delta\varphi = 2 \left| \arctan\left(\frac{Z_{L\max}}{Z_0}\right) - \arctan\left(\frac{Z_{L\min}}{Z_0}\right) \right| \quad (5)$$

Gdzie Z_0 to impedancja charakterystyczna systemu. Wartości $Z_{L\max}$ i $Z_{L\min}$ zależą od charakterystyk napięciowo-pojemnościowych diod waraktorowych.

3. Opis problemu i koncepcja jego rozwiązania

Na rysunku 6. przedstawiono schemat łącza doprowadzającego sygnał z Generatora Wzorcowego (MO) do tunelu akceleratora. Na czerwono zaznaczono elementy, które mogą wprowadzać dryfty fazy, a na zielono część systemu poddaną stabilizacji termicznej.



Rys. 6. Schemat łącza doprowadzającego sygnał do Głównej Linii Referencyjnej

3.1. Warunki środowiskowe i ograniczenia

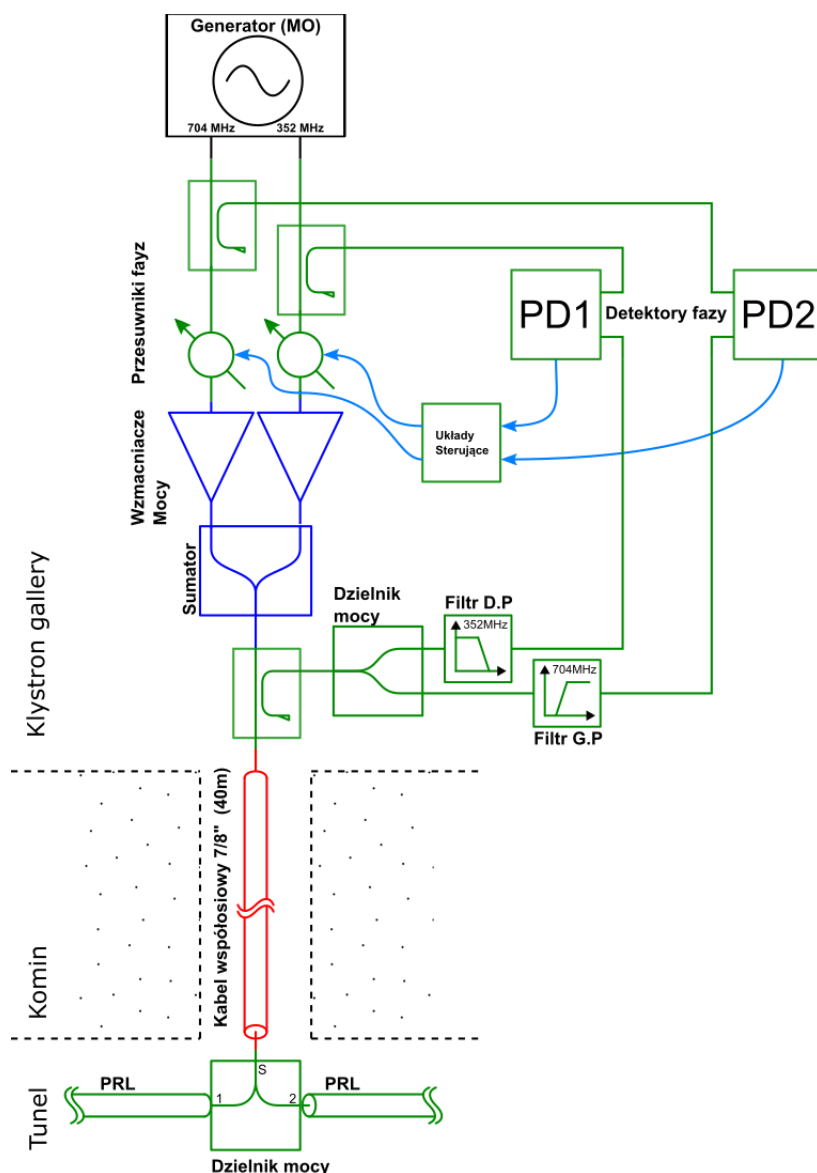
Szczególne okoliczności komplikują problem aktywnej kompensacji dryftów fazy w łączu. Pod uwagę należy wziąć następujące czynniki:

1. promieniowanie jonizujące wewnątrz tunelu może powodować degradację niektórych materiałów i indukowanie zakłóceń w półprzewodnikach – wszystkie aktywne elementy systemu muszą znaleźć się na powierzchni ziemi, w budynku *Klystron Gallery*,
2. sygnały referencyjne o częstotliwościach 352 MHz i 704 MHz pochodzą z generatora *MO*, są wzmacniane za pomocą dwóch niezależnych, wąskopasmowych wzmacniaczy mocy, a następnie sumowane,
3. system ma znaleźć się w jednej szafie typu *rack* wraz z *MO* i wzmacniaczami,
4. w kominie łączącym *Klystron Gallery* z tunelem akceleratora dostępne są 4 przepusty dla kabli 7/8".

3.2. Koncepcja rozwiązania problemu

Każdy wzmacniacz mocy i sumator można objąć prostą pętlą stabilizacji przesunięcia fazowego w sposób przedstawiony wcześniej w rozdziale 2.3.2. Sygnał sumy dwóch tonów wymaga rozdzielania za pomocą odpowiednich filtrów. Schemat przedstawiono na rysunku 7.

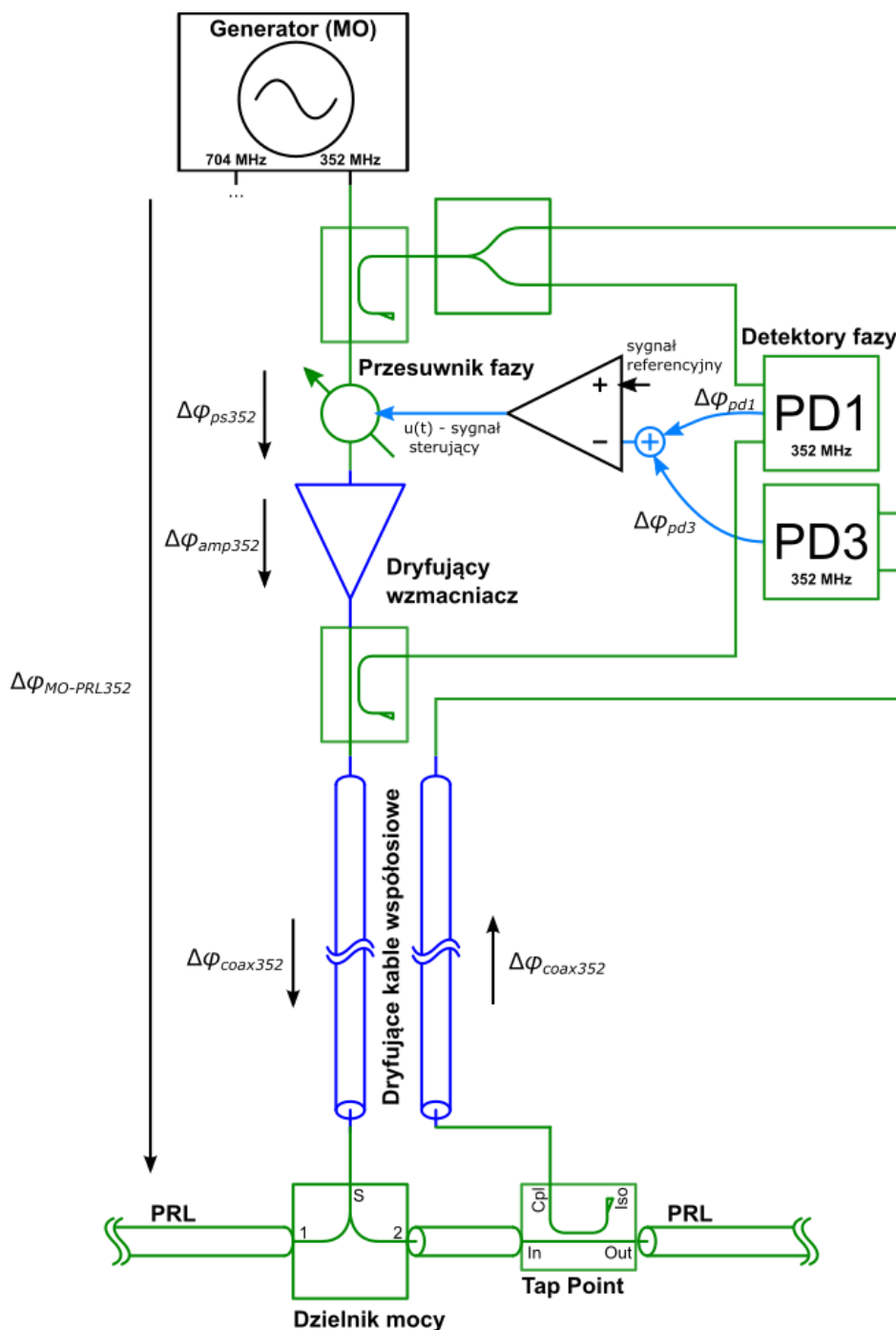
Na kolejnych ilustracjach na czerwono zaznaczono elementy które mogą wprowadzać dryfty fazy, na zielono te poddane stabilizacji termicznej, a na niebiesko część systemu poddaną aktywnej kompensacji.



Rys. 7. Schemat układu kompensacji dryftów fazy wzmacniaczy i sumatora

Kompensacja dryftu fazy kabla współosiowego jest dużo większym wyzwaniem niż w przypadku wzmacniacza. Komplikacje wynikają z długości łącza i braku możliwości umieszczenia aktywnych elementów elektronicznych w tunelu akceleratora. W tym wypadku, zastosowanie detektora fazy wiąże się z koniecznością poprowadzenia drugiego, długiego połączenia przez komin

i wykorzystania jednego z punktów podłączeniowych *Tap Point* Linii Referencji Fazowej. Istotny jest fakt, że przewód ten także jest podatny na zmiany temperatury. Jeśli wykorzystamy dwa kable współosiowe tego samego typu i umieścimy je możliwie blisko siebie (by oddziaływały na nie takie same warunki otoczenia) to możemy się spodziewać, że wprowadzane przez nie dryfty będą podobne. Wykorzystując elementy stabilizujące przesunięcie fazowe wzmacniaczy i wykonując proste operacje arytmetyczne na sygnałach, możemy rozbudować układ w sposób przedstawiony na rysunku 8. (dla ułatwienia analizy – tylko dla jednej częstotliwości sygnału wzorcowego (352 MHz)):



Rys. 8. Schemat pełnej kompensacji dryftów fazy łącza na jednej częstotliwości

gdzie:

- $\Delta\varphi_{ps352}$ – zmiana na przesuwniku fazy na częstotliwości 352 MHz (kompensacja),
- $\Delta\varphi_{amp352}$ – zmiana przesunięcia fazy wzmacniacza (i sumatora) na częstotliwości 352 MHz (dryft),
- $\Delta\varphi_{coax352}$ – zmiana przesunięcia fazy odcinka kabla współosiowego na częstotliwości 352 MHz (dryft),
- $\Delta\varphi_{pd1}$ – zmiana przesunięcia fazy mierzonego detektorem PD1,
- $\Delta\varphi_{pd3}$ – zmiana przesunięcia fazy mierzonego detektorem PD3,
- $\Delta\varphi_{MO-PRL352}$ – całkowita zmiana przesunięcia fazy pomiędzy MO a PRL na częstotliwości 352 MHz.

Wg. schematu:

$$\Delta\varphi_{pd1} = \Delta\varphi_{ps352} + \Delta\varphi_{amp352} \quad (6)$$

$$\Delta\varphi_{pd3} = \Delta\varphi_{ps352} + \Delta\varphi_{amp352} + 2 \Delta\varphi_{coax352} \quad (7)$$

Pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego stabilizuje sumę wskazań detektorów PD1 i PD3:

$$\Delta\varphi_{pd1} + \Delta\varphi_{pd3} = const \quad (8)$$

zatem:

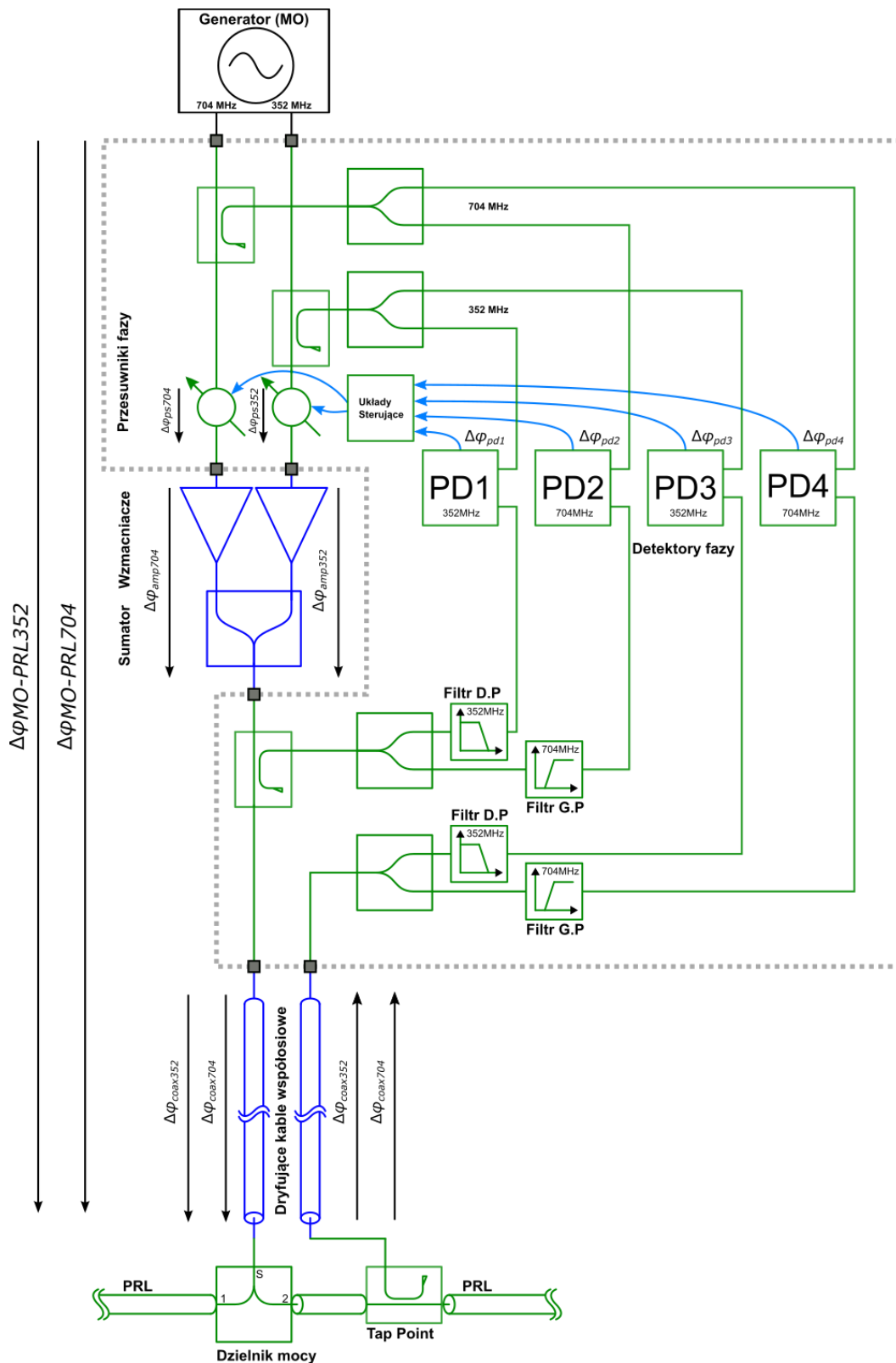
$$2 \Delta\varphi_{ps352} + 2 \Delta\varphi_{amp352} + 2 \Delta\varphi_{coax352} = 2 \Delta\varphi_{MO-PRL352} = const \quad (9)$$

$$\Delta\varphi_{MO-PRL352} = const \quad (10)$$

Układ dla tonu 704 MHz wygląda analogicznie. Kompensacja dryftów łączy dla obu częstotliwości sygnału referencyjnego wymaga rozdzielenia sygnału powrotnego z tunelu za pomocą filtrów. Dwie niezależne pętle stabilizacji są konieczne, gdyż zmiany przesunięć fazy wzmacniaczy i kabli współosiowych mogą być różne dla tonów 352 MHz i 704 MHz. Schemat pełnej kompensacji zamieszczono na rysunku 9., gdzie dodatkowo zdefiniowano:

- $\Delta\varphi_{ps704}$ – zmiana na przesuwniku fazy na częstotliwości 704 MHz (kompensacja),
- $\Delta\varphi_{amp704}$ – zmiana przesunięcia fazy wzmacniacza i sumatora na częstotliwości 352 MHz (dryft),
- $\Delta\varphi_{coax704}$ – zmiana przesunięcia fazy odcinka kabla współosiowego na częstotliwości 704 MHz (dryft),
- $\Delta\varphi_{pd2}$ – zmiana przesunięcia fazy mierzonego detektorem PD2,

- $\Delta\varphi_{pd4}$ – zmiana przesunięcia fazy mierzonego detektorem PD4,
- $\Delta\varphi_{MO-PRL704}$ – całkowita zmiana przesunięcia fazy pomiędzy MO a PRL na częstotliwości 704 MHz.



Rys. 9. Schemat pełnej kompensacji dryftów fazy łączy MO-PRL

Odpowiednio, jak wcześniej dla częstotliwości 352 MHz:

$$\Delta\varphi_{pd2} = \Delta\varphi_{ps704} + \Delta\varphi_{amp704} \quad (11)$$

$$\Delta\varphi_{pd4} = \Delta\varphi_{ps704} + \Delta\varphi_{amp704} + 2 \Delta\varphi_{coax704} \quad (12)$$

Pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego stabilizuje sumę wskazań detektorów PD2 i PD4:

$$\Delta\varphi_{pd2} + \Delta\varphi_{pd4} = const \quad (13)$$

Więc:

$$2 \Delta\varphi_{ps704} + 2 \Delta\varphi_{amp704} + 2 \Delta\varphi_{coax704} = 2 \Delta\varphi_{MO-PRL704} = const \quad (14)$$

$$\Delta\varphi_{MO-PRL704} = const \quad (15)$$

Celem działania systemu kompensacji dryftów jest utrzymanie synchronizacji fazowej obu tonów. Jeśli przesunięcia fazowe obu kanałów łączy stała, czyli równania 10. i 15. są prawdziwe, to:

$$|\Delta\varphi_{MO-PRL352} - \Delta\varphi_{MO-PRL704}| = const \quad (16)$$

Powyższe równanie to zatem teza, którą należy sprawdzić doświadczalnie.

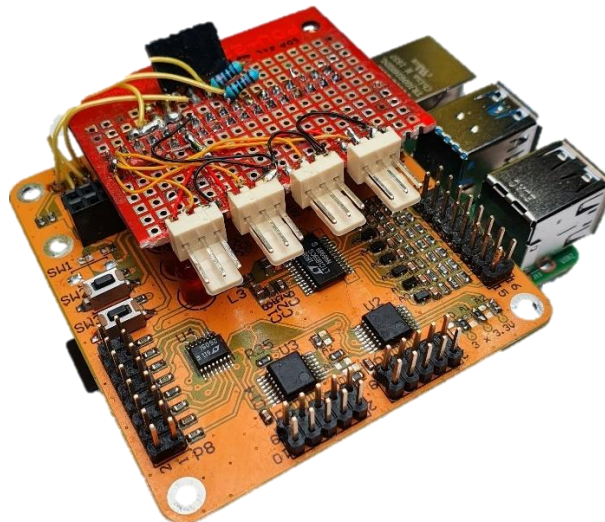
4. Badania

W celu potwierdzenia prawidłowości zaproponowanej koncepcji systemu aktywnej kompensacji dryftów fazy został przygotowany jego prototyp. Był on sukcesywnie rozbudowywany wraz ze zmieniającą się dostępnością sprzętu laboratoryjnego i elementów. Umożliwiło to również łatwiejsze uruchamianie i diagnostykę układów.

4.1. Metodyka i wykorzystany sprzęt

Badania polegały na pozyskaniu i porównaniu przebiegów czasowych przesunięć fazy na elementach objętych aktywną kompensacją dryftów i bez niej. Spodziewano się uzyskać istotne zmniejszenie amplitudy zmian podczas stabilizacji – w sytuacji idealnej – do zera. Poszczególne obserwacje pozwoliły także na wskazanie czynników najbardziej wpływających na jakość działania systemu.

Do budowy prototypu posłużyły typowe laboratoryjne elementy elektroniczne wielkiej częstotliwości - częściowo kupione specjalnie do tego celu - oraz komputer jednopłytkowy *SBC (Single Board Computer)* – *Raspberry Pi*. Rozbudowano go o nakładkę zmontowaną przez autora dzięki uprzejmości i wg. projektu mgr inż. Macieja Urbańskiego i o dodatkowe złącza czujników (rys. 10).



Rys. 10. Komputer jednopłytkowy Raspberry Pi wraz z nakładką pomiarową.

System mikroprocesorowy z dodatkowymi przetwornikami analogowo-cyfrowymi ADC (*LT1859* [11]) i cyfrowo-analogowymi DAC (*LT2605* [12]) pozwolił na pomiary i zapis sygnałów wyjściowych detektorów i sterowanie przesuwnikami fazy w cyfrowej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Później dołączono do niego także czujniki temperatury i względnej wilgotności powietrza (*DS18B20* [13] i *HTU21* [14]).

Ciekawy pod kątem kompatybilności elektromagnetycznej wydaje się być fakt, że umieszczenie komputera *Raspberry Pi* w pobliżu elementów w. cz. pracujących na omawianych częstotliwościach powodowało zakłócenia i przerwanie połączenia *Wi-Fi*. Do programowania i pobierania wyników konieczne było wykorzystanie łącza *Ethernet*.

Jako detektorów fazy użyto układów *AD8302* [15] w postaci modułów w metalowych obudowach ze złączami *SMA*. Elementami wykonawczymi pętli *PID* były przesuwniki fazy *JSPHS-42+* [16] dla 352 MHz i *PHS-1000+* [17] dla 704 MHz – to jedyne odpowiednie układy scalone tego typu dostępne na rynku.

Do pomiaru zmian przesunięcia fazy pomiędzy sygnałami składowymi konieczne jest sprowadzenie ich na jedną częstotliwość. Do tego celu wykorzystano płytkę rozwojową programowalnego dzielnika *AD9515* [18]. Należy zaznaczyć, że do pomiaru tego typu konieczne jest, by sygnały były koherentne – spójne fazowo. Warunek ten pozwolił spełnić generator dwukanałowy *Holtzworth HSX9002A* [19].

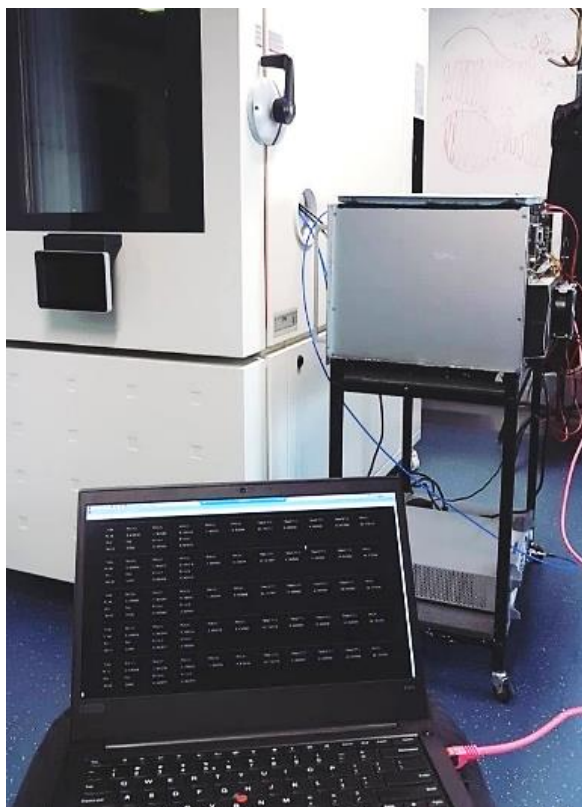
Ponadto użyto filtrów dolno- i górnoprzepustowych oraz tłumików dostępnych w laboratorium.

Montaż każdego z układów prototypowych musiał uwzględniać budżet mocy ze względu na ograniczoną moc wyjściową użytego źródła sygnału i wymagane poziomy mocy na detektorach i dzielniku częstotliwości.

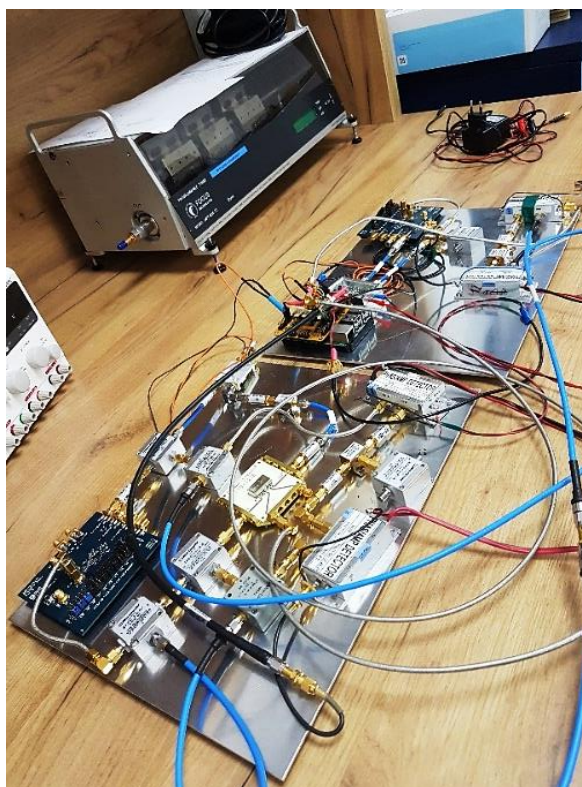
W badaniach wykorzystano dwie komory klimatyczne (rys. 11.): dużą – marki *Weiss Technik* – do zmieniania temperatury dryfujących kabli współosiowych oraz małą – wykonaną w instytucie na potrzeby innego projektu – do stabilizacji temperatury układów pomiarowych i sterujących. Starano się również ograniczyć do minimum długość połączeń w. cz. narażonych na wahania temperatury w laboratorium, które mogłyby wpłynąć na wyniki pomiarów.

Działanie systemu kompensacji dryftów było testowane z wieloma rodzajami kabli współosiowych. Wpływ wyboru odpowiednich został opisany w podrozdziale 4.3.1.

Ze względu na brak dostępności docelowych wzmacniaczy mocy w trakcie pomiarów, ich dryfty fazy zostały zasymulowane dwoma różnymi odcinkami kabli współosiowych (brak wzmocnienia nie jest istotny dla stabilizacji fazy). Przeszkodą w przeprowadzanych badaniach było umieszczenie układów i ich połączeń w małej komorze klimatycznej. Wielokrotnie zdarzało się, że elementy ze złączami *SMA* po włożeniu do niej miały poluzowane nakrętki i utrudniony dostęp. Do pewnego stopnia pomogło przykręcenie ich do płyt aluminiowych i umieszczenie ich jedna na drugiej (rys. 12.).



Rys. 11. Stanowisko pomiarowe z dwoma komorami klimatycznymi

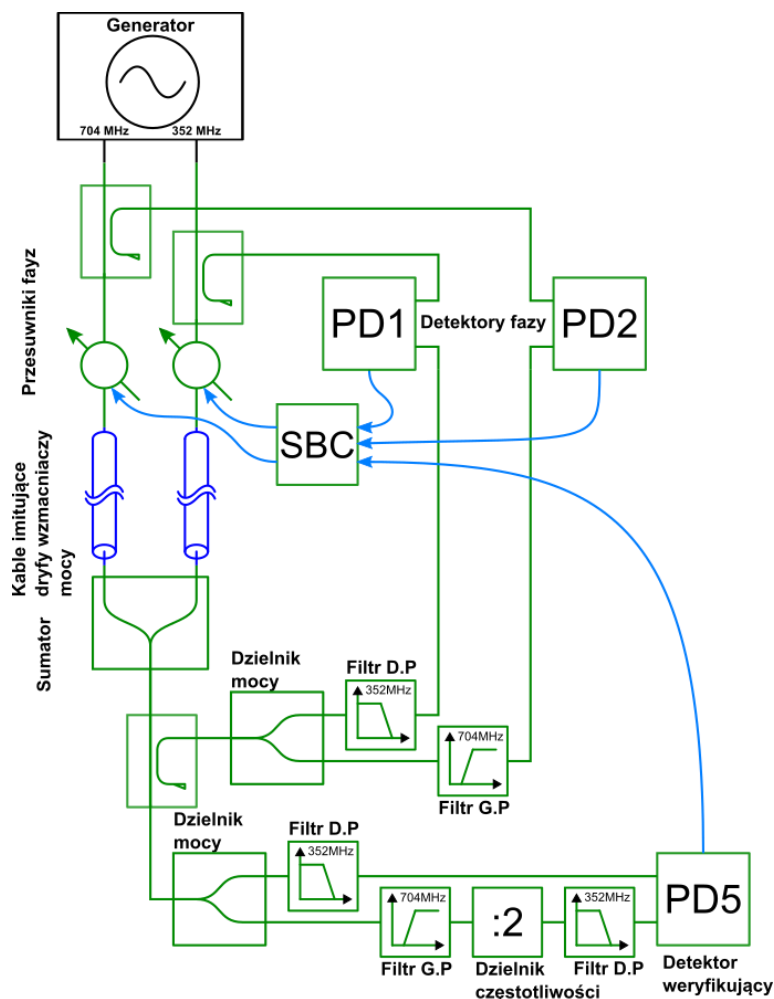


Rys. 12. Układy sterujące i pomiarowe dla jednego z wariantów prototypu układu

4.2. Prototyp układu kompensacji dryftów wzmacniacza

4.2.1. Układ pomiarowy

Jako pierwszy przetestowano najprostszy wariant układu – stabilizację przesunięcia fazy na samych wzmacniaczach. Ich dryfty imitowały kable współosiowe typu *MRC195UF* (długości ok. 8 m) i inny (nieznanej marki, długości ok. 2 m). Zastosowano dwa różne, by zwiększyć różnicę dryftów na obu częstotliwościach. Schemat układu pomiarowego, analogiczny do koncepcyjnego (rys. 7.) przedstawiono na rysunku 13.:



Rys. 13. Schemat prototypu układu kompensacji dryftów wzmacniaczy mocy

Zadaniem komputera *SBC* było sterowanie dwoma przesuwnikami fazy na podstawie wskazań detektorów *PD1* i *PD2*, realizujące dwie niezależne pętle regulacji *PID*. Wartości zadane przesunięć powinny być ustawione tak, by detektory działały na liniowej części charakterystyk i możliwe było sterowanie dodatnie i ujemne w pełnym zakresie dryftów. Eksperymentalne ustalenie punktów pracy czujników wymagało wielokrotnie wprowadzenia dodatkowych przesunięć fazy w postaci krótkich odcinków (ok. 10 cm) kabli współosiowych. Problem ten docelowo powinien być rozwiązany np. poprzez sumowanie sygnałów z dwóch przetworników cyfrowo-analogowych

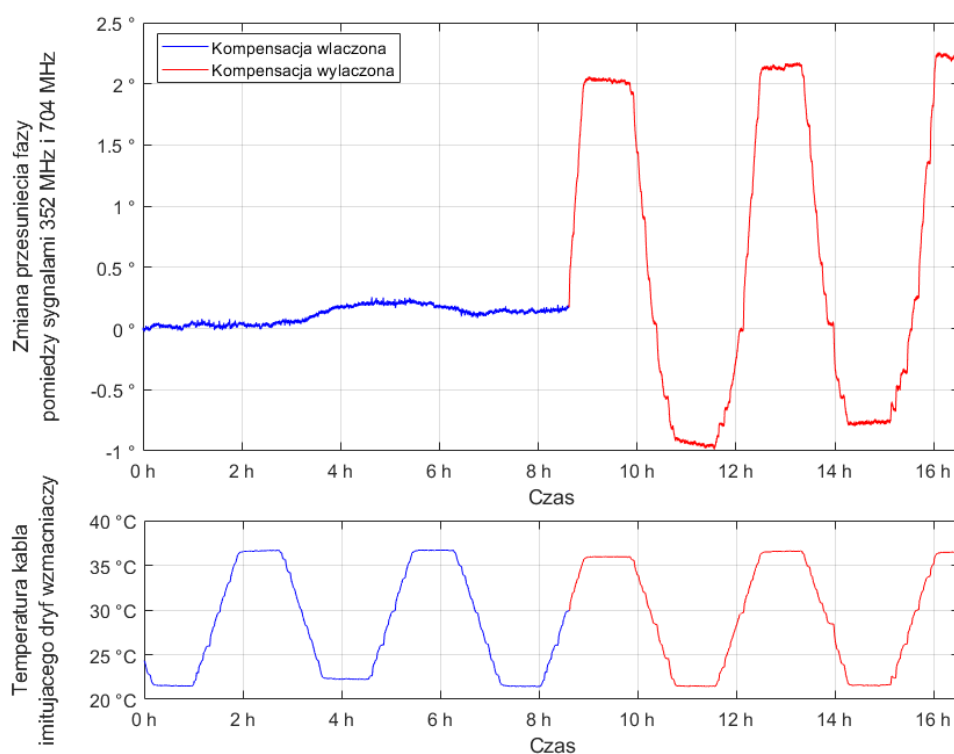
(dla pełnej rozdzielczości sterowania i umożliwienia automatycznego ustawienia optymalnego punktu stabilizacji).

Kable imitujące dryfty wzmacniaczy mocy zostały umieszczone w dużej komorze klimatycznej, zaprogramowanej do cyklicznej zmiany temperatury. W mniejszej (stabilizującej temperaturę) znalazła się reszta układu, za wyjątkiem generatora laboratoryjnego i krótkich odcinków niezbędnych kabli połączeniowych.

Pomiary były wykonywane w sesjach kilkugodzinnych ze względu na inercyjny charakter oddziaływań cieplnych.

4.2.2. Wyniki pomiarów

Na rysunku 14. przedstawiono wykresy prezentujące zmiany przesunięcia fazy pomiędzy sygnałami o częstotliwościach 352 MHz i 704 MHz na końcu łączy. W połowie pomiaru algorytm stabilizacji został wyłączony – nastawy przesuwników zostały zablokowane – co umożliwiło łatwą ocenę działania kompensacji dryftów.

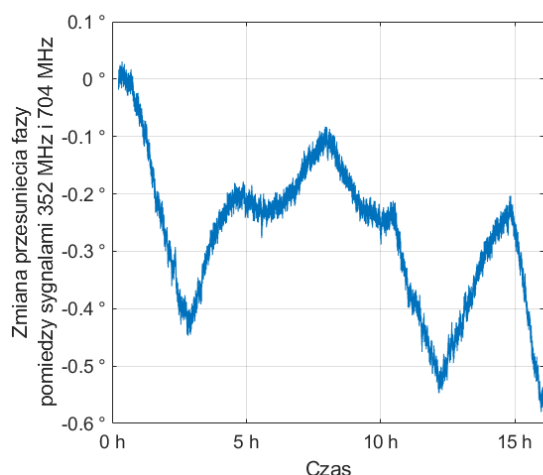


Rys. 14. Wykres zmian przesunięcia fazy pomiędzy sygnałami o częstotliwościach 704 MHz i 352 MHz przy włączonej i wyłączonej kompensacji dryftów.

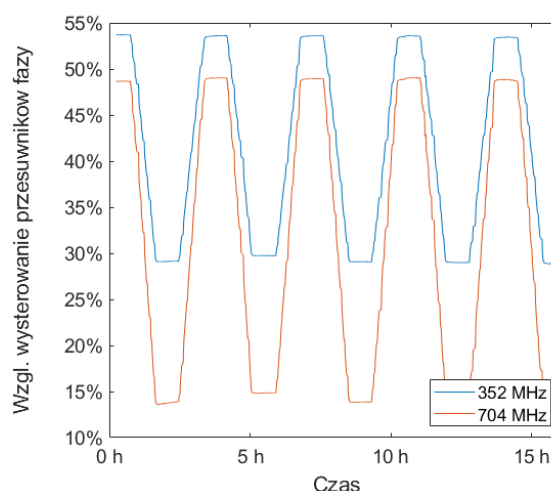
Przy braku kompensacji zaobserwowano dryft o wartości międzyszczytowej 3 ° skorelowany ze zmianami temperatury kabla. Działająca pętla stabilizacji zmniejszyła go do wartości 0,25 °, przy czym przebieg nie wykazuje związku z temperaturą w dużej komorze klimatycznej.

Widać zatem, że w ogólności układ działa zgodnie z oczekiwaniami i koncepcja jest prawidłowa, ale istnieje dodatkowe źródło wolnozmiennego zakłócenia

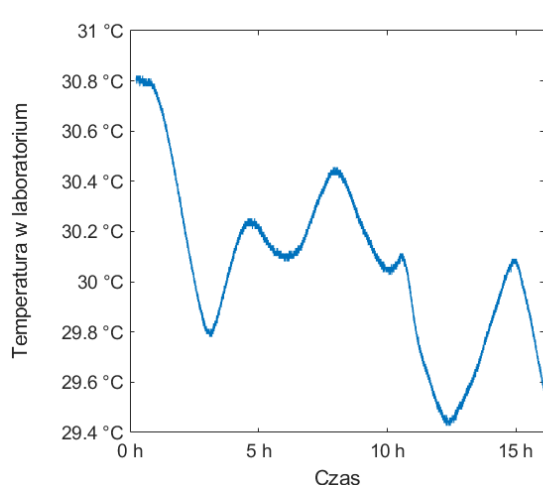
nie objętego kompensacją. Wiedząc, że dryfty wynikają zwykle ze zmian temperatury i wilgotności w otoczeniu aparatury, powtórzono pomiar z włączoną kompensacją po podłączeniu dodatkowego termometru umieszczonego w okolicy stanowiska pomiarowego. Wyniki zamieszczono na rysunkach:



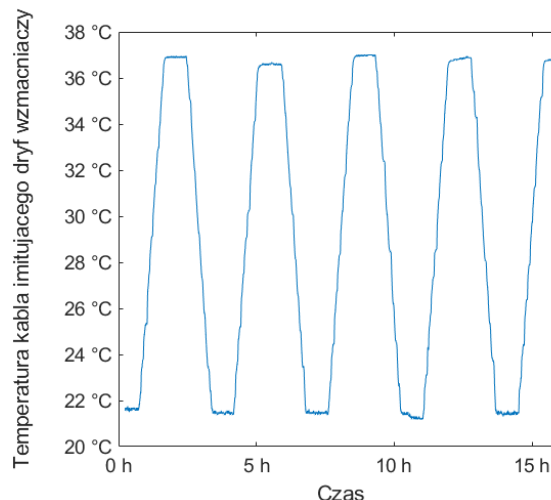
(a) Wykres przesunięcia fazy pomiędzy sygnałami 352 MHz i 704 MHz



(b) Wykres względnego występowania przesuwników fazy



(c) Wykres temperatury w laboratorium podczas pomiaru



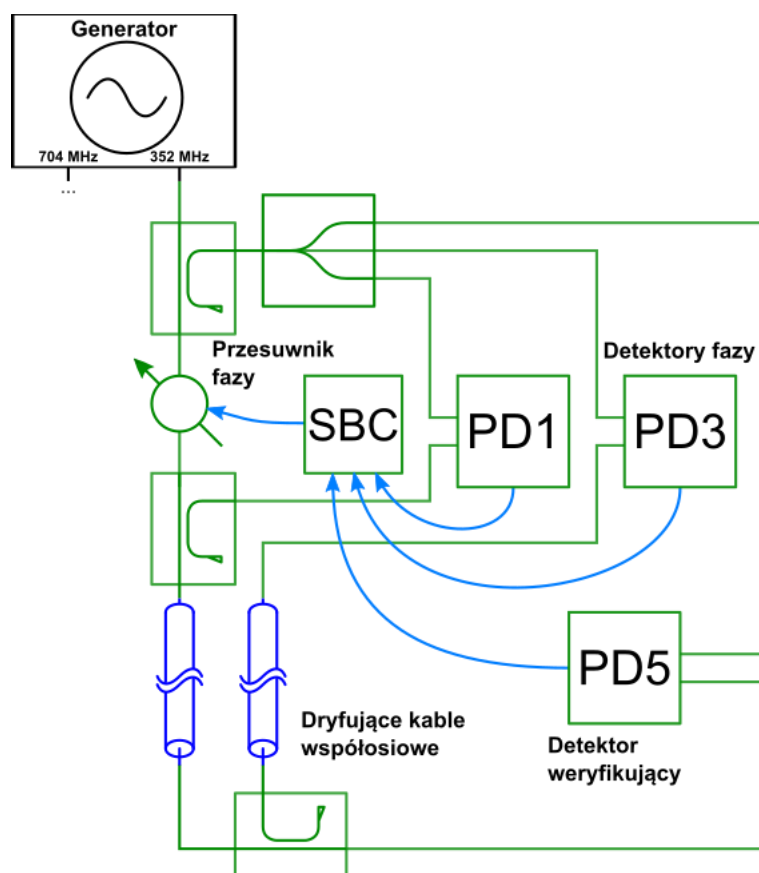
(d) Wykres temperatury kabla imitującego dryft wzmacniaczy

Rys. 15. (a-b) Wyniki powtórnego pomiaru reprezentujące wpływ zmian temperatury w laboratorium (c) na działanie kompensacji dryftów (a).

Na wykresach (a) i (c) widać jasną korelację pomiędzy obserwowanym nieskompensowanym dryftem fazy i zmianą temperatury w laboratorium. Występowanie zależności mimo umieszczenia aparatury w komorze klimatycznej może wynikać z jej szczelności, zmiany wilgotności, ekspozycji kabli połączeniowych lub wszystkich wymienionych jednocześnie. Niezależnie od ostatecznej przyczyny obserwacje pozwalają wyciągnąć istotny wniosek, że **badany układ jest bardzo wrażliwy na czynniki klimatyczne i wymaga ich precyzyjnej stabilizacji.**

4.3. Kompensacja dryftów kabla współosiowego na jednej częstotliwości

Uruchomienie prototypu drugiej części systemu – kompensacji dryftów kabla współosiowego (docelowo umieszczonego w kominie doprowadzeniowym) okazało się być trudniejsze. Układ nie wykazywał poprawnego działania i potrzebna była diagnostyka w celu odnalezienia problemu. W tym celu został uproszczony do stabilizacji fazy sygnału składającego się tylko z jednej składowej częstotliwościowej zamiast dwóch. Omawiana konfiguracja została przedstawiona na rysunku 16. i jest podobna do omawianej w części teoretycznej (r. 3.2, rys. 8.).



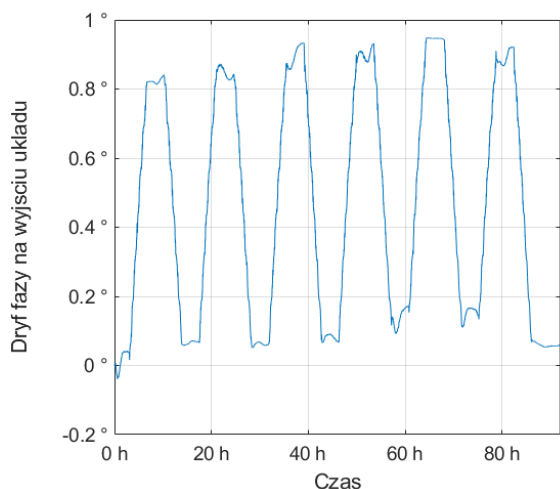
Rys. 16. Schemat prototypu kompensacji dryftu fazy kabla współosiowego na jednej częstotliwości.

Badanie polegało na sprawdzeniu wpływu działającej pętli sprzężenia zwrotnego (sterującej przesuwnikiem tak, by suma wskazań detektorów PD1 i PD3 była stała) na przesunięcie fazy pomiędzy generatorem a końcem łącza.

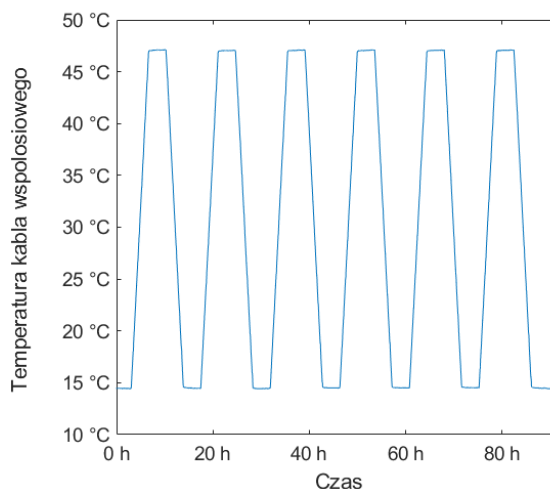
4.3.1. Problem różnicy dryftów temperaturowych kabli współosiowych

Jako dryfujących kabli (oznaczonych na rysunku 16. na niebiesko) użyto dwóch przewodów współosiowych tego samego typu, długości (8 m) i marki (niestety nie udało się jej określić). Były ze sobą połączone opaskami

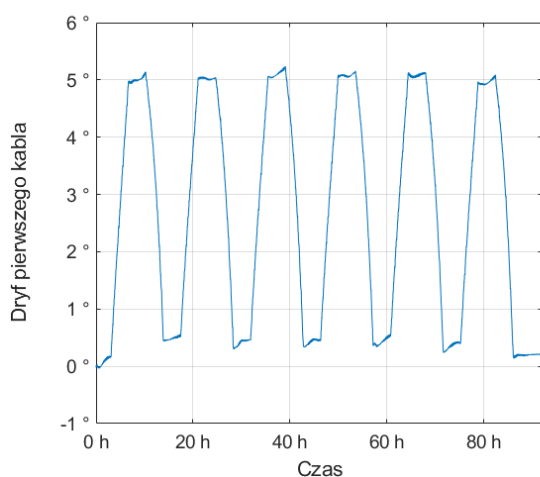
zaciskowymi, zwinięte razem w okrąg i umieszczone w komorze klimatycznej, której nastawy temperatury były zmieniane cyklicznie w trakcie pomiaru. Jego unormowane wyniki przedstawiono na rysunkach poniżej:



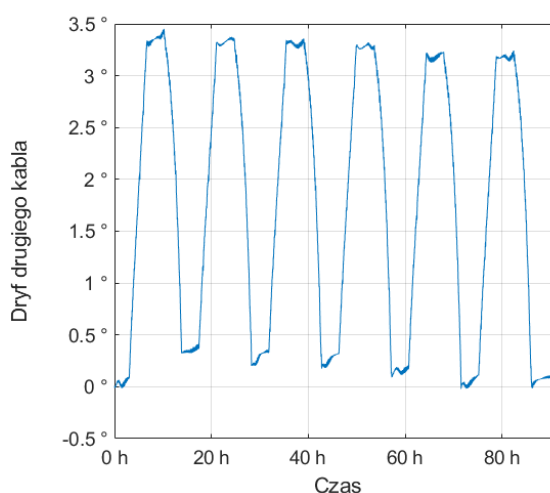
(a) Wykres bezwzględnego dryftu fazy na końcu łącza



(b) Wykres temperatury kabla



(c) Wykres dryftu pierwszego fragmentu kabla współosiowego



(d) Wykres dryftu powrotnego fragmentu kabla współosiowego

Rys. 17. (a-b) Wyniki pomiaru prototypu kompensacji dryftów kabla współosiowego. Na wykresie (a) widać znaczące zmiany przesunięcia fazy skorelowane z temperaturą (b). System kompensacji nie działa prawidłowo, ponieważ dryfty poszczególnych odcinków kabla nie są takie same. Objawia się to różnicą amplitud przebiegów (c, d).

Na wykresach 17a. i 17b. widać, że przesunięcie fazy na łączu zmienia się wraz z temperaturą kabli współosiowych, więc układ nie działa prawidłowo. Do odnalezienia przyczyny można było wykorzystać fakt, że amplitudy wskazań poszczególnych detektorów pozostają w zależnościach arytmetycznych. Odejmując od siebie unormowane do chwili początkowej (ze względu na składową stałą) sygnały z PD5 i PD1 oraz PD5 i PD3 otrzymano przebiegi czasowe dryftów na obu odcinkach przewodów (rysunki 17c. i 17d.). Porównując oba wykresy zauważono, że ich amplitudy są różne. Wartości międzyszczytowe wskazań wynosiły 5 ° i 3,5 °. Koncepcja systemu

kompensacji (rozdział 3.2.) zakłada, że dryfty obu odcinków linii współosiowej są możliwie jak najbardziej do siebie zbliżone, co w tej sytuacji nie jest spełnione. Niestaołość fazy na końcu łączy w przypadku różniących się dryftów kabli można wyprowadzić z poniższych zależności:

ze schematu układu (rys. 16.):

$$\Delta\varphi_{pd1} = \Delta\varphi_{ps} \quad (17)$$

$$\Delta\varphi_{pd3} = \Delta\varphi_{ps} + \Delta\varphi_{coaxA} + \Delta\varphi_{coaxB} \quad (18)$$

$$\Delta\varphi_{MO-PRL} = \Delta\varphi_{ps} + \Delta\varphi_{coaxA} \quad (19)$$

z działania pętli *PID*:

$$\Delta\varphi_{pd1} + \Delta\varphi_{pd3} = const \quad (20)$$

zatem:

$$2 \Delta\varphi_{ps} + \Delta\varphi_{coaxA} + \Delta\varphi_{coaxB} = const \quad (21)$$

dodając obustronnie $\Delta\varphi_{coaxA}$:

$$2 \Delta\varphi_{ps} + 2 \Delta\varphi_{coaxA} + \Delta\varphi_{coaxB} = \Delta\varphi_{coaxA} + const \quad (22)$$

zatem:

$$2 \Delta\varphi_{MO-PRL} + \Delta\varphi_{coaxB} = \Delta\varphi_{coaxA} + const \quad (23)$$

poszukiwana zależność:

$$\Delta\varphi_{MO-PRL} = \frac{\Delta\varphi_{coaxA} - \Delta\varphi_{coaxB}}{2} + const \quad (24)$$

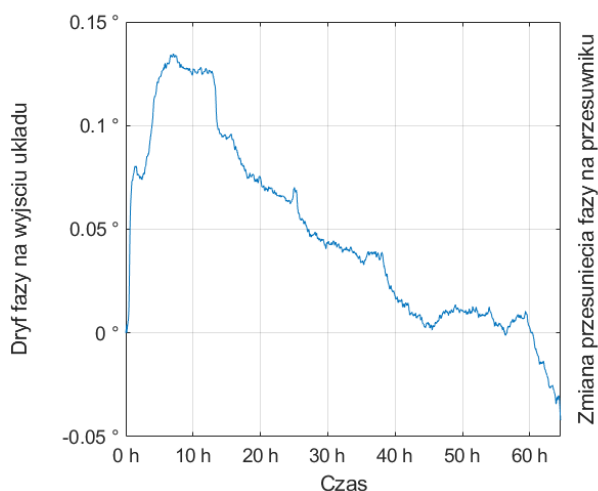
dla badanego przypadku wynosi:

$$\Delta\varphi_{MO-PRL} = \frac{5^\circ - 3,5^\circ}{2} = 0,75^\circ \quad (25)$$

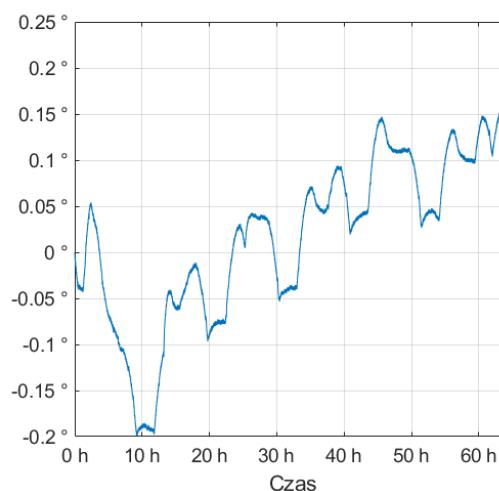
co zgadza się z wykresem 17a.

Na podstawie tych obserwacji potwierdzonych obliczeniami można stwierdzić, że system kompensacji działa zgodnie z opracowaną koncepcją, ale w ograniczonym zakresie – dryft został zmniejszony z 5° do $0,75^\circ$. Przyczyna różnicy w termicznej zmianie przesunięcia fazy obu zastosowanych przewodów nie jest znana, ale należy się spodziewać, że użycie sparowanych linii współosiowych lepszej jakości poprawi stabilizację. W związku z tym podjęto decyzję o zakupie dwóch dziesięciometrowych odcinków docelowego

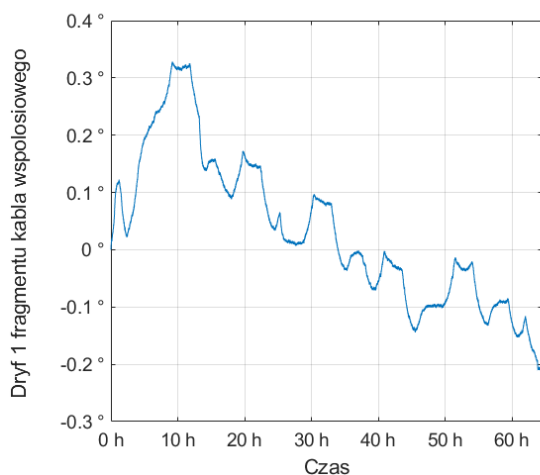
kabla 7/8" LCF78-50J [20]. W czasie oczekiwania na dostawę udało się uzyskać do badań jego inną wersję (LCF38-50J) [21] o mniejszej średnicy – 3/8" w dwóch egzemplarzach po ok. 3 m, które wykorzystano do przeprowadzenia kolejnych pomiarów. Ich wyniki zamieszczono poniżej:



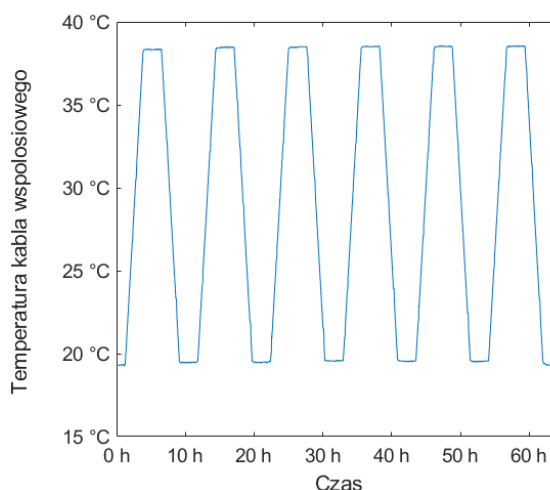
(a) Wykres bezwzględnego dryftu fazy na końcu łącza



(b) Wykres przesunięcia fazy na przesuwniku



(c) Wykres dryftu jednego fragmentu kabla współosiowego



(d) Wykres temperatury kabla

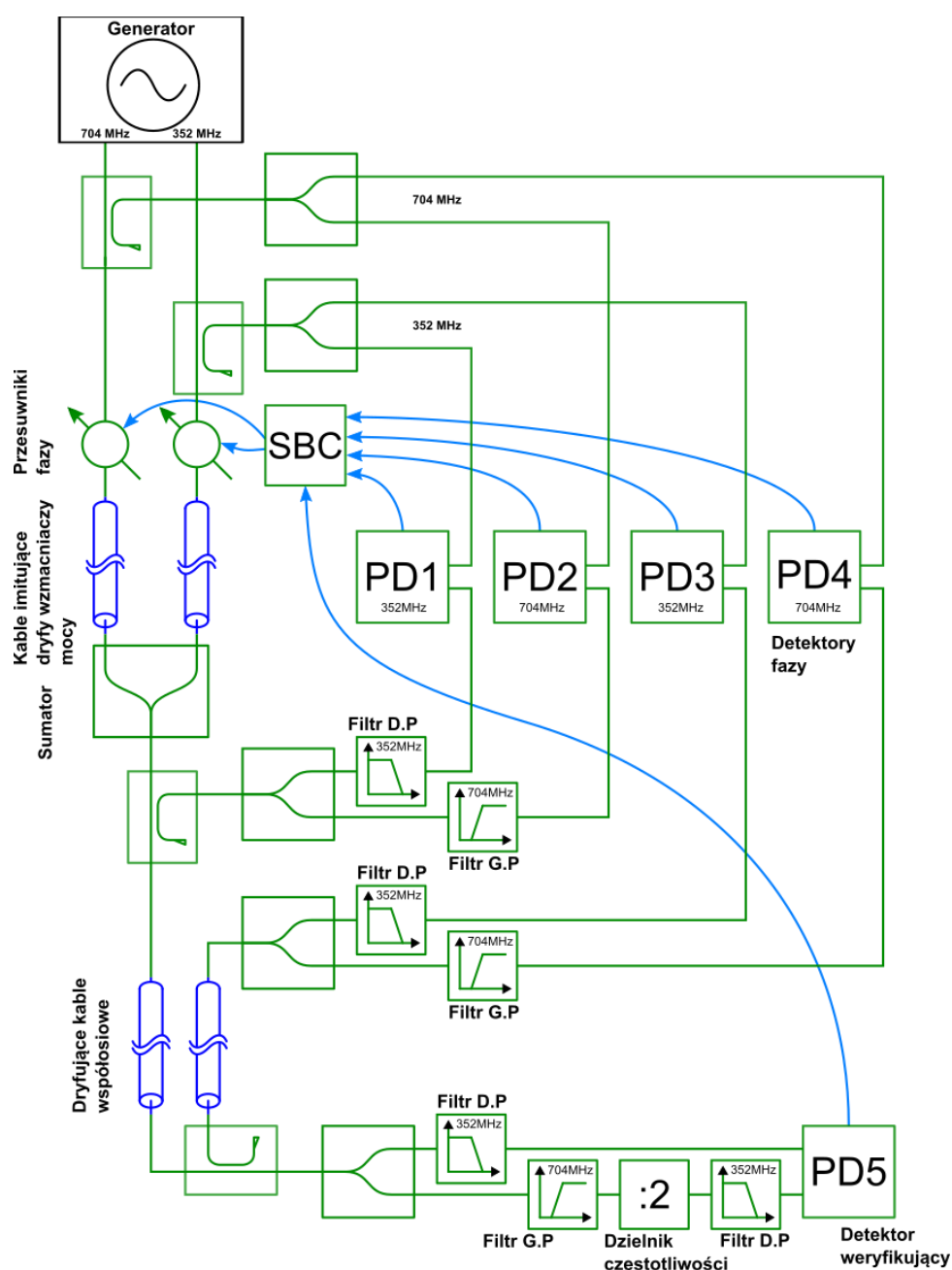
Rys. 18. (a-b) Wyniki pomiaru prototypu kompensacji dryftów kabla współosiowego. Na wykresie (a) nie widać wpływu zmian temperatury kabla (d), ponieważ dryft fazy (c) został skorygowany przesuwnikiem (b).

Na wykresie 18a. przedstawiającym dryft fazy na końcu łącza nie widać korelacji z temperaturą kabla (18d.). Nie występuje sygnał trapezowy, jedynie wolnozmienny, nieokresowy przebieg wynikający ze słabej stabilizacji klimatycznej układu sterującego. Porównując te wyniki z poprzednimi, można stwierdzić, że kompensacja działa skuteczniej, a zatem prawidłowo zdiagnozowano problem w postaci różnicy dryftów obu części kabla współosiowego. Pozwala to również wysnuć wniosek, że **warunek ich równości jest kluczowy dla prawidłowego działania systemu.**

4.4. Pełna kompensacja dryftów wzmacniaczy i kabla współosiowego na dwóch częstotliwościach

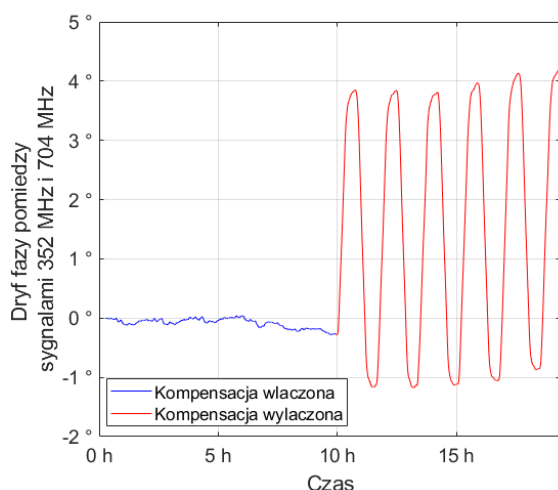
Po dostarczeniu docelowych kabli 7/8" postanowiono przeprowadzić ostatni test potwierdzający działanie systemu w pełnej postaci: z kompensacją dryftów zarówno kabli imitujących przesunięcia fazowe wzmacniaczy mocy, jak i długiego łącza współosiowego wystawionego na oddziaływanie zmiennej temperatury otoczenia i z sumowaniem sygnałów o częstotliwościach 352 MHz i 704 MHz.

W tym celu zestawiono układ, który miał możliwie jak najlepiej odzwierciedlać wejściową koncepcję (rozdział 3.2., rysunek 9.) i stanowi połączenie konfiguracji badanych w poprzednich etapach. Jego schemat przedstawiono na rysunku 19.:

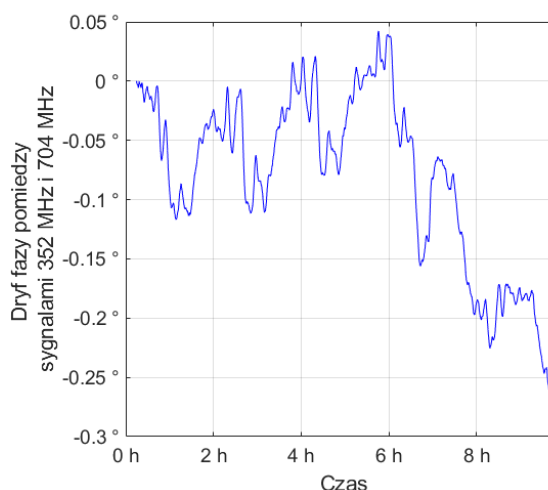


Rys. 19. Schemat prototypu układu pełnej kompensacji dryftów łącza MO – PRL

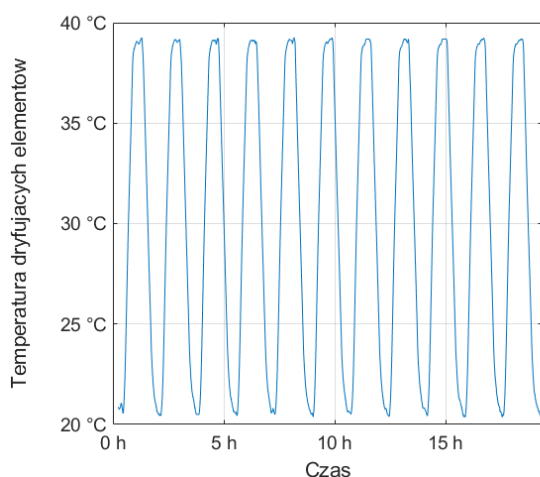
Podczas montażu szczególną uwagę zwrócono na szczelność komór klimatycznych. W jednej umieszczono razem dwa dziesięciometrowe kable współosiowe 7/8" oraz te imitujące dryfty wzmacniaczy, a w drugiej układy sterujące. Następnie wykonano prawie 20-godzinny pomiar zmian przesunięcia fazy pomiędzy sygnałami składowymi 352 MHz i 704 MHz na końcu łącza, w połowie którego wyłączono kompensację dryftów. Wyniki zamieszczono na rysunkach poniżej:



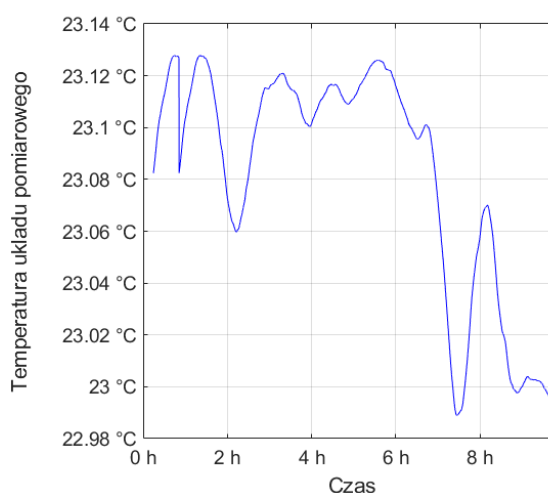
(a) Wykres dryftu fazy pomiędzy sygnałami 352 MHz i 704 MHz



(b) Wykres dryftu podczas działania kompensacji (Niebieska część wykresu (a) w powiększeniu)



(c) Wykres temperatury dryfujących elementów



(d) Wykres temperatury układu pomiarowego podczas działania kompensacji

Rys. 20. (a-d) Wyniki pomiaru prototypu pełnej kompensacji dryftów kabla współosiowego i wzmacniaczy.

Na wykresie 20a. widać, że stabilizacja fazy działa prawidłowo także w pełnym wariancie układu. Jednakże, po przeskalowaniu pierwszej połowy przebiegu (rys. 20b.), można zauważyć pewną korelację z temperaturą dryfujących elementów. Objawia się to występowaniem składowej sygnału

o wartości międzyszczytowej $0,1^\circ$ i okresie zgodnym z cyklami temperaturowymi. Biorąc jednak pod uwagę obserwacje z wcześniejszych badań, należy się również przyjrzeć wynikom pomiaru temperatury układów sterujących (rys. 20d.), których dryfty zakłócają stabilizację. Przebieg ten okazuje się być podobny do zmierzonych zmian fazy, a nawet można w nim zauważyć prawdopodobny wpływ ogrzewania powietrza w laboratorium przez działanie komory klimatycznej. Nie jest zatem jednoznaczne, czy okresowość sygnału z detektora weryfikującego PD5 jest wynikiem niepełnej kompensacji, czy niewystarczającej izolacji systemu od zmiennych warunków otoczenia.

Zastosowane kable współosiowe 7/8 cala są dłuższe i mają zdecydowanie większą średnicę niż wykorzystane w poprzednich pomiarach. Ze względu na niewystarczający przekrój przepustów do podłączenia sygnałów między komorami klimatycznymi musiały zostać użyte krótkie, fabrycznie sparowane przewody mniejszego kalibru. Mimo podjęcia najlepszych starań, możliwe jest, że przyczyną okresowych zmian jest nierówność dryftów temperaturowych obu części łącza, analogicznie do sytuacji opisanej w rozdziale 4.3. W omawianym układzie nie da się jednak sprawdzić tego w przedstawiony tam sposób, ze względu na inny sposób podłączenia detektora weryfikującego PD5.

Za hipotetycznym wpływem czynników zewnętrznych mógłby dodatkowo przemawiać fakt, iż podczas badań zauważono, że widoczne m.in. na wykresie 20b. składowe o wyższych częstotliwościach są zsynchronizowane z włączaniem się sprężarki w dużej komorze klimatycznej.

Niemniej jednak, działanie kompensacji pozwoliło na zmniejszenie temperaturowego dryftu fazy z wartości międzyszczytowej 5° do $0,1^\circ$.

4.5. Ocena działania prototypu i podsumowanie badań

Według wymagań systemu Linii Referencji Fazowej, zmiany przesunięcia fazy łącza między Generatorem Wzorcowym a dzielnikiem mocy w tunelu akceleratora powinny mieścić się w granicach $\pm 0,1^\circ$. Nie da się jednak na tym etapie przewidzieć na jakie wahania temperatury będą wystawione kable współosiowe w kominie przyłączeniowym oraz jaki będzie wpływ pozostałych elementów. Przyjęte warunki testowe tj. zmiana temperatury o 20°C przy omawianej długości kabli wynoszącej 10 m i dodatkowych przewodach imitujących dryft wzmacniaczy trzeba uznać za wystarczające. W opinii autora nie jest możliwe stworzenie w laboratorium warunków bardziej zbliżonych do docelowych. Wynika to z trudności takich jak pojemność komór klimatycznych, czas trwania pomiarów oraz stopień skomplikowania układów zbudowanych z elementów prototypowych, które mają tendencję do rozłączania się w najmniej dostępnych miejscach - diagnostyka niejednokrotnie wymagała ponownego montażu całego systemu.

Uzyskane na poszczególnych etapach badań wyniki pozwalają stwierdzić, że prototyp systemu aktywnej kompensacji dryftów fazy łączy pomiędzy Generatorem Wzorcowym a Linia Referencji Fazowej działa zgodnie z opracowaną teorią. W warunkach rzeczywistych, skuteczność rozwiązania okazała się być do pewnego stopnia ograniczona przez wpływ otoczenia, rozrzuty produkcyjne kabli współosiowych i prototypowy sposób montażu.

Stopniowe rozbudowywanie układów, aż do wersji zgodnej z zaproponowaną koncepcją systemu, stwarzało kolejne problemy. Ich poprawna diagnostyka pozwoliła wyciągnąć kluczowe wnioski na temat czynników najbardziej istotnych dla poprawnego działania kompensacji:

- **Badany układ sterowania jest bardzo wrażliwy na czynniki klimatyczne. Wymaga precyzyjnie regulowanej temperatury i umieszczenia w szczelnej obudowie.**
- **Różnica dryftów kabla stabilizowanego i sprzężenia zwrotnego wprost przekłada się na błąd kompensacji. By ją zminimalizować, oba przewody muszą być możliwie równej długości i umieszczone jak najbliżej siebie. Powinny być markowe, z serii o przewidywalnych, produkcyjnie powtarzalnych właściwościach fazowych.**

5. Podsumowanie

Powyższa praca omawia koncepcję aktywnej kompensacji dryftów fazy łącza wielkiej częstotliwości przesyłającego dwutonowy sygnał wzorcowy do tunelu akceleratora *ESS*. Jej opracowanie było konieczne, ze względu na utrudniony dostęp do 40 m kabla współosiowego umieszczonego w ciasnym przepuście narażonym na zmienne warunki klimatyczne i brak możliwości zastosowania klasycznego rozwiązania w postaci stabilizacji termicznej. Do zredukowania dryftów fazy przewodu i wzmacniacza mocy użyto przesuwników i detektorów fazy w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego.

W tej pracy przedstawione zostały:

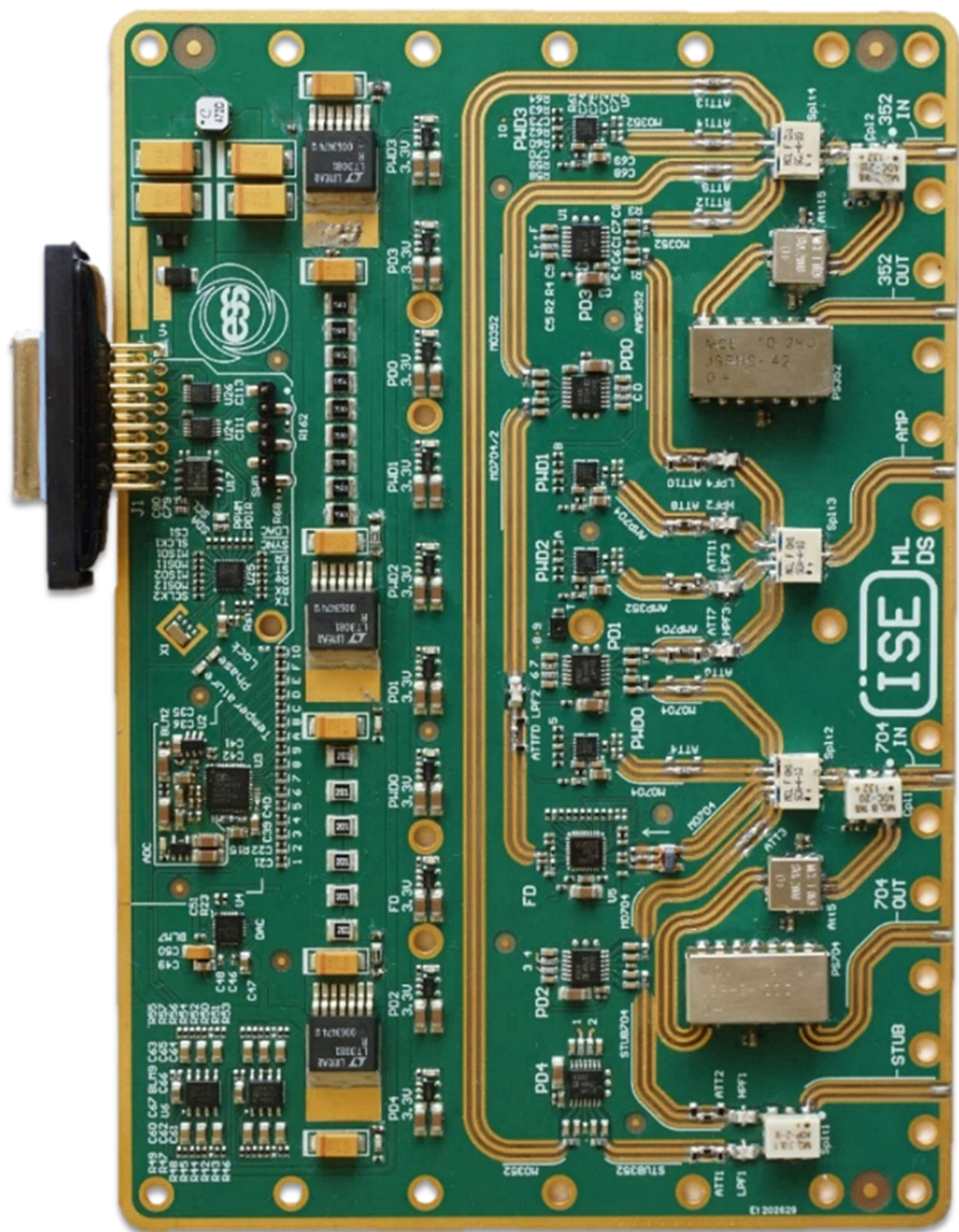
- ogólne podstawy teoretyczne działania systemu aktywnej kompensacji dryftów fazy, omawianych zjawisk,
- standardowo stosowane rozwiązania oraz porównanie z proponowanym,
- unikalne warunki akceleratora *ESS*, wymagające zastosowania dwóch możliwie podobnych przewodów do zamknięcia pętli sprzężenia zwrotnego,
- propozycja rozwiązania problemu, wraz ze schematami i ich opisem,
- wieloetapowe pomiary mające potwierdzić prawidłowość koncepcji,
- opracowanie wyników i wyciągnięte wnioski.

W wyniku całego procesu badawczego udało się udowodnić, że zaproponowana koncepcja kompensacji dryftów działa – osiągnięto redukcję dryftu fazy z 5° do wymaganego $0,1^\circ$ oraz dokonano cennych obserwacji:

- Koncepcja aktywnej kompensacji temperaturowych dryftów fazy sygnałów w.cz. opiera się na standardowej, liniowej regulacji w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Problematyka tego zagadnienia nie jest stricte związana z samym algorytmem sterowania, ale ze szczególnymi właściwościami linii długich, układów pracujących na wielkich częstotliwościach i ich wrażliwością na warunki otoczenia.
- Obszary, w których stosowane są takie rozwiązania – eksperymenty fizyki wielkich energii – zwykle narzucają bardzo ścisłe wymagania i nietypowe ograniczenia. Każdy projekt tego typu wymaga zatem indywidualnego podejścia i weryfikacji.
- Najważniejszym czynnikiem wpływającym na skuteczność kompensacji dryftów fazy łącza współosiowego z wykorzystaniem drugiego przewodu jest zastosowanie wysokiej jakości kabli o powtarzalnych parametrach. Powinny być one również prowadzone blisko siebie, by zmienne warunki otoczenia oddziaływały na nie w tym samym stopniu.

- Układy pomiarowe i sterujące (przetworniki analogowo-cyfrowe i detektory fazy) wymagają precyzyjnej stabilizacji temperatury oraz stałej wilgotności, ponieważ ich dryfty są porównywalne do kompensowanych.
- W przypadku prototypowania systemów o podobnej złożoności do pomiarów z wykorzystaniem komór klimatycznych, warto rozważyć zaprojektowanie obwodów drukowanych. Wykorzystanie podzespołów laboratoryjnych połączonych przewodami zdecydowanie komplikuje uruchamianie i diagnostykę, głównie z powodu utrudnionego dostępu.
- Docelowa wersja układu kompensacji dryftów musi umożliwiać zmianę punktów pracy detektorów w szerokim zakresie. Podczas badań wielokrotnie występowała konieczność, aby w tym celu montować krótkie kable wprowadzające dodatkowe przesunięcie fazy.

Zdobyte doświadczenie zostało wykorzystane przez autora podczas dalszej pracy nad implementacją systemu. Na podstawie opracowanej koncepcji zaprojektowano obwód drukowany (rys. 21.) zawierający układ stabilizacji fazy. Będzie on zamknięty w metalowej, szczelnej obudowie stabilizowanej termicznie modułem Peltiera i umieszczony w module szafy *rack* w *Klystron Gallery* – sterowni akceleratora *ESS*.



Rys. 21. Wyprodukowana płytką drukowana systemu aktywnej kompensacji dryftów fazy łącza MO - PRL

Bibliografia

- [1] GAROBY R. i in. *The european spallation source design*. Physica Scripta, 2017, DOI: 10.1088/1402-4896/aa9bff
- [2] Czuba K. i in. *Concept of the phase reference line for the European Spallation Source*. 2018 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON), 2018, DOI: 10.23919/MIKON.2018.8405232
- [3] Szewiński J. i in. *Contribution to the ESS LLRF system by polish electronic group*. 8th Int. Particle Accelerator Conf. (IPAC'17), Copenhagen, Denmark, 2017, DOI: 10.18429/JACoW-IPAC2017-THPAB129
- [4] Richter D., Springer T. *A twenty years forward look at neutron scattering facilities in the OECD countries and Russia*. European Science Foundation and the Organisation for Economic Co-operation and Development Megascience Forum, 1998, ISBN2-912049-03-2.
- [5] Peggs S. i in. *ESS Conceptual Design Report. European Spallation Source*, Lund, Sweden, 2012, ISBN 978-91-980173-0-4.
- [6] Johansson A. I in. *LLRF system for the ESS proton accelerator*. Dresden, Germany, 2014, DOI: 10.18429/JACoW-IPAC2014-WEPME079.
- [7] Belomestnykh S., Shemelin V. *High-beta cavity design—a tutorial*. SRF2005 Workshop. Cornell University, Ithaca, NY, USA, 2005, SRF 060424-03.
- [8] Sąpór K. *Detektor fazy na częstotliwość 1,3 GHz z automatyczną kompensacją dryftów własnych*. Praca dyplomowa inżynierska, Instytut Systemów Elektronicznych, Politechnika Warszawska, 2017.
- [9] Garver, R. V. *Broad-Band Diode Phase Shifters*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 20.5. 1972.
- [10] Keerti A., Xiang J., Pham A. *High power linearized RF phase shifter using anti-series diodes*. Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, 2006, DOI: 10.1109/LMWC.2006.872121.
- [11] Linear Technology. *LTC1857/LTC1858/LTC1859 8-Channel, 12-/14-/16-Bit, 100ksps SoftSpan A/D Converters with Shutdown*. 2004.
- [12] Linear Technology. *LTC2605/LTC2615/LTC2625 Octal 16-/14-/12-Bit Rail-to Rail DACs in 16-Lead SSOP*. 2009.
- [13] Maxim Integrated. *DS18B20 Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometer*. 2008.
- [14] Measurement Specialties. *HTU21D(F) Digital Relative Humidity sensor with Temperature output*. 2013.
- [15] Analog Devices. *AD8302 LF–2.7 GHz RF/IF Gain and Phase Detector*. 2018.

- [16] Mini-Circuits, *JSPHS-42+ Surface Mount Phase Shifter*. Brooklyn, NY.
- [17] Mini-Circuits, *JSPHS-1000+ Narrow Band Phase Shifter*. Brooklyn, NY.
- [18] Analog Devices. *AD9515 1.6 GHz Clock Distribution IC*. 2012.
- [19] Holworth Instrumentation. *HSX9000 Series Multi-Channel RF Synthesizers*. Boulder, Colorado, USA, 2018.
- [20] Radio Frequency Systems. *7/8" CELLFLEX® Premium Attenuation Low-Loss Foam-Dielectric Coaxial Cable*. 2017.
- [21] Radio Frequency Systems. *3/8" CELLFLEX® Low-Loss Foam-Dielectric Coaxial Cable*. 2014.

Spis rysunków

Rys. 1. Struktura liniowego akceleratora protonów w ESS wraz przewidywanymi mocami na wyjściach poszczególnych sekcji [1, s. 7]	14
Rys. 2. Schemat systemu PRL [2]	15
Rys. 3. Uproszczony schemat PRL z zaznaczonymi elementami wymagającymi kompensacji dryftów fazy.....	17
Rys. 4. Schemat układu aktywnej kompensacji dryftów fazy	22
Rys. 5. Struktura typowego diodowego przesuwnika fazy [10].	23
Rys. 6. Schemat łącza doprowadzającego sygnał do Głównej Linii Referencyjnej.....	25
Rys. 7. Schemat układu kompensacji dryftów fazy wzmacniaczy i sumatora	26
Rys. 8. Schemat pełnej kompensacji dryftów fazy łącza na jednej częstotliwości.....	27
Rys. 9. Schemat pełnej kompensacji dryftów fazy łącza MO-PRL.....	29
Rys. 10. Komputer jednopłytkowy Raspberry Pi wraz z nakładką pomiarową.	31
Rys. 11. Stanowisko pomiarowe z dwoma komorami klimatycznymi.....	33
Rys. 12. Układy sterujące i pomiarowe dla jednego z wariantów prototypu układu	33
Rys. 13. Schemat prototypu układu kompensacji dryftów wzmacniaczy mocy	34
Rys. 14. Wykres zmian przesunięcia fazy pomiędzy sygnałami o częstotliwościach 704 MHz i 352 MHz przy włączonej i wyłączonej kompensacji dryftów.	35
Rys. 15. (a-b) Wyniki powtórnego pomiaru reprezentujące wpływ zmian temperatury w laboratorium (c) na działanie kompensacji dryftów (a).....	36
Rys. 16. Schemat prototypu kompensacji dryftu fazy kabla współosiowego na jednej częstotliwości.	37
Rys. 17. (a-b) Wyniki pomiaru prototypu kompensacji dryftów kabla współosiowego.....	38
Rys. 18. (a-b) Wyniki pomiaru prototypu kompensacji dryftów kabla współosiowego.....	40
Rys. 19. Schemat prototypu układu pełnej kompensacji dryftów łącza MO – PRL	41
Rys. 20. (a-d) Wyniki pomiaru prototypu pełnej kompensacji dryftów kabla współosiowego i wzmacniaczy.....	42
Rys. 21. Wyprodukowana płytka drukowana systemu aktywnej kompensacji dryftów fazy łącza MO - PRL	47

Spis skrótów i symboli:

ADC	przetwornik analogowo-cyfrowy
AMP	wzmacniacz
BPM	Beam Position Monitoring – system monitorowania parametrów wiązki przyspieszanych cząstek
DAC	przetwornik cyfrowo-analogowy
EM	elektromagnetyczny
ESS	European Spallation Source – ośrodek naukowy
LINAC	Linear accelerator – akcelerator liniowy
LLRF	Low Level Radio Frequency (control) – podsystem sterowania akceleratora
MO	Master Oscillator - generator sygnału wzorcowego
PCB	Printed Circuit Board – płytki obwodu drukowanego
PD	Phase Detector – detektor fazy sygnału
PID	regulator proporcjonalno-całkująco-różniczkujący
PRL	Phase Reference Line – Linia Referencji Fazowej akceleratora
PS	Phase Shifter – przesuwnik fazy sygnału
RF	Radio Frequency – częstotliwość radiowa
SBC	Single Board Computer – komputer jednomodułowy
SMA	SubMiniature version A – typowe mikrofalowe złącze współosiowe o impedancji 50 Ω
Stub	przepust kablowy pomiędzy podziemnym tunelem akceleratora a sterownią na powierzchni
Tap	przyłącze kablowe do Linii Referencji Fazowej
w.cz.	wielka częstotliwość
φ	faza sygnału
$\Delta\varphi$	przesunięcie fazy sygnału
Z_0	impedancja charakterystyczna