



AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE

DZIEDZINA NAUK INŻYNIERYJNO-TECHNICZNYCH

DYSCYPLINA AUTOMATYKA, ELEKTRONIKA I ELEKTROTECHNIKA

ROZPRAWA DOKTORSKA

*Dystrybucja ultraprecyzyjnych sygnałów czasu
i częstotliwości w sieci optycznej DWDM*

Autor: mgr inż. Krzysztof Turza

Promotor rozprawy: dr hab. inż. Przemysław Krehlik, prof. uczelni

Praca wykonana: w *Poznańskim Centrum Superkomputerowo-Sieciowym
afiliowanym przy Instytucie Chemii Bioorganicznej PAN*

Kraków, 2021

Streszczenie

Niniejsza rozprawa prezentuje badania czynników determinujących stabilność i niepewność dystrybucji referencyjnych sygnałów czasu i częstotliwości w optycznych sieciach DWDM (ang. *Dense Wavelength Division Multiplexing*). Analizowano w niej transfer sygnałów referencyjnych w niezmodyfikowanej strukturze systemu DWDM tj. przesyłanych w części pasma optycznego, multipleksowanych z sygnałami danych oraz transmitowanych w przeciwnych kierunkach z wykorzystaniem pary włókien światłowodowych. Niestety brak możliwości oszacowania jakości (niepewności oraz stabilności) dystrybuowanego sygnału referencyjnego uniemożliwia (jak dotąd) powszechny rozwój tego typu połączeń. Niniejsza praca miała na celu identyfikację oraz ocenę ilościową zjawisk wpływających na degradację transferu czasu i częstotliwości.

Badania fluktuacji różnicowego czasu propagacji sygnału optycznego w parze włókien światłowodowych przyniosły nieoczywisty wniosek, iż jest on skorelowany z ogólnymi zmianami opóźnienia czasu propagacji w światłowodzie. Umożliwiło to ocenę jakości transferu sygnałów referencyjnych (na podstawie znajomości ogólnych zmian czasu propagacji) jak i jego predykcję (na podstawie analizy zmian temperatury kabla). Badaniom poddano zarówno światłowody doziemne jak i napowietrzne, wskazując na znaczące różnice stabilności transmisji w obu typach kabli.

Ze względu na fakt, iż przeciwsobnie przesyłane sygnały czasu i częstotliwości przechodzą także przez fizycznie różne moduły urządzeń DWDM, osobnej analizie poddano poszczególne typy takich modułów, oceniając ich czułość termiczną (zmianę opóźnienia propagacji sygnału optycznego w funkcji temperatury). Badaniom poddano kluczowe elementy wchodzące w skład dwóch najpowszechniej stosowanych obecnie generacji systemów DWDM. Pierwszy z nich jest optymalizowany dla transmisji sygnałów niekoherentnych (wykorzystujących modulację intensywności światła), drugi dedykowany dla transmisji sygnałów koherentnych. W pracy przedstawiono porównanie jakości transferu sygnałów czasu i częstotliwości w obu typach systemów DWDM, wskazując moduły kluczowe z punktu widzenia degradacji jakości przesyłanych sygnałów. Wykazano także, iż głównym czynnikiem wpływającym na czułość termiczną danego modułu jest jego „długość optyczna” (długość użytego światłowodu).

Na podstawie przeprowadzonych pomiarów oraz analiz zaproponowano metodę korekcji różnicowego czasu propagacji bazującą na informacjach (pomiarach temperatury) standardowo rejestrowanych w systemach zarządzania urządzeniami DWDM. Metoda ta bazuje na analizie zmian opóźnienia indukowanych w modułach charakteryzujących się największą czułością termiczną (tj. kompensatorach dyspersji chromatycznej). Pomimo wykorzystania fabrycznie montowanych sensorów temperatury o niewielkiej dokładności, udało się osiągnąć znaczącą (kilkukrotną) poprawę stabilności przesyłanych sygnałów referencyjnych. Efektywność korekcji zweryfikowano w trzech różnych trasach, zestawionych w operacyjnie działającej sieci DWDM.

Wykonane badania posłużyły także do opracowania modelu szacowania jakości dystrybucji sygnałów referencyjnych w systemie DWDM dowolnego typu, oraz wykorzystującego dowolną linię światłowodową (doziemną i/lub napowietrzną). Zaproponowany sposób doboru poszczególnych parametrów modelu umożliwia zarówno użycie danych typowych jak i dedykowanych dla danego typu linii lub urządzenia. Umożliwia także sukcesywne uzupełnianie parametrów modelu danymi szczegółowymi (w celu poprawy wierności szacowania), co w znaczący sposób ułatwia jego praktyczne użycie. Zaproponowany sposób modelowania zweryfikowano pomiarami wykonanymi w operacyjnie działającej sieci DWDM oraz uzupełniono kilkoma przykładami mającymi na celu uwypuklenie wpływu poszczególnych elementów systemu na jakość przesyłanych sygnałów referencyjnych. Przedstawiony model stanowi znaczące ułatwienie w ocenie przydatności danego połączenia dla realizacji systemu dystrybucji o określonych wymaganiach jakościowych.

Abstract

This dissertation presents investigations of factors determining stability and uncertainty of distribution of time and frequency reference signals in Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM) optical networks. It analyses the transfer of reference signals in unmodified structure of DWDM system, i.e. transmitted in part of optical spectrum, multiplexed with data signals and transmitted in opposite directions using pair of optical fibres. Unfortunately, the lack of possibility to estimate the accuracy (uncertainty and stability) of the distributed reference signal has prevented (so far) a widespread development of this type of transmission. The present work aimed to identify and quantify the phenomena affecting the degradation of time and frequency transfer.

Investigations of an optical signal differential propagation time fluctuation in a pair of fibres brought a non-obvious conclusion that it is correlated with overall propagation time delay changes in the fibre. This allowed the estimation of the transfer reference signal quality (based on the knowledge of general changes in propagation time) as well as its prediction (based on the analysis of cable temperature variations). Soil deployed and air fibre optic cables were tested, showing significant differences in transmission stability in both types of cable.

Due to the fact that the oppositely transmitted signals of time and frequency also pass through physically different modules of DWDM devices, individual types of such modules were analysed separately, evaluating their thermal sensitivity (change of optical signal propagation delay as a function of temperature). The study investigates the key modules being part of the two most widely and currently deployed generations of DWDM systems. The first one is optimized for transmission of non-coherent signals (using light intensity modulation), the second one is dedicated for transmission of coherent signals. The dissertation presents comparison of time and frequency signal transfer quality in both types of DWDM systems, indicating the key modules from the point of view of signal quality degradation. It was also shown that the main factor affecting the thermal sensitivity of a given module is its "optical length" (length of the optical fibre used inside module).

According to the conducted measurements and analyses, a differential propagation delay correction method was proposed based on information (temperature measurements) typically recorded in DWDM network management systems. This method is based on the analysis of delay changes induced in modules characterised by the highest thermal sensitivity (this mean chromatic dispersion compensators modules). Despite the fact that factory-installed temperature sensors of low accuracy were used, a significant (several times) improvement in the stability of transmitted reference signals was achieved. The effectiveness of the correction was verified in three different routes, set up in an operational DWDM network.

The research was also used to develop a model for estimating the accuracy of reference signal distribution in DWDM system of any type and using any optical fibre line (soil deployed and/or air fibres). The proposed method of selecting individual model parameters allows both the use of typical data and data dedicated to a given type of line or device. It also makes it possible to gradually supplement the model parameters with dedicated data (in order to improve the estimation precision), which significantly facilitates its practical use. The proposed modelling method has been verified by measurements carried out in an operational DWDM network and supplemented by several examples aimed at highlighting the influence of individual system elements on the accuracy of transmitted reference signals. The presented model provides a significant support in assessing the suitability of a given connection for the implementation of a distribution system with specific quality requirements.

Podziękowania

*Składam serdeczne podziękowania mojemu promotorowi
dr hab. inż. Przemysławowi Krehlikowi za inspirację do napisania tej dysertacji,
niezliczone godziny konsultacji oraz niekończącą się cierpliwość w recenzowaniu
kolejnych wersji pracy.*

*Dziękuję zarówno poprzedniemu jak i obecnemu kierownictwu
Poznańskiego Centrum Superkomputerowo Sieciowego w osobach:
prof. dr hab. inż. Jana Węglarza, dr inż. Macieja Stroińskiego,
dr inż. Cezarego Mazurka oraz dr hab. inż. Krzysztofa Kurowskiego
za nieustające wsparcie i zachętę do naukowego rozwoju osobistego.*

*Dziękuję moim kolegom z Pionu Technologii Sieciowych
na czele z kierownikiem Arturem Binczewskim,
którzy swoją pomocą i życzliwością przyczynili się do powstania tej pracy.*

*Dziękuję pracownikom Instytutu Elektroniki AGH za współpracę
oraz wsparcie sprzętowe, niezbędne do przeprowadzenia rozlicznych
eksperymentów będących podstawą powstania tej pracy.*

*Osobne, równie ważne, podziękowania składam na ręce mojej żony Marty,
za jej wsparcie i niejednokrotne odciążenie w moich obowiązkach domowych
oraz rodzicielskich.*

Spis Treści

WSTĘP	11
1 CEL I TEZY ROZPRAWY	15
2 TRANSFER CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI – PODSTAWOWE ZAGADNIENIA	17
2.1 PARAMETRY CHARAKTERYZUJĄCE SYSTEMY TRANSFERU CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI	17
2.1.1 <i>Jakość dystrybucji częstotliwości.....</i>	<i>18</i>
2.1.2 <i>Jakość dystrybucji czasu.....</i>	<i>23</i>
2.2 TRANSFER CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI W SIECI OPTYCZNEJ.....	24
2.2.1 <i>Właściwości światłowodów</i>	<i>25</i>
2.2.2 <i>Ogólna idea transferu czasu i częstotliwości.....</i>	<i>28</i>
2.2.3 <i>Dystrybucja czasu i częstotliwości w domenie RF</i>	<i>34</i>
2.2.4 <i>Dystrybucja częstotliwości z wykorzystaniem nośnej optycznej</i>	<i>37</i>
2.3 KONCEPCJA DYSTRYBUCJI CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI W SYSTEMACH DWDM	39
3 ANALIZA CZYNNIKÓW DETERMINUJĄCYCH STABILNOŚĆ I DOKŁADNOŚĆ DYSTRYBUCJI CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI W SIECI DWDM	43
3.1 WPŁYW KABLI ŚWIATŁOWODOWYCH.....	44
3.1.1 <i>Fluktuacje różnicowego czasu propagacji w parze włókien światłowodowych</i>	<i>46</i>
3.1.2 <i>Średnio- i długookresowa niestabilność transferu w parze włókien światłowodowych</i>	<i>50</i>
3.1.3 <i>Krótkookresowa niestabilność transferu w parze włókien światłowodowych</i>	<i>52</i>
3.2 WPŁYW POSZCZEGÓLNYCH KOMPONENTÓW SYSTEMU DWDM	54
3.2.1 <i>Wpływ modułów DCF.....</i>	<i>56</i>
3.2.2 <i>Wpływ modułów wzmacniaczy i przełączników optycznych.....</i>	<i>57</i>
3.3 PORÓWNANIE DYSTRYBUCJI CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI W DWÓCH GENERACJACH SIECI DWDM.....	59
3.3.1 <i>Transfer czasu</i>	<i>63</i>
3.3.2 <i>Transfer częstotliwości</i>	<i>67</i>
4 METODY KOREKCJI FLUKTUACJI RÓŻNICOWEGO CZASU PROPAGACJI W OPTYCZNEJ SIECI DWDM	69
4.1 SCHEMAT UKŁADU EKSPERYMENTALNEGO	71
4.2 METODA KOREKCJI WPŁYWU MODUŁÓW DCF NA ASYMETRYCZNĄ ZMIANĘ CZASU PROPAGACJI	72
4.3 EFEKTYWNOŚĆ KOREKCJI.....	75
4.4 WPŁYW WYDŁUŻENIA OKRESU PRÓBKOWANIA TEMPERATURY NA EFEKTYWNOŚĆ KOREKCJI	78
5 MODELOWANIE JAKOŚCI TRANSFERU CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI W SIECI DWDM	81
5.1 WPŁYW ZMIAN TEMPERATURY KABLI ŚWIATŁOWODOWYCH NA JAKOŚĆ DYSTRYBUCJI CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI ..	86
5.1.1 <i>Oszacowanie zakresu zmienności opóźnienia znaczników czasu transmitowanych w parze włókien światłowodowych.....</i>	<i>101</i>
5.2 WPŁYW ZMIAN TEMPERATURY KOMPONENTÓW DWDM	103
5.2.1 <i>Wpływ modułów DCF.....</i>	<i>113</i>

5.3	SYMULACJA JAKOŚCI DYSTRYBUCJI SYGNAŁÓW CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI NA PODSTAWIE MODELU	114
5.3.1	<i>Trasa Poznań – Warszawa</i>	116
5.3.2	<i>Trasa Poznań – Gdańsk</i>	121
5.3.3	<i>Trasa Warszaw – Ogrodniki</i>	122
5.3.4	<i>Trasa Poznań – Genewa</i>	124
5.4	EKSPERYMENTALNA WERYFIKACJA MODELU	126
6	PODSUMOWANIE	131
	BIBLIOGRAFIA	135

WSTĘP

„Prymitywne, subiektywne poczucie upływu czasu pozwala nam porządkować nasze wrażenia, stwierdzać, że jedno zdarzenie zachodzi wcześniej, inne później. Do tego jednak, by wykazać, że odstęp czasowy między dwoma zdarzeniami wynosi 10 sekund, potrzebny jest zegar. Użycie zegara sprawia, że pojęcie czasu staje się obiektywne. Za zegar może służyć dowolne zjawisko fizyczne pod warunkiem, że można je powtarzać dowolnie wiele razy. Przyjmując za jednostkę czasu odstęp między początkiem i końcem takiego zjawiska, można, powtarzając nasz proces fizyczny, mierzyć dowolne odstępy czasu. Jest to zasada, na której opierają się wszystkie zegary, od prostej klepsydry do najsztelniejszych przyrządów.”

„Ewolucja fizyki”; Albert Einstein, Leopold Infeld

Obecnie jednostka czasu – sekunda – zdefiniowana jest poprzez przyjęcie ustalonej wartości liczbowej częstotliwości cezowej [1]. Czy wyznaczająca ją fontanna cezowa [2]–[4] jest obecnie najdoskonalszym wzorcem częstotliwości? Odpowiedź jest przecząca, ponieważ już teraz większą dokładność wykazują zegary optyczne [5], [6]. Czeką nas więc w przyszłości (bliższej lub dalszej) kolejna „rewolucja” – redefinicja sekundy. Dokładność z jaką jesteśmy w stanie wyznaczyć upływ czasu sprawiła, że w 2018 roku podczas Generalnej Konferencji Miar (CGPM) postanowiono, iż pięć z pozostałych sześciu podstawowych jednostek układu SI powiązanych zostanie w swojej definicji właśnie z czasem (formalnie ze stałą – częstotliwością cezową). Tak precyzyjnie odmierzany czas przyczynia się także do rozwoju poza-metrologicznych obszarów nauki: spektroskopii [7]–[10], geodezji relatywistycznej [11], [12] czy chociażby astronomii [13]–[16]. Dokładność pomiaru upływu czasu sprawia, że także pewne zagadnienia fizyczne, rozważane do tej pory jedynie teoretycznie, stają się mierzalne. Wśród nich można wymienić chociażby detekcję fal grawitacyjnych [17], ciemnej materii [18], a także próby weryfikacji niezmienności podstawowych stałych fizycznych. Jednak odmierzanie czasu i synchronizacja wielu zegarów nie jest wyłączną domeną nauki. Telekomunikacja, nawigacja, energetyka, bankowość ... czy chociażby odmierzanie rytmu naszego codziennego dnia – w wielu aspektach naszego codziennego życia potrzebujemy „czasu” o odpowiedniej „jakości”, zsynchronizowanego zegarami wyższego poziomu (czasem odniesienia).

Dynamiczny rozwój systemów satelitarnych na przełomie XX i XXI wieku w znaczący sposób przyczynił się do upowszechnienia dostępu do źródeł czasu i częstotliwości o wysokiej dokładności i precyzji. Obecnie najbardziej zaawansowane systemy, wykorzystujące GNSS (ang. *Global Navigation Satellite Systems*), umożliwiają transfer czasu z niepewnością około 2 ns [19] oraz częstotliwości względnej na poziomie 10^{-16} . Należy jednak w tym miejscu podkreślić, iż transfer sygnałów referencyjnych pomiędzy dwoma laboratoriami odbywa się poprzez zsynchronizowane porównania względem sygnałów generowanych przez satelity (synchronizowane do wspólnej, atomowej skali danego systemu satelitarnego – np. GPS). Jest to więc pomiar pośredni, wymagający rozbudowanej, kosztownej infrastruktury i wymagającej wysoko wykwalifikowanej obsługi w obu laboratoriach, a wspomniane, najwyższe dokładności porównań uzyskuje się po uwzględnieniu szeregu korekt w tym efemeryd obserwowanych satelitów. Wszystko to sprawia, iż wyniki tych porównań są dostępne z co najmniej kilkunastodniowym opóźnieniem. Bezpośrednie porównania sygnałów z dwóch naziemnych laboratoriów

są możliwe za pomocą metody TWSTFT (ang. *two way satellite time and frequency transfer*), która wykorzystuje telekomunikacyjne satelity geostacjonarne. Osiągane tą metodą dokładności transferu czasu są nieco lepsze niż 1 ns [20] jednak wykorzystanie tej metody nadal wymaga posiadania specjalistycznego systemu transmisyjnego oraz zaawansowanej infrastruktury zegarów w obu laboratoriach uczestniczących w wymianie danych. Nie sposób także nie wspomnieć o bardzo wysokich kosztach użytkowania takiego systemu.

Obecnie wydaje się, że dalsza, znacząca poprawa jakości transferu czasu i częstotliwości z wykorzystaniem systemów satelitarnych nie jest możliwa ze względu na fundamentalne fizyczne ograniczenia. Limituje to możliwość wykorzystania ultrastabilnych sygnałów, generowanych przez najnowocześniejsze zegary, jedynie do zastosowań lokalnych – nie jest możliwa dystrybucja tych sygnałów do odległych użytkowników bez znaczącej utraty jakości. Ponadto powszechna dostępność prostych i tanich urządzeń mogących w sposób skuteczny wygenerować fałszywe sygnały lub zakłócić te nadawane przez satelity sprawia, iż wiele polityk bezpieczeństwa sugeruje stosowanie synchronizacyjnych połączeń (co najmniej zapasowych) innych niż satelitarne [21], [22].

Wszystkie powyższe argumenty sprawiły, iż zaczęto intensywnie poszukiwać nowych sposobów transferu czasu i częstotliwości. Przełomem okazało się wykorzystanie sieci światłowodowych, a ostatnie kilkanaście lat przyniosło niezwykle dynamiczny rozwój systemów bazujących właśnie na sieciach optycznych. Obecnie najlepszą jakość transferu czasu (impulsów sekundy) oraz częstotliwości „radiowych” (5, 10, 100 MHz) osiąga się w sieciach wykorzystujących dedykowane pojedyncze włókno światłowodowe. Przykładami takich systemów mogą być White Rabbit [23], [24] lub rozwiązanie opracowane przez zespół naukowców z Akademii Górniczo Hutniczej – ELSTAB (ang. *ELectronically STABILized time and frequency distribution system*) [25]. Niepewność transferu czasu w tym systemie nie przekracza kilkudziesięciu pikosekund (dla typowych kilkusetkilometrowych połączeń), natomiast niestabilność transferu częstotliwości (dla średnich i długich czasów uśrednień) jest znacząco lepsza niż aktywnych maserów wodorowych. To wszystko sprawia, że system ten umożliwia transfer czasu i częstotliwości z dokładnością nieosiągalną dla systemów satelitarnych. Ponadto sposób dystrybucji sygnału referencyjnego w tym rozwiązaniu nie wymaga od zdalnego użytkownika konieczności posiadania dodatkowych urządzeń (zegarów, liczników, komparatorów itp.). Inną grupę stanowią urządzenia do transferu sygnałów pochodzących z zegarów optycznych, gdzie „nośnikiem” częstotliwości wzorcowej jest dokładnie określona długość fali świetlnej, przesyłanej w światłowodzie (tak zwany transfer nośnej optycznej). Zaprezentowana stabilność częstotliwości względnej transferu w tych systemach osiąga wartość zbliżone nawet do 10^{-21} [26].

Pomimo tak spektakularnych osiągnięć w rozwoju światłowodowych systemów (technologii), ich implementacja napotyka spore trudności związane z koniecznością zagwarantowania dedykowanej infrastruktury światłowodowej – dzierżawą włókien, co bezpośrednio wiąże się z wysokim kosztem ich utrzymania. Rozwiązaniem tego problemu może okazać się dystrybucja czasu i częstotliwości z wykorzystaniem tych samych technologii ale dostosowanych do transferu z wykorzystaniem powszechnie używanych, telekomunikacyjnych sieci wielokrotnienia falowego - DWDM (ang. *Dense Wavelength Division Multiplexing*). Systemy transferu czasu i częstotliwości w sieciach DWDM wykorzystują tylko niewielką część dostępnego pasma optycznego (zazwyczaj jeden z ponad dziewięćdziesięciu dostępnych kanałów optycznych), oraz bazują na istniejącej infrastrukturze wzmacniaczy optycznych. W związku z tym nakłady finansowe związane z implementacją oraz utrzymaniem takiego systemu są znacząco mniejsze niż rozwiązań wykorzystujących infrastrukturę dedykowaną. Także sama implementacja rozwiązań transmisji obcych sygnałów optycznych (ang. *alien lambda*), czyli nie pochodzących z urządzeń danego systemu DWDM [27], nie rodzi już większych obaw operatorów sieci i jest coraz powszechniej wdrażana. Niestety konsekwencją implementacji dystrybucji czasu i częstotliwości w systemie DWDM jest obserwowane eksperymentalnie pogorszenie stabilności

i niepewności (nazywanych w niniejszej pracy również jakością) przesyłanych sygnałów referencyjnych, względem rozwiązań opartych o dedykowaną infrastrukturę światłowodową. Spowodowane jest to zaburzeniem symetrii zmian czasu propagacji w przeciwnych kierunkach transmisji (zwanego dalej także różnicowym czasem propagacji), która jest niezbędna dla prawidłowego działania mechanizmu kompensacji zmiennego opóźnienia światłowodu.

Analiza obecnego stanu wiedzy na temat transferu czasu i częstotliwości w sieciach DWDM nasuwa szereg pytań: Jakie są przyczyny tego pogorszenia? W jakim stopniu wykorzystanie systemu DWDM wpływa na degradację stabilności sygnałów referencyjnych? Czy pomimo powyższych zastrzeżeń możliwa jest jednak dystrybucja tych sygnałów bazująca na systemie DWDM, gwarantująca dokładność adekwatną do parametrów nowoczesnych wzorców atomowych? Brak kompleksowych badań i analiz zgłębiających przyczyny niestabilności transferu sygnałów referencyjnych w sieciach DWDM skutkuje brakiem możliwości opracowania odpowiednich modeli opisujących niepewność przesyłanych sygnałów. Z kolei brak odpowiedniego modelu uniemożliwia symulację jakości takich rozwiązań oraz ocenę ich przydatności dla danego zastosowania. Przeprowadzone i zaprezentowane w niniejszej dysertacji badania miały na celu poszerzenie wiedzy w tym zakresie oraz udzielenie możliwie wyczerpujących odpowiedzi na powyższe pytania.

1 CEL I TEZY ROZPRAWY

Celem ogólnym tej pracy było przeprowadzenie wszechstronnych badania czynników determinujących osiągalną stabilność i niepewność dystrybucji referencyjnych sygnałów czasu i częstotliwości w optycznych sieciach DWDM. Cel ten obejmuje także ilościowe określenie jakości dystrybucji w tych sieciach, oraz propozycje rozwiązań zmierzających do jej poprawy.

Cele szczegółowe zdefiniowane zostały w następujący sposób:

- Opracowanie metody korekcji fluktuacji różnicowego czasu propagacji w optycznej sieci DWDM w oparciu o informacje dostępne z poziomu sytemu zarządzania systemem DWDM.
- Opracowanie modelu szacowania stabilności transferu czasu i częstotliwości na podstawie znajomości typu użytych komponentów DWDM oraz rodzaju linii światłowodowej, który będzie mógł być wykorzystany jako jedno z głównych kryteriów wyboru optymalnej ścieżki optycznej.

W niniejszej pracy postawione zostały trzy **tezy**:

1. Optyczne sieci telekomunikacyjne, stosujące technikę zwielokrotnienia falowego DWDM umożliwiają dystrybucję sygnałów: częstotliwości ze stabilnością na poziomie 10^{-16} oraz czasu ze stabilnością na poziomie 100 ps, czyli adekwatną do jakości nowoczesnych wzorców atomowych.
2. Stabilność dystrybucji częstotliwości oraz czasu w sieci optycznej DWDM można znacząco poprawić poprzez kompensację różnicowych fluktuacji czasu propagacji, z wykorzystaniem informacji (zmian temperatury modułów) dostępnych w standardowym systemie zarządzania siecią.
3. Wyznaczenie niestabilności i niepewności dystrybuowanych sygnałów częstotliwości oraz czasu możliwe jest na podstawie dedykowanego modelu uwzględniającego budowę węzłów sieciowych oraz rodzaje linii światłowodowych.

W pracy zostały opisane zagadnienia związane z dystrybucją sygnałów czasu i częstotliwości w dwóch najbardziej rozpowszechnionych obecnie generacjach systemów DWDM (pierwszej optymalizowanej dla transmisji sygnałów niekoherentnych oraz drugiej dedykowanej wyłącznie dla sygnałów koherentnych). Przedstawiono szczegółową analizę czynników determinujących osiąganą stabilność oraz niepewność dystrybuowanych sygnałów referencyjnych. Zaproponowano metodę korekcji fluktuacji sygnałów czasu i częstotliwości, dystrybuowanych w optycznej sieci DWDM wykorzystującej w swej budowie światłowodowe kompensatory dyspersji chromatycznej. Zaprezentowano także opracowany model oraz metodykę szacowania jakości transferu czasu i częstotliwości dla dowolnego połączenia zrealizowanego w systemie DWDM. Na koniec, zaproponowany model został poddany weryfikacji z wykorzystaniem systemu dystrybucji sygnału referencyjnego zestawionego w operacyjnie działającej sieci DWDM.

Praca zorganizowana jest następująco:

- Rozdział pierwszy zawiera wprowadzenie oraz opisuje cel i tezy niniejszej pracy.
- W rozdziale drugim omówiono podstawowe parametry definiujące jakość (stabilność oraz niepewność) transferu czasu i częstotliwości. Opisano główne własności światłowodów z szczególnym uwzględnieniem czynników mających kluczowy wpływ na czas propagacji sygnału

optycznego. Ponadto przedstawiono przegląd metod transferu czasu i częstotliwości w sieciach optycznych oraz koncepcję dystrybucji czasu w sieci DWDM.

- W rozdziale trzecim przedstawiono analizę czynników determinujących jakość transferu czasu i częstotliwości w sieci DWDM. Szczegółowo omówiono wpływ liniowych kabli światłowodowych (zarówno doziemnych jak i napowietrznych) oraz poszczególnych komponentów (modułów optycznych) systemu DWDM. Na koniec zaprezentowano porównanie zmierzonych stabilności transferu czasu oraz częstotliwości w dwu różnych generacjach systemów DWDM.
- W rozdziale czwartym opisano metodę korekcji fluktuacji sygnałów referencyjnych dystrybuowanych w optycznej sieci DWDM, wykorzystującej w swej budowie światłowodowe kompensatory dyspersji chromatycznej. W rozdziale tym zaprezentowano również wyniki oceny efektywności korekty zaproponowaną metodą zmierzone dla trzech różnych tras, zestawionych w operacyjnie działającej sieci DWDM.
- W rozdziale piątym przedstawiono model oceny jakości transferu czasu i częstotliwości w systemach DWDM. Szczegółowo omówiono proces wyznaczenia parametrów modelu dla poszczególnych elementów systemu DWDM oraz zaprezentowano wyniki symulacji jakości transferu dla kilku wybranych tras. Na zakończenie zaprezentowano wynik eksperymentalnej weryfikacji przedstawionego modelu.
- Rozdział szósty zawiera podsumowanie.

2 TRANSFER CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI – PODSTAWOWE ZAGADNIENIA

Podstawą wdrożenia danej technologii jest ocena jej przydatności w kontekście oferowanej przez nią funkcjonalności oraz jakości. W większości komercyjnych rozwiązań niezwykle istotna jest także efektywność ekonomiczna danego rozwiązania. W tym kontekście przesyłanie wielu typów sygnałów we wspólnym kanale transmisyjnym (jak ma to miejsce w systemach DWDM) wydaje się być bardzo pożądane. Analiza jakości transferu ultrastabilnych sygnałów czasu i częstotliwości wraz z sygnałami standardowej transmisji danych we wspólnym systemie DWDM, jest kluczowym elementem oceny sensowności wdrożenia takiego rozwiązania i jednocześnie głównym tematem niniejszej pracy. W celu przeprowadzenia właściwej oceny oraz porównania kilku alternatywnych rozwiązań niezbędne jest posłużenie się pewnymi obiektywnymi kryteriami. W tej części pracy przedstawione zostały podstawowe, powszechnie stosowane pojęcia służące scharakteryzowaniu jakości transmisji sygnałów czasu i częstotliwości.

W niniejszym rozdziale przedstawiono także ogólną ideę transferu sygnałów referencyjnych z wykorzystaniem sieci światłowodowych, oraz streszczono dwie wiodące techniki transferu. Opisane techniki, zaimplementowane z wykorzystaniem dedykowanej infrastruktury światłowodowej (pojedynczego włókna), są rozwiązaniem optymalnym z punktu widzenia jakości transmitowanego sygnału i stanowią punkt odniesienia dla dalszych rozważań na temat rozwiązań opisanych w niniejszej dysertacji. Rozważania te poprzedzono opisem parametrów włókien światłowodowych, kluczowych w kontekście transferu czasu i częstotliwości. Na koniec tego rozdziału przedstawiono koncepcję dystrybucji sygnałów referencyjnych w sieciach DWDM.

2.1 PARAMETRY CHARAKTERYZUJĄCE SYSTEMY TRANSFERU CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI

Każdy system transferu czasu i częstotliwości w pewnym stopniu degradowuje przesyłany sygnał. Niezbędnym jest więc scharakteryzowanie stopnia tej degradacji przy pomocy obiektywnych kryteriów jakościowych, niezależnych od typu samego systemu. Jednym z najważniejszych parametrów jakościowych jest niestabilność transferu, zdefiniowana jako statystyczna ocena fluktuacji fazy (czasu propagacji) przesyłanego sygnału referencyjnego w danym czasie obserwacji. W celu ułatwienia analizy oraz określenia wynikowej stabilności, do opisu systemów transmisyjnych często stosuje się te same miary co do opisu źródeł sygnałów referencyjnych. Pomiar rozrzutu częstotliwości z wykorzystaniem klasycznych miar rozproszenia, w postaci odchylenia standardowego lub wariacji, nastręcza, w analizie źródeł sygnałów referencyjnych, pewnych trudności. Zgodnie z definicją wariacji, będącej miarą rozrzutu kolejnych próbek w stosunku do średniej, ma ona zastosowanie jedynie do procesów stacjonarnych. Przykładem takich procesów może być szum biały mierzonego sygnału (charakteryzujący się równomiernym rozkładem mocy na osi częstotliwości), którego parametry nie zależą od czasu. W takim wypadku estymaty wariacji i wartości średniej, wraz z upływem czasu obserwacji stabilizują się i zbliżają do wartości rzeczywistej. Jednak charakter szumów indukowanych w źródłach sygnałów referencyjnych i wywołane nimi fluktuacje sygnału nie mają charakteru procesu stacjonarnego. W takim wypadku estymata wartości średniej zmienia się w czasie, a estymata wariacji rośnie nieograniczenie wraz z wydłużaniem czasu obserwacji. Dlatego też, klasyczne miary rozproszenia nie nadają się do opisu stabilności źródeł sygnałów referencyjnych. W środowisku metrologii czasu i częstotliwości wykorzystuje się więc analizy stabilności pozbawione tych wad a mianowicie: dewiację Allana, zmodyfikowaną dewiację Allana lub dewiację czasu. Zastosowanie tych samych miar do opisu systemu transmisyjnego pozwala na zidentyfikowanie dominujących typów szumów oraz ich intensywności w funkcji czasu uśredniania. Miary te umożliwiają też porównanie różnych systemów między sobą oraz określenie ich przydatności dla transferu różnego typu źródeł sygnałów (zegarów). Kryterium niestabilności jest parametrem równie istotnym w przypadku transferu czasu jak i częstotliwości.

Analiza niestabilności nie dostarcza jednak pełnej informacji o niepewności sygnału na wyjściu układu dystrybucyjnego. Jak zostanie pokazane w następnych rozdziałach, ograniczony i okresowy charakter szumów występujących w analizowanych systemach transmisyjnych pozwala na ocenę niepewności transmitowanych sygnałów referencyjnych z wykorzystaniem parametrów definiujących: średniokwadratowy, względny błąd częstotliwości (FE_{RMS}) oraz średniokwadratowy błąd transferu interwałów czasu (TIE_{RMS}). Definicje tych parametrów przedstawione są odpowiednio w punktach 2.1.1 oraz 2.1.2 niniejszej dysertacji.

W przypadku dystrybucji czasu transmitowane są znaczniki - sygnały PPS (ang. *Pulse Per Second*) typowo z częstotliwością jeden impuls na sekundę (1 PPS). Użyteczność tego typu sygnałów jest ściśle związana z możliwością wiarygodnego ich odniesienia do wybranej skali czasu (ang. *traceability*). Niezwykle wartościowe są te systemy, które aktywnie stabilizują opóźnienie propagacyjne znaczników czasu oraz umożliwiają (w procesie kalibracji) dokładne określenie relacji czasowej pomiędzy sygnałem wyjściowym a sygnałem referencyjnym (zegarem źródłowym).

W przypadku transferu częstotliwości (w omawianych systemach transmisyjnych), może występować „quasi” offset częstotliwości, czyli utrzymujące się w danym okresie obserwacji przesunięcie częstotliwości wyjściowej w stosunku do częstotliwości wejściowej. Słowo „quasi” w powyższym sformułowaniu ma podkreślić, iż obserwowany offset powodowany transferem w danym systemie transmisyjnym jest ściśle powiązany właśnie z konkretnym okresem obserwacji. Jak zostanie pokazane w następnych rozdziałach główne źródła zakłóceń powodujące przesunięcie dystrybuowanej częstotliwości w systemie transmisyjnym charakteryzują się cyklicznością zmian, a jednocześnie nie ma innych podstaw do występowania stałego odstrojenia przesyłanej częstotliwości. Jednakże cykl tych zmian może być znacznie dłuższy od typowych (spotykanych w praktyce) czasów obserwacji. W takich właśnie przypadkach może być obserwowane względnie długotrwałe przesunięcie częstotliwości. Warto jednak w tym miejscu zauważyć, że stałe odstrojenie częstotliwości nie jest charakteryzowane (wykrywane) przez standardowe miary służące do oceny niestabilności (dewiację Allana). Dlatego też w niniejszej dysertacji zaproponowano ocenę niepewności transferu (uwzględniającą także offset częstotliwości) na podstawie oszacowania średniokwadratowego, względnego błędu częstotliwości, którego definicja została przedstawiona w rozdziale 2.1.1.

W celu właściwego scharakteryzowania systemów transmisyjnych według powyższych kryteriów, niezbędna jest ocena sygnału wyjściowego względem pewnej referencji. W przypadku sieci rozległych (telekomunikacyjnych sieci światłowodowych), zagwarantowanie wspólnej referencji dla sygnału wejściowego i wyjściowego, wymusza w praktyce zorganizowanie eksperymentu w formie pętli geograficznej, gdzie oba końce łączy zlokalizowane są w jednym punkcie. W takim przypadku, jako wzorcowy uważany może być sygnał doprowadzony do wejścia systemu, a poszczególne parametry systemu transferu określane będą przez analizę sygnału wyjściowego względem wejściowego. Tak zdefiniowana postać eksperymentu jest podstawowa dla pomiarów przeprowadzonych w ramach niniejszej dysertacji.

2.1.1 JAKOŚĆ DYSTRYBUCJI CZĘSTOTLIWOŚCI

Ogólną postać transmitowanego, referencyjnego sygnału częstotliwości można wyrazić w następujący sposób:

$$v(t) = A \cdot \sin(2\pi\nu_0 t + \varphi(t)) \quad (2.1)$$

gdzie A to amplituda przesyłanego sygnału o nominalnej częstotliwości ν_0 , a $\varphi(t)$ jest losowym

odchyleniem fazy od jej nominalnej wartości. Powyżej zdefiniowaną częstotliwość chwilową można wyrazić także w następującej postaci:

$$v(t) = v_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} \quad (2.2)$$

W dalszych analizach, częściej niż częstotliwość chwilowa, będzie wykorzystywane pojęcie względnego odchylenia częstotliwości:

$$y(t) = \frac{v(t) - v_0}{v_0} = \frac{1}{2\pi v_0} \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{dx(t)}{dt} \quad (2.3)$$

gdzie $\varphi(t)$ to zmiana fazy sygnału wyrażona w radianach, natomiast $x(t)$ jest zmianą fazy wyrażoną w sekundach. Obie wielkości wiążą zależność:

$$x(t) = \frac{\varphi(t)}{2\pi v_0} \quad (2.4)$$

Należy w tym miejscu podkreślić iż wszystkie praktyczne realizacje pomiaru częstotliwości $v(t)$ lub jej względnych odchylen $y(t)$ oparte są o pomiar jej uśrednionej wartości w określonym przedziale czasu o skończonej długości. Średnie względne odchylenie częstotliwości w przedziale obserwacji o długości τ , rozpoczynającym się w chwili t_k , definiuje się jako [28]–[30]:

$$\bar{y}_k(\tau) = \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k+\tau} y(t) dt \quad (2.5)$$

Jednym z głównych parametrów opisujących jakość systemu transmisyjnego jest niestabilność dystrybuowanego w nim referencyjnego sygnału częstotliwości. Pomimo iż w uproszczonej komunikacji często używane jest pojęcie stabilności, precyzyjnie określone, a zatem dające się wyrazić liczbowo są jedynie różnego rodzaju miary niestabilności sygnału (lub jego transferu). Do oceny niestabilności, zdefiniowanej jako stopień zakłóceń przesyłanego sygnału częstotliwości referencyjnej, powszechnie używa się wariancji Allana $AVAR(\tau)$ (ang. *Allan Variance*) lub dewiacji Allana $ADEV(\tau)$ (ang. *Allan Deviation*), będącej pierwiastkiem kwadratowym wariancji Allana. Dewiacja Allana zdefiniowana jest w następujący sposób [28]–[31]:

$$ADEV(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2} \langle (\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k)^2 \rangle} \quad (2.6)$$

Zgodnie z powyższą definicją dewiacja Allana to pierwiastek kwadratowy z uśrednień (po nieskończonym czasie obserwacji) z kwadratów różnicy względnych średnich odchylen częstotliwości z dwóch sąsiednich przedziałów obserwacji o długości τ . Biorąc pod uwagę fakt, iż w praktyce wykonuje się skończoną liczbę N pomiarów, dewiację Allana określa się za pomocą następującego estymatora:

$$ADEV(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2(N-1)} \sum_{k=1}^{N-1} (\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k)^2} \quad (2.7)$$

Ponadto w praktyce pomiarowej częściej niż odchylenia częstotliwości rejestruje się odchylenia fazy sygnału $x(t)$ wyrażone w sekundach lub rzadziej w radianach $\varphi(t)$. Domyślnie w niniejszej dysertacji pojęcie odchylenia/zmiany fazy odnosi się do $x(t)$ wyrażonego w sekundach (poza nielicznymi miejscami gdzie jest wprost zaznaczono, iż jest to odchylenie fazy w radianach). Względne średnie odchylenie

częstotliwości wiąże z odchyleniem fazy wyrażonej w radianach $\varphi(t)$ lub w sekundach $x(t)$ następująca zależność [29]:

$$\bar{y}_k(\tau) = \frac{\varphi(t_k + \tau) - \varphi(t_k)}{2\pi\nu_0\tau} = \frac{x(t_k + \tau) - x(t_k)}{\tau} \quad (2.8)$$

Biorąc pod uwagę powyższą zależność estymator dewiacji Allana można zapisać także w następujący sposób:

$$ADEV(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2n^2\tau_0^2(N-2n)} \sum_{i=1}^{N-2n} (x_{i+2n} - 2x_{i+n} + x_i)^2} \quad (2.9)$$

gdzie x_i jest i-tą z N wartości próbek fazy odległych od siebie o równy przedział pomiarowy τ_0 , natomiast τ jest przedziałem obserwacji i wynosi $\tau = n\tau_0$.

Inną, bardzo często spotykaną odmianą dewiacji Allana jest zmodyfikowana dewiacja Allana MDEV(τ) (ang. *Modified Allan Deviation*). Dla danych fazowych jej estymator określa się w następujący sposób [28], [29]:

$$MDEV(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2n^4\tau_0^2(N-3n+1)} \sum_{j=1}^{N-3n+1} \left[\sum_{i=j}^{j+n-1} (x_{i+2n} - 2x_{i+n} + x_i) \right]^2} \quad (2.10)$$

Przewagą MDEV nad ADEV jest fakt, iż w wyniku dodatkowej operacji uśredniania fazowego możliwe jest rozróżnienie szumów: białego i migotania fazy [32].

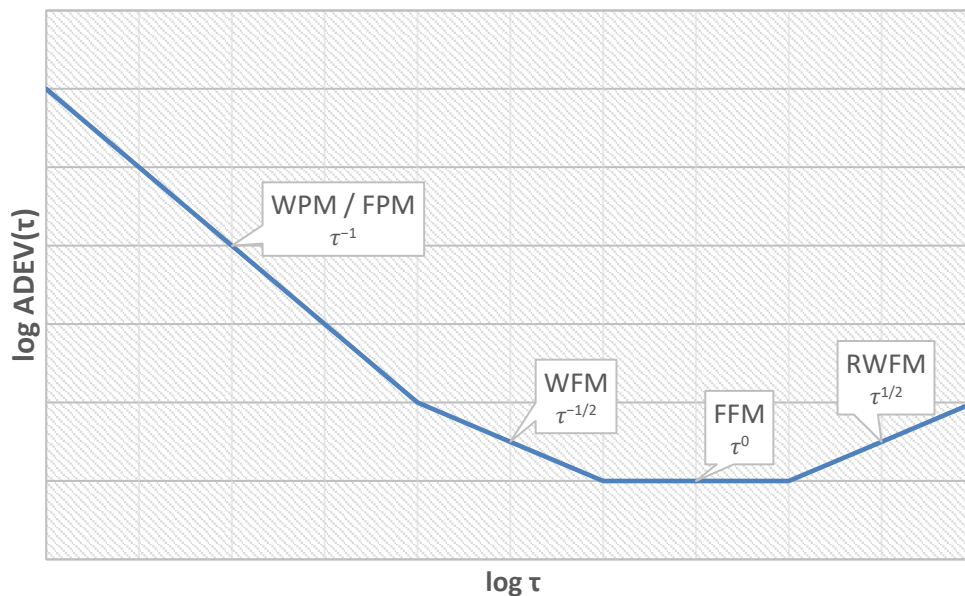
W przypadku ADEV(τ) i MDEV(τ), wykreślenie ich na wykresie podwójnie logarymicznym umożliwia rozróżnienie poszczególnych składowych szumu, w postaci prostych o różnym nachyleniu. Dla dewiacji Allana ADEV(τ) nachylenie fragmentów wykresu w zależności od rodzaju szumu jest następujące [28], [31], [32]:

- τ^{-1} dla szumu białego fazy (ang. *White Phase Modulation – WPM*),
- τ^{-1} dla szumu migotania fazy (ang. *Flicker Phase Modulation – FPM*),
- $\tau^{-1/2}$ dla szumu białego częstotliwości (ang. *White Frequency Modulation – WFM*),
- τ^{-0} dla szumu migotania częstotliwości (ang. *Flicker Frequency Modulation – FFM*),
- $\tau^{1/2}$ dla szumu błędzenia przypadkowego częstotliwości (ang. *Random Walk Frequency Modulation – RWFM*).

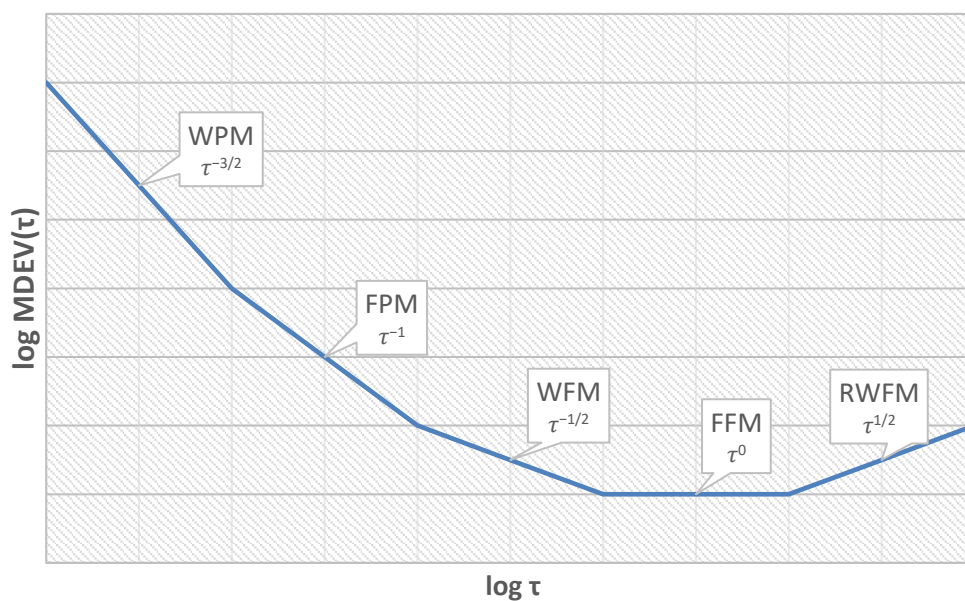
W przypadku modyfikowanej dewiacji Allana MDEV(τ) poszczególne nachylenia wynoszą:

- $\tau^{-3/2}$ dla szumu białego fazy (WPM),
- τ^{-1} dla szumu migotania fazy (FPM),
- $\tau^{-1/2}$ dla szumu białego częstotliwości (WFM),
- τ^{-0} dla szumu migotania częstotliwości (FFM),
- $\tau^{1/2}$ dla szumu błędzenia przypadkowego częstotliwości (RWFM).

Identyfikacja różnych rodzajów szumów dla ADEV oraz MDEV przedstawiona jest na rysunku 2.1. Wariancja i dewiacja Allana podobnie jak ich wersje modyfikowane są parametrami bezwymiarowymi.



a)



b)

Rysunek 2.1 Nachylenia dewiacji Allana ADEV (a) oraz modyfikowanej dewiacji Allana MDEV (b) dla różnego rodzaju szumów

Oszacowanie niepewności wartości estymatorów ADEV oraz MDEV związane z faktem, iż są one wyznaczone za pomocą skończonej ilości pomiarów dyskutowane jest w [28], [31].

Jak już wspomniano wcześniej analiza dewiacji Allana (oraz jej różnych odmian) nie dostarcza informacji o stałym przesunięciu częstotliwości (offsecie). W związku z tym weryfikacja jego potencjalnego występowania powinna zostać wykonana niezależnie od oceny niestabilności. Przesunięcie częstotliwości

powodowane przestaniem jej w danym systemie transmisyjnym można oszacować na podstawie różnicowych zmiany fazy sygnału, mierzonych na wyjściu układu transmisyjnego względem sygnału wejściowego (referencji). Oszacowanie offsetu można wykonać z wykorzystaniem następujących metod [31]:

- a) Suma kolejnych różnic fazowych (metoda optymalna w przypadku dominującego białego szumu częstotliwości):

$$y_{off} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \left[\frac{x_{i+1} - x_i}{\tau} \right] \quad (2.11)$$

gdzie τ to czas pomiaru kolejnych próbek fazy sygnału częstotliwości.

- b) Różnica między pierwszym (x_0) i ostatnim (x_τ) punktem danych fazowych:

$$y_{off} = \frac{(x_0 - x_\tau)}{\tau} \quad (2.12)$$

gdzie τ jest łącznym czasem obserwacji.

W przypadku światłowodowych systemów transmisyjnych źródłem potencjalnego offsetu mogą być jedynie zmienne w czasie, czynniki zewnętrzne (zakładamy, iż system dystrybucji częstotliwości jest zaprojektowany prawidłowo, to znaczy nie wprowadza przesunięcia częstotliwości wynikającego z błędnej konfiguracji sprzętowej). W związku z tym źródłem offsetu może być np. jednostajna i długotrwała (występująca w całym okresie obserwacji) zmiana temperatury, wywołująca w konsekwencji zmianę opóźnienia transmitowanych sygnałów referencyjnych. W związku z tym offset indukowany w danym systemie transmisyjnym może zostać wyznaczony jedynie dla ściśle zdefiniowanego czasu obserwacji. Powoduje to znaczące utrudnienie w predykcji niepewności transferu projektowanych połączeń. Jednocześnie, jak zostanie pokazane w następnych rozdziałach, zewnętrzne źródła szumów nie indukują zakłóceń powodujących, iż klasyczne miary rozrzutu (wariancja dewiacja) będą dążyć do nieskończoności (np. przypadkowe błędzenie częstotliwości). Jest to sytuacja odmienna w stosunku do samych źródeł sygnałów (zegarów) gdzie występujące szумы nie mają charakteru procesów stacjonarnych i w takim wypadku estymata wartości średniej zmienia się w czasie, a estymata wariancji rośnie nieograniczenie wraz z wydłużaniem czasu obserwacji.

Dzięki zaobserwowanej własności zakłóceń indukowanych w systemach transmisyjnych (fluktuacje fazy i częstotliwości indukowane w analizowanych systemach są ograniczone i okresowe), możliwe było zaproponowanie w niniejszej dysertacji oceny niepewności transferu częstotliwości na podstawie estymatora średniokwadratowego, względnego błędu częstotliwości (FE_{RMS}) zdefiniowany jako:

$$FE_{RMS}(\tau) = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} [\bar{y}_k]^2} = \sqrt{\frac{1}{n^2 \tau_0^2 (N-n)} \sum_{i=1}^{N-n} (x_{i+n} - x_i)^2} \quad (2.13)$$

W odróżnieniu do analiz Allana (wariancji i dewiacji), powyższy parametr opisuje całkowitą niepewność częstotliwości dystrybuowanej w systemie transmisyjnym, wynikającą zarówno z niestabilności przesyłanego sygnału jak i jego offsetu w danym przedziale obserwacji. Z drugiej strony jednak, nie jest możliwa identyfikacja (na wykresie) dominującego typu szumu w danym czasie uśredniania. Dlatego oba te parametry uzupełniają się wzajemnie i łącznie pełniej opisują jakość systemu transmisyjnego.

2.1.2 JAKOŚĆ DYSTRYBUCJI CZASU

W większości praktycznych implementacji systemów, występuje ścisła zależność przesyłanych jednocześnie sygnałów czasu jak i częstotliwości. Zazwyczaj poszczególne stemple czasowe (sygnały 1 PPS) są kodowane w sygnale częstotliwości co stałą liczbę okresów. Także niektóre miary oceny jakości dystrybucji czasu są powiązane z tymi określonymi dla sygnału częstotliwości.

Jednym z takich parametrów jest statystyczna analiza stabilności fazowej odcinków przedziału czasu (1 PPS) w funkcji czasu uśredniania. Przedstawia się ją w postaci wykresu dewiacji czasu TDEV(τ) (ang. *Time Deviation*). Dewiację czasu i modyfikowaną dewiację częstotliwości łączy następująca zależność [28], [29]:

$$TDEV(\tau) = \frac{\tau}{\sqrt{3}} MDEV(\tau) \quad (2.14)$$

Ponieważ wykres dewiacji czasu jest transpozycją wykresu modyfikowanej dewiacji częstotliwości, dlatego też z nachylenia prostych na wykresie TDEV (rysunek 2.2) można wnioskować o dominującej postaci szumów w danym zakresie uśrednień:

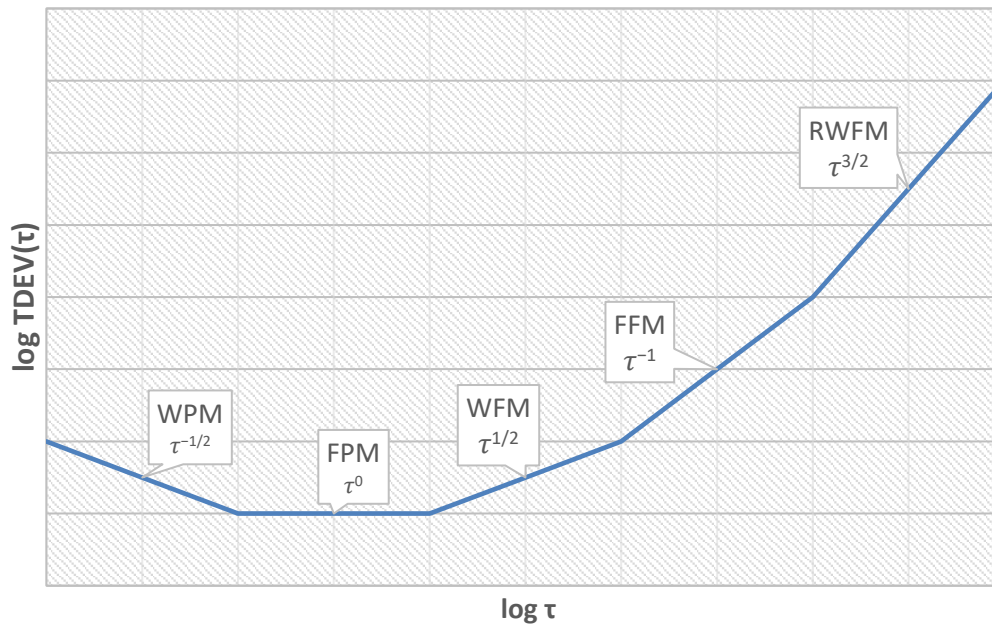
- $\tau^{-1/2}$ dla szumu białego fazy (WPM),
- τ^0 dla szumu migotania fazy (FPM),
- $\tau^{1/2}$ dla szumu białego częstotliwości (WFM),
- τ^1 dla szumu migotania częstotliwości (FFM),
- $\tau^{3/2}$ dla szumu błędzenia przypadkowego częstotliwości (RWFM).

Należy jednak zwrócić uwagę, iż w przeciwieństwie do dewiacji częstotliwości, która jest wartością bezwymiarową, dewiacja czasu jest wyrażona w sekundach.

Analogicznie jak w przypadku analizy MDEV dla sygnału częstotliwości, także na wykresie dewiacji czasu (TDEV) nie można zidentyfikować stałego (w danym przedziale obserwacji) odstrojenia częstotliwości repetycji impulsów 1 PPS. Z tego też względu, dla oceny niepewności dystrybucji, w analizowanych systemach, zdefiniowano parametr średniokwadratowego błędu transferu interwału czasu TIE_{RMS} [28].

$$TIE_{RMS}(\tau) = \sqrt{\frac{1}{(N-n)} \sum_{i=1}^{N-n} (x_{i+n} - x_i)^2} \quad (2.15)$$

gdzie x_i jest i-tą z N zmiany fazy sygnału (w tym przypadku równoważy z wartością błędu interwału czasu) odległych od siebie o równy przedział pomiarowy τ_0 , natomiast τ jest przedziałem obserwacji i wynosi $\tau = n\tau_0$. Opis niepewności transferu czasu w badanych systemach transmisyjnych na podstawie powyższej zależności jest możliwy ze względu na ograniczony i okresowy charakter występujących zakłóceń – analogicznie jak w przypadku dystrybucji wzorcowych sygnałów częstotliwości. Wyrażona wyżej niepewność charakteryzuje niepewność interwału czasu. Należy jednak w tym miejscu podkreślić, że odrębnym zagadnieniem jest bezwzględna kalibracja znaczników czasu, to znaczy wyznaczenie ich całkowitego opóźnienia na wyjściu układu transmisyjnego względem danego „punktu” odniesienia (np.: danej skali UTC(k)) oraz związany z tym błąd oszacowania tej wartości.



Rysunek 2.2 Nachylenia wykresu dewiacji czasu dla różnego rodzaju szumów

2.2 TRANSFER CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI W SIECI OPTYCZNEJ

Znaczący postęp w rozwoju wysokostabilnych wzorcowych źródeł czasu i częstotliwości (w tym zegarów optycznych), przyczynił się do zintensyfikowania poszukiwań sposobu transmisji tych sygnałów na duże odległości. Ogromny wkład w porównywaniu wzorców na odległość wniosły systemy satelitarne, a w szczególności te wykorzystujące satelity nawigacyjne - GNSS (ang. *Global Navigation Satellite Systems*). Ze względu na łatwość użycia są one obecnie najpowszechniej używanym medium dystrybucji czasu, stosowanym przez szerokie grono odbiorców, od instytucji naukowych, poprzez przemysł, aż po użytkowników prywatnych. Wśród metod najczęściej wykorzystywanych przez instytuty metrologiczne należy wymienić [33]–[35]:

- metoda jednoczesnych obserwacji CV (ang. *Common-View*)
- metoda absolutnego precyzyjnego pozycjonowania PPP (ang. *Precise Point Positioning*)

Niepewność transferu czasu przy zastosowaniu powyższych metod wynosi typowo około 2 ns [19]. Wśród metod wykorzystujących inny typ satelitów (satelity geostacjonarne) należy wymienić metodę dwudrogową TWSTFT. W tym przypadku osiągnięta niepewność transferu czasu wynosi poniżej 1 ns [20]. W tym miejscu należy podkreślić, iż niepewności te osiąga się dopiero po długim (kilkudniowym) czasie uśredniania. W przypadku transferu częstotliwości osiąga się typowo wartości około 10^{-15} po kilku dniach uśredniania, a najbardziej zaawansowane metody hybrydowe (jak np. TWCP ang. *two-way carrier-phase*) umożliwiają poprawę tego rezultatu o około rząd wielkości [36].

Propagacja sygnału w systemach satelitarnych (transmisja w wolnej przestrzeni) zależy od wielu zmiennych w czasie czynników środowiskowych (jak np. temperatura, ciśnienie, gęstość pary wodnej), które wpływają na sposób rozchodzenia się fal (odbicia, refrakcję, rozproszenie, dyfrakcję). To wszystko sprawia, iż modelowanie i predykcja sygnału radiowego w wolnej przestrzeni jest niezwykle skomplikowana, a ilość zmiennych sprawia, iż mało prawdopodobny wydaje się być dalszy, znaczący postęp w rozwoju stabilności i dokładności tego typu transmisji.

Transmisja ultrastabilnych sygnałów czasu i częstotliwości w sieci światłowodowej okazała się bardzo obiecującą alternatywą i w ciągu ostatnich kilkunastu lat prace nad jego rozwojem nabrały bardzo dużej dynamiki. Właśnie techniki światłowodowe, jako jedyne, umożliwiły osiągnięcie stabilności transferu nielimitującego dokładności najnowszych źródeł zegarowych – osiągając stabilność transferu częstotliwości nawet rzędu 10^{-21} [26]. Wartości takie wydają się być nieosiągalne w przypadku systemów satelitarnych (w dającej się przewidzieć przyszłości). Również dystrybucja czasu w światłowodzie umożliwia osiągnięcie znacząco mniejszych niepewności, w granicach kilkunastu pikosekund [37]. Olbrzymią zaletą dystrybucji sygnałów referencyjnych z wykorzystaniem sieci światłowodowych jest możliwość osiągnięcia wysokich stabilności transferu już w krótkim czasie uśredniania (1 sekundy), umożliwiając w praktyce odtworzenie na zdalnym końcu sygnału o jakości nawet najbardziej zaawansowanych wzorców (zegarów). Tak znaczący postęp spowodował, iż światłowodowe metody transferu czasu i częstotliwości znalazły się w centrum zainteresowania szerokiego zakresu dziedzin naukowych niezwiązanych bezpośrednio z metrologią, takich jak radioastronomia [13], [15], [38], spektroskopia [7], [39]–[41] czy geodezja i nauki podstawowe [12], [42], [43].

Ponieważ prace nad transferem czasu i częstotliwości były prowadzone przez wiele niezależnych zespołów badawczych, kierujących się różnymi założeniami i priorytetami, dla tego też powstało wiele różnych rozwiązań technicznych. Wśród nich wyróżnić można dwie zasadnicze grupy takich rozwiązań: transfer bazujący na kodowaniu sygnałów wzorcowych (znaczników czasu 1 PPS oraz częstotliwości zwanych umownie „radiowymi” jak np. 5, 10 lub 100 MHz) z wykorzystaniem modulacji intensywności światła, oraz systemy przesyłające wzorcowy, niemodulowany sygnał optyczny o ściśle zdefiniowanej długości fali światła (częstotliwości). Oba typy transmisji są możliwe do zaimplementowania w telekomunikacyjnych systemach zwielokrotnienia falowego DWDM, jednak jego architektura implikuje pewne ograniczenia możliwej do osiągnięcia niepewności i stabilności. Właśnie wszechstronne badania w tym zakresie były głównym celem niniejszej dysertacji.

2.2.1 WŁAŚCIWOŚCI ŚWIATŁOWODÓW

Intensywne prace nad rozwojem światłowodów, trwające od połowy XX wieku, przyczyniły się do powstania różnych typów i odmian włókien światłowodowych znajdujących zastosowanie w wielu dziedzinach nauki i przemysłu. W lądowej transmisji telekomunikacyjnej, na odległości powyżej kilku kilometrów szczególną popularność zyskał standardowy światłowod jednomodowy opisany w międzynarodowej rekomendacji ITU-T G.652. Dużą zaletą linii wykorzystujących ten typ światłowodów jest stosunkowo niska tłumienność, szczególnie w zakresie tak zwanego trzeciego okna transmisyjnego, która typowo wynosi od 0,22 do 0,25 dB/km. Trzecie okno transmisyjne, czyli zakres pasma C (od około 1520nm do 1565nm) jest podstawowym zakresem widmowym używanym w systemach zwielokrotnienia falowego DWDM.

Kolejnym istotnym parametrem opisującym włókna światłowodowe jest dyspersyjna. W telekomunikacji termin ten jest używany do opisu procesów prowadzących do degradacji transmitowanego sygnału na skutek różnej szybkości rozchodzenia się poszczególnych składowych fali elektromagnetycznej. W kontekście komunikacji światłowodowej termin dyspersji odnosi się do kilku ściśle zdefiniowanych pojęć. Jednym z nich jest dyspersja chromatyczna w której dla włókien jednomodowych można wyróżnić dwie podstawowe składowe: dyspersję materiałową oraz falowodową. Dyspersją materiałową nazywamy zależność współczynnika załamania materiału, z którego wykonany jest światłowod, od długości fali. Dyspersja falowodowa zależy od geometrii włókna i uwzględnia własności dyspersyjne zarówno rdzenia jak i płaszczka. Dyspersję chromatyczną charakteryzuje się często za pomocą współczynnik dyspersji D:

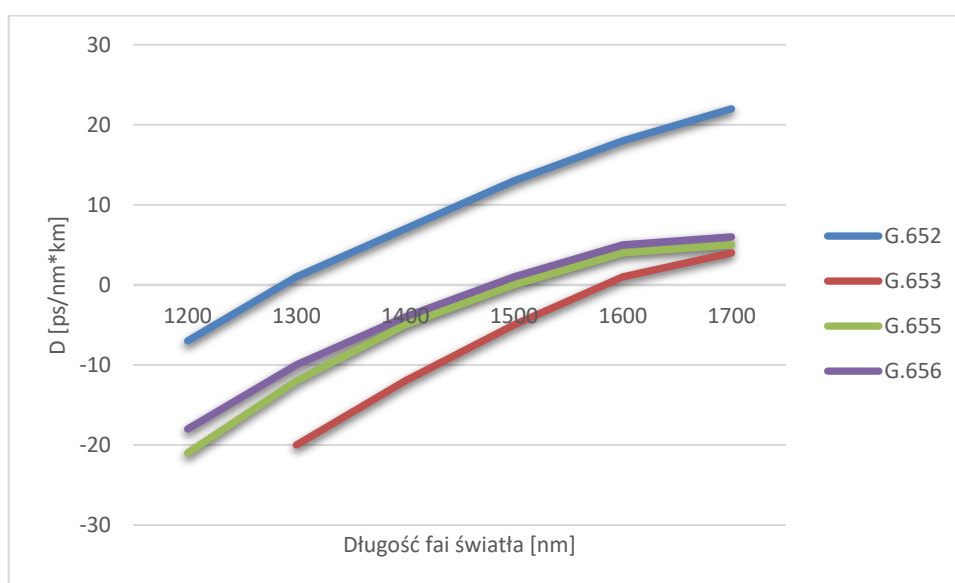
$$D = \frac{dv_g^{-1}}{d\lambda} \left[\frac{ps}{nm \times km} \right] \quad (2.16)$$

W powyższym wzorze v_g to prędkość grupowa (paczki falowej impulsu) zdefiniowanej jako:

$$v_g^{-1} = \frac{d\beta}{d\omega} = \frac{1}{c} \left(n_{eff} + \omega \frac{dn_{eff}}{d\omega} \right) \quad (2.17)$$

gdzie β to stała propagacji, ω pulsacja (ang. *angular frequency*) fali światła, n_{eff} to efektywny współczynnik załamania światła, natomiast c to prędkość światła w próżni

Na rysunku 2.3 przedstawiono przykładowe wykresy współczynników dyspersji dla różnych typów włókien. W przypadku światłowodów G.652 zero dyspersji chromatycznej przypada dla fal z zakresu od 1300 nm do 1324 nm (drugiego okna transmisyjnego), natomiast współczynnik dyspersji dla długości fali 1550 nm w przybliżeniu wynosi 17 ps/(nm · km) [44].



Rysunek 2.3 Zależność współczynnika dyspersji D od długości fali dla różnych typów światłowodów

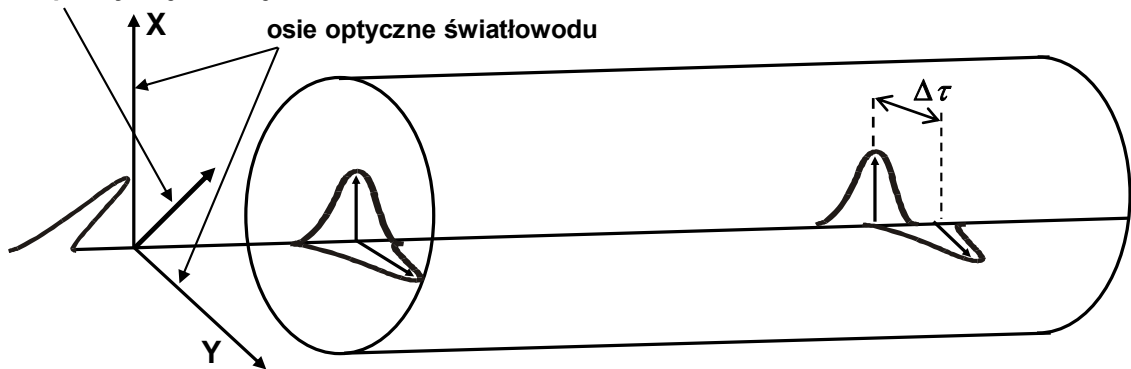
W systemach bazujących na modulacji intensywności światła skumulowana dyspersja (będąca iloczynem współczynnika dyspersji oraz długości światłowodu) powodująca rozmycie czasowe nadawanych impulsów, stanowi znaczący czynnik limitujący zasięg transmisji sygnałów o dużych przepływnościach. W systemach tych konieczna jest kompensacja dyspersji chromatycznej z wykorzystaniem komponentów (zazwyczaj światłowodów) o odwróconej charakterystyce dyspersyjnej. W celu ograniczenia wpływu dyspersji zaprojektowano także nowy typ światłowodu jednomodowego z przesuniętą niezerową charakterystyką dyspersyjną (opisanego w zaleceniu ITU-T G.655). Światłowody te zyskały sporą popularność, gdyż posiadały ponad dwukrotnie niższą wartość dyspersji chromatycznej w III oknie transmisyjnym, a co za tym idzie wymagają również dwukrotnie mniejszej kompensacji dyspersji. Wraz z pojawieniem się nowych standardów transmisji (o szybkościach powyżej 40 Gbit/s w pojedynczym kanale DWDM) bazujących na sygnałach koherentnych, problem dyspersji chromatycznej przestał mieć tak kluczowe znaczenie. W systemach tych kompensacja rozmycia czasowego impulsów jest realizowana w układach cyfrowych odbiornika. Obecne projektowane odbiorniki o przepływnościach 100 Gbit/s są w stanie skompensować skumulowaną dyspersję chromatyczną rzędu 60 000 ps/nm, co oznacza, że stanowi ona ograniczenie zasięgu dopiero powyżej 3 500 km dla standardowych światłowodów jednomodowych G.652.

Zjawisko dyspersji chromatycznej jest także niezwykle istotne w przypadku transmisji sygnałów czasu i częstotliwości, jednak w przeciwieństwie do transmisji danych, jego analiza nie może ograniczyć się do oceny czasowego rozmycia nadawanych impulsów światła. Skumulowana dyspersja chromatyczna

(będąca iloczynem współczynnika dyspersji D oraz długości światłowodu L) określa zależność czasu propagacji od długości fali światła (λ). W tym miejscu należy zauważyć, iż wartość współczynnika dyspersji w światłowodzie zmienia się nieznacznie wraz z temperaturą. Jak pokazano w [45], [46], wartość ta zależy także od typu włókna i dla standardowego włókna jednomodowego G.652 (obecnie najczęściej wykorzystywanego w systemach DWDM) przyjmuje się, iż jest to $dD/dT = \pm 4 \text{ fs}/(\text{nm} \cdot \text{km} \cdot \text{K})$. Ostateczny wpływ dyspersji chromatycznej na transfer czasu i częstotliwości zależy od zastosowanego rozwiązania technicznego, dlatego będzie szerzej omawiany w dalszych częściach niniejszej dysertacji.

Obok dyspersji chromatycznej, w światłowodach występuje także zjawisko dyspersji polaryzacyjnej (ang. *polarization mode dispersion, PMD*). Przyczyny tego zjawiska upatruje się w „niedoskonałości” medium transmisyjnego (rozumianych tutaj jako przypadkowe zmiany gęstości oraz profilu poprzecznego rdzenia), nazywanej także dwójłomnością światłowodu, która jest skutkiem lokalnych modyfikacji efektywnego współczynnika załamania (n_{eff}) zależnego od polaryzacji światła i w konsekwencji powstania dwóch osi transmisji: szybkiej i wolnej. W takim wypadku impuls świetlny ulega rozmyciu w wyniku różnej prędkości rozchodzenia się światła w dwóch ortogonalnych osiach (rysunek 2.4).

stan polaryzacji na wejściu



Rysunek 2.4 Wpływ dwójłomności na zniekształcenie impulsu optycznego posiadającego dwie równe składowe polaryzacji

Źródłem dwójłomności może być zarówno niedoskonałość procesu produkcyjnego (nieidealna symetria osiowa włókna, niesymetryczność rozkładu współczynnika załamania pomiędzy płaszczem a rdzeniem w dwóch ortogonalnych płaszczyzn światłowodu, naprężenia mechaniczne na granicy rdzenia i płaszczu) jak i czynniki zewnętrzne (zginanie, ściskanie, skręcanie, wibracje, oddziaływanie pola elektrycznego i magnetycznego oraz wpływ temperatury). Opóźnienie różnicowe składowych ortogonalnych światła, wywołane zjawiskami dwójłomności, przyjmują losowe wartości o charakterze szumu błądzenia losowego. Chwilową wartość rozmycia transmitowanych impulsów światła często opisuje się za pomocą parametru różnicowego opóźnienia grupowego (ang. *differential group delay, DGD*) wyrażonego w pikosekundach. Natomiast PMD jest wartością średnią rozkładu intensywności DGD. Ze względu na statystyczny charakter zjawiska dyspersji polaryzacyjnej związek pomiędzy DGD, a PMD może być określony jedynie probabilistycznie.

Ze względu na to, iż chwilowa wartość dyspersji polaryzacyjnej może przyjmować losowe wartości w różnych odcinkach włókna, dlatego jej skumulowana wartość (PMD) jest proporcjonalna do pierwiastka kwadratowego długości światłowodu (L) pomnożonego przez współczynnik proporcjonalności (PMD_{coeff}), wyrażany w jednostkach ps/\sqrt{km} . Łączną dyspersję polaryzacyjną M odcinków światłowodowych można wyznaczyć za pomocą wzoru:

$$PMD_{total}(M) = \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot \sqrt{PMD_1^2 + PMD_2^2 + \dots + PMD_M^2} \quad (2.18)$$

Obecnie przyjmuje się, że PMD_{coeff} dla nowych włókien światłowodowych nie przekracza $0,02 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$, natomiast dla włókien starszych (kilkunastoletnich) wartość ta może być wielokrotnie większa.

Ze względu na probabilistyczny charakter dyspersji polaryzacyjnej oraz asymetryczność oddziaływania na przeciwne kierunki transmisji, jej wpływ nie może być skutecznie i w pełni skompensowany w systemach transferu czasu i częstotliwości (szerzej zostanie to omówione w punktach 2.2.2 oraz 2.2.3).

Wśród innych kluczowych właściwości światłowodu mających fundamentalne znaczenie dla dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości (a jednocześnie całkowicie pomijanych w analizach transmisji danych), należy wymienić zmienne (w funkcji temperatury) opóźnienie propagacji w światłowodzie. Zmianę czasu propagacji w funkcji temperatury można wyrazić w następujący sposób [47]:

$$\Delta\tau_F = \frac{L}{c} \frac{dn_g}{dT} \Delta T_{FIB} + L\alpha \frac{n_g}{c} \Delta T_{FIB} \quad (2.19)$$

gdzie n_g to grupowy współczynnik załamania światła, T_{FIB} to temperatura światłowodu, a $\alpha = \frac{dn_g}{dT}$ to współczynnik liniowej rozszerzalności termicznej światłowodu. W powyższym równaniu pierwszy czynnik po prawej stronie opisuje zależność zmiany współczynnika załamania światła w funkcji temperatury włókna światłowodowego. Jego wartość dla światłowodu jednomodowego została oszacowana [48], [49] na $1,06 \times 10^{-5} \left[\frac{1}{K}\right]$. Drugi czynnik prawej strony równania 2.19 opisuje wpływ termicznej rozszerzalności światłowodu i jest o ponad rząd wielkości mniejszy niż pierwszy czynnik. Jego wartość jest szacowana na poziomie $5,6 \times 10^{-7} \left[\frac{1}{K}\right]$ [48], [49]. Łączny wpływ temperatury na zmianę opóźnienia światłowodu wynosi [50], [51]:

$$\frac{1}{L} \frac{d\tau_F}{dT} \approx 37 \dots 40 \left[\frac{\text{ps}}{\text{km} \cdot K} \right] \quad (2.20)$$

Jak wynika z powyższego, przykładowej zmianie temperatury o 1 K, linii o długości 100 km, towarzyszyć będzie zmiana czasu propagacji około 4 ns, co jest wartością zdecydowanie nieakceptowalną w kontekście precyzyjnego transferu czasu. Dlatego zmiany te muszą być kompensowane - metody kompensacji zostały przedstawione w rozdziale 2.2.2.

2.2.2 OGÓLNA IDEA TRANSFERU CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI

Większość obecnych, komercyjnie dostępnych źródeł sygnałów referencyjnych (zegarów) wykazuje pewien dryft, a więc postępującą w czasie zmianę częstotliwości generowanych sygnałów. Dodatkowo w części wzorców zdarzają się przypadkowe skoki fazy sygnałów referencyjnych. Zmiany te mogą wynikać między innymi z konstrukcji samego wzorca lub procesów starzenia. W związku z tym posiadanie zegara nieporównywanego z żadną zewnętrzną referencją, praktycznie ogranicza jego funkcjonalność do wąskiego zakresu zastosowań, bazujących na stabilności generowanego sygnału, a nie na jego bezwzględnej wartości (dokładności odwzorowania jednostki czasu lub częstotliwości). Wzorcem pierwotnym sekundy (czyli takim którego wartość jest przyjęta bez odniesienia do innych wzorców tej samej miary) jest fontanna cezowa. Pomiarzy wykonane takim urządzeniem odniesione są do niezmiennych w czasie właściwości fizycznych mierzonych obiektów – obecna definicja sekundy oparta jest o zmiany stanu energetycznego atomu cezu (^{133}Cs). Wśród innych wzorców (wtórnych) bazujących na pomiarze właściwości fizycznych atomów są zegary optyczne. Jako wzorce wtórne potrzebują referencyjnego odniesienia w celu określenia bezwzględnej wartości generowanego przez nie sygnału.

Ponadto należy także pamiętać o bardzo istotnym zagadnieniu uniwersalności skali czasu, czyli potrzebie zagwarantowania jej jednolitości w wielu punktach jednocześnie. W wymiarze globalnym

zajmuje się tym Międzynarodowe Biuro Miar BIMP (fr. *Bureau International des Poids et Mesures*) odpowiadające między innymi za utrzymanie skal: atomowej TAI (ang. *International Atomic Time*) wyznaczonej na podstawie wskazań wybranych zegarów oraz UTC (ang. *Universal Time Coordinated*) będącej oficjalnym międzynarodowym czasem skoordynowanym, stanowiącym pomost pomiędzy czasem astronomicznym, a atomowym. Tworzenie skali międzynarodowej wymaga oczywiście ciągłego porównywania odległych wzorców. Systemy transferu czasu są wręcz niezbędne nie tylko dla realizacji porównań zegarów ale także dla dystrybucji sygnałów wzorcowych do zdalnych użytkowników. Brak jednolitej realizacji czasu bardzo utrudniłby także badania, bazujące na korelacji zjawisk zachodzących w rozporoszonej geograficznie środowisku. W związku z tym porównywanie wzorców i dystrybuowanie ich sygnałów na znaczne odległości jest kluczowe dla zagwarantowania praktycznego ich wykorzystania w różnych dziedzinach nauki, przemysłu jak i naszego codziennego życia.

Transfer czasu i częstotliwości w sieci światłowodowej (podobnie jak w każdym innym kanale transmisyjnym) nie jest wolny od zakłóceń – tutaj rozumianych jako zbiór czynników które mogą wpływać na stabilność, dokładność oraz precyzję odwzorowania transmitowanych sygnałów wzorcowych. Jednym z najbardziej istotnych czynników wpływających na zmiany czasu propagacji w światłowodzie są niewątpliwie fluktuacje temperatury włókna światłowodowego (patrz wzór 2.19).

W przypadku transferu czasu niezwykle istotne jest określenie relacji czasowych (opóźnienia) pomiędzy sygnałami w dwóch odległych lokalizacjach, tak aby umożliwić pomiar jednoczesności zachodzenia zjawisk. Warunek ten sprowadza się do konieczności określenia bezwzględnego opóźnienia τ_{sys} pomiędzy źródłowym sygnałem referencyjnym T_{ref} , a sygnałem na odległym wyjściu systemu transmisyjnego T_{out}

$$T_{out}(t) = T_{ref}(t) - \tau_{sys}(t) \quad (2.21)$$

Na całkowite opóźnienie systemu τ_{sys} składa się kilka elementów takich jak: opóźnienie pomiędzy wyjściem zegara lub innego punktu referencyjnego a wejściem układu transmisyjnego, opóźnienie układów nadawczych i odbiorczych oraz opóźnienie toru transmisyjnego. W niniejszej dysertacji głównie skupiono się na torze transmisyjnym jako elemencie różnicującym transfer sygnałów w sieciach DWDM od transferu odniesienia za który przyjęto transfer w dedykowanym, pojedynczym włóknie optycznym. W rozważanym przypadku tor transmisyjny stanowi para włókien światłowodowych oraz różne moduły optyczne systemu DWDM. Omówienie wpływu poszczególnych składowych na łączne opóźnienie toru transmisyjnego przedstawione zostanie szczegółowo w następnych rozdziałach, a w szczególności w rozdziale 3.

Zmiana opóźnienia sygnału, przesyłanego w torze transmisyjnym (w światłowodzie i poszczególnych modułach systemu DWDM), implikuje także przesunięcie częstotliwości Δf na wyjściu układu. Przesunięcie to jest zależne od zmiany opóźnienia x (fazy sygnału wyrażonej w sekundach) na jednostkę czasu (t):

$$\Delta f = v_0 \frac{dx}{dt} \quad (2.22)$$

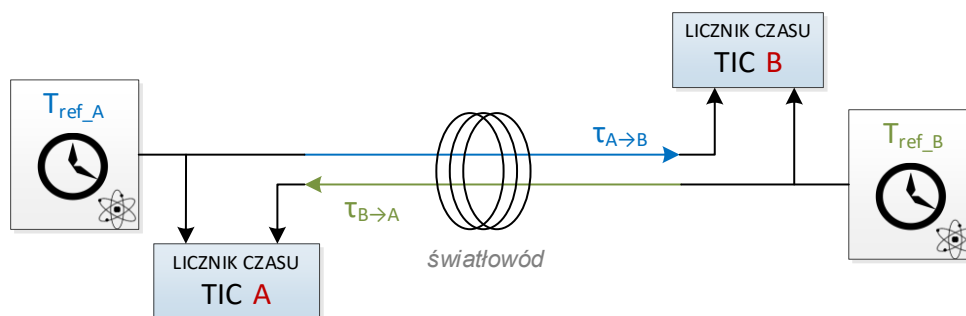
gdzie v_0 to transmitowana częstotliwość referencyjna (wejściowa). Dodatkowo w powyższym wzorze użyta została zmiana fazy wyrażona w sekundach (x) ponieważ właśnie w takiej formie jest ona najczęściej reprezentowana praktyce pomiarowej. W celu uniezależnienia dalszych analiz od częstotliwości referencyjnej (wejściowej) w niniejszej dysertacji częściej wykorzystywane będzie pojęcie względnego odchylenia częstotliwości (γ) zdefiniowanego zgodnie ze wzorem 2.3.

Jak wynika z powyższego, wszelkie zmiany opóźnienia kanału transmisyjnego powodują iż odtworzony na wyjściu układu transmisyjnego sygnał czasu i częstotliwości jest zakłócony w stosunku do sygnału odniesienia (wejściowego). Zmianie ulegają zarówno relacje fazowe kolejnych znaczników czasu jak i częstotliwość sygnału wyjściowego. Z tego wynika, iż kompensacja zakłóceń (czasu propagacji),

jest niezbędnym elementem każdego światłowodowego systemu dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości. Obecnie do przesyłania ultrastabilnych sygnałów referencyjnych, wykorzystuje się systemy bazujące na jednej z dwóch podstawowych metod: metodzie porównań zegarów (metoda dwudrogowa), oraz metodzie dystrybucji z aktywną stabilizacją czasu propagacji (lub fazy częstotliwości referencyjnej). Ogólne założenia tych metod zostały przedstawione poniżej i stanowią punkt wyjścia dla dalszych rozważań.

Metoda porównań zegarów – metoda dwudrogowa

Najprostszą metodą transferu czasu w światłowodzie, zaczerpniętą z techniki satelitarnej (TWSTFT), jest metoda dwudrogowa. Technika ta wymaga aby po obu stronach znajdowały się bardzo dokładne wzorce czasu i/lub częstotliwości - zegary. Sygnały przez nie generowane są przeciwobnie przesyłane poprzez sieć światłowodową (rysunek 2.5). Dla czytelności opisu, metoda ta zostanie omówiona dla transferu znaczników czasu, a następnie zostaną wskazane różnice występujące pomiędzy transferem czasu a transferem częstotliwości.



Rysunek 2.5 Koncepcja porównania zegarów z wykorzystaniem transmisji dwudrogowej

W tej metodzie transferu, funkcja systemu transmisyjnego ograniczona jest do prostego przesłania sygnału wzorcowego poprzez sieć optyczną. Sam optyczny system transmisyjny w żaden sposób nie określa i nie koryguje zmiennego w czasie opóźnienia światłowodu w obu, przeciwnych kierunkach (odpowiednio $\tau_{A \rightarrow B}$ oraz $\tau_{B \rightarrow A}$). Nie umożliwia także odtworzenia wiernej (niezniekształconej) kopii sygnału referencyjnego (T_{ref_A} lub T_{ref_B}) na żadnym ze zdalnych końców. Umożliwia jednak dokładne porównanie dwóch odległych zegarów w procesie post-procesingu danych pomiarowych.

W metodzie tej, na obu końcach, rejestrowane są różnice wskazań sygnałów: wzorca lokalnego oraz zdalnego (przesłanego poprzez sieć światłowodową), z wykorzystaniem licznika przedziału czasu TIC (ang. *Time Interval Counter*).

$$\begin{aligned} TIC_A &= T_{ref_A} - T_{ref_B} + \tau_{B \rightarrow A} \\ TIC_B &= T_{ref_B} - T_{ref_A} + \tau_{A \rightarrow B} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Powyższą parę równań możemy przekształcić do następującej postaci:

$$T_{ref_A} - T_{ref_B} = \frac{(TIC_A - TIC_B)}{2} + \frac{\tau_{A \rightarrow B} - \tau_{B \rightarrow A}}{2} \quad (2.24)$$

Jeśli przyjmiemy przypadek idealny, w którym opóźnienie systemu transmisyjnego w przeciwnych kierunkach jest jednakowe (oraz zmienia się tak samo), czyli $\tau_{A \rightarrow B} = \tau_{B \rightarrow A}$, to na podstawie pomiarów uzyskanych w obu lokalizacjach możemy wyznaczyć różnicę wskazań dwóch zegarów ($T_{ref_A} - T_{ref_B}$),

eliminując wpływ zmian propagacji sygnałów w sieci optycznej (drugi czynnik prawej strony powyższego wyrażenia będzie równy zero).

W realnych układach opóźnienie różnicowe ($\tau_{A \rightarrow B} - \tau_{B \rightarrow A}$), czyli różnica opóźnień propagacji sygnału w dwóch przeciwległych kierunkach transmisji nie musi być (i często nie jest) zerowe, co oznacza że ma bezpośredni wpływ na wynik porównań. Jeśli $\tau_{A \rightarrow B} \neq \tau_{B \rightarrow A}$, ale jednocześnie opóźnienie różnicowe jest niezmiennie w czasie, to czynnik ten będzie odpowiadał za stałe przesunięcie (błąd systematyczny) pomiaru czasu, który należy wyznaczyć w procesie kalibracji. Jednak w przypadku gdy opóźnienie różnicowe ($\tau_{A \rightarrow B} - \tau_{B \rightarrow A}$) wykazuje pewną zmienność w czasie, to w konsekwencji może to wpłynąć na zwiększenie błędu (niepewności) porównań. Z powyższego wynika iż system transmisyjny powinien być tak zaprojektowany aby minimalizować (lub korygować) zmianę opóźnienia różnicowego propagacji. Jak przedstawiono w rozdziale 2.2.1, czynniki zewnętrzne (w tym najistotniejszy – zmiana temperatury) powodują zmianę czasu propagacji w światłowodzie. W przypadku kiedy sygnały w przeciwnych kierunkach są transmitowane w tym samym włóknie, to wszelkie zmiany temperatury będą niemal jednakowo wpływały na oba kierunki transmisji. Z tego też powodu transmisja z wykorzystaniem pojedynczego światłowodu, jest najbardziej pożądanym rozwiązaniem – ograniczającym do minimum zmienność różnicowego czasu propagacji.

W praktycznych realizacjach, do transmisji sygnałów optycznych w przeciwnych kierunkach, z wykorzystaniem pojedynczego włókna, używa się dwóch różnych długości fali światła. Główną przyczyną jest brak możliwości odseparowania (w odbiorniku), sygnału użytecznego od odbitego lub powstającego wskutek rozpraszania Rayleigha. Użycie dwóch różnych długości fali światła indukuje różnicę czasów propagacji w obu kierunkach, której przyczyną jest dyspersja chromatyczna światłowodu (patrz wzór 2.16). Różnica opóźnień wynikająca ze zjawiska dyspersji jest proporcjonalna do długości światłowodu L , współczynnika dyspersji D oraz różnicy długości fali światła ($\lambda_A - \lambda_B$):

$$\tau_{\Delta\lambda} = \tau_{A \rightarrow B}(\lambda_A) - \tau_{B \rightarrow A}(\lambda_B) = LD(\lambda_A - \lambda_B) \quad (2.25)$$

Dla przykładowego odcinka o długości $L=100$ km, współczynnika dyspersji $D=17$ ps/(nm · km) i fal światła odległych spektralnie o $(\lambda_B - \lambda_A) = 0,4$ nm (odległość jednego kanału DWDM), różnica opóźnień będzie wynosić 680 ps. Wartość ta może być traktowana jako błąd systematyczny i powinna być wyznaczona w momencie obliczania poprawki kalibracyjnej.

Ze względu na występowanie dyspersji chromatycznej, niezwykle istotne jest także zapewnienie jak najlepszej stabilności długości fal świetlnych generowanych przez lasery w obu oddalonych modułach. Wszelkie różnicowe (względne) odstrojenie światła obu laserów skutkować będzie niekorygowaną zmianą opóźnienia, a co za tym idzie zwiększy niepewność transmitowanego sygnału [37]. Dodatkowo (jak już wspomniano w rozdziale 2.2.1) współczynnik dyspersji zmienia się nieznacznie wraz z temperaturą (około ± 4 fs/(nm · km · K) dla standardowych światłowodów jednomodowych). Dla wspomnianego, przykładowego 100 kilometrowego odcinka światłowodu oraz odległości widmowej dwóch laserów równej 0,4 nm, błąd ten będzie nie większy niż 200 fs/K. Ponieważ nie opracowano jak dotąd metody korekty wpływu tego zjawiska, wartość ta może być jedynie uwzględniona w budżecie niepewności systemu transmisyjnego.

Poza dyspersją chromatyczną, wpływ na czas propagacji w światłowodzie ma także dyspersja polaryzacyjna. W tym przypadku opóźnienie ściśle zależy od stanu polaryzacji światła i losowej zmiany dwójłomności światłowodu (patrz 2.2.1). W praktyce oznacza to, iż zmiany opóźnienia wywołane tą dyspersją w przeciwnych kierunkach transmisji nie muszą być takie same – nawet w obrębie tego samego włókna światłowodowego. Z powodu braku skutecznej metody kompensacji tych asymetrycznych zmian opóźnienia różnicowego zjawisko to odpowiada za powstanie niekorygowanego błędu (w porównaniach dwóch zegarów), wnoszonego przez system transmisyjny. Ponieważ chwilowa zmiana dyspersji

polaryzacyjnej (DGD) może być wywołana przez szerokie spektrum czynników zewnętrznych modyfikujących dwójłomność światłowodu, dlatego wywołane nimi opóźnienia mogą mieć bardzo różny charakter: do zmian długookresowych (spowodowanych zmianą temperatury), poprzez krótkookresowe (wywołane wibracjami bądź zewnętrznym polem magnetycznym) do bardzo krótkich zmian impulsowych (spowodowanych wyładowaniami atmosferycznymi) [52]. Ten rodzaj dyspersji stanowiłby bardzo duży problem dla rozważanych systemów transferu czasu i częstotliwości jednak współczesne światłowody wykazują niewielki (rzędu $0,02 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$) współczynnik PMD, a sumaryczna dyspersja skaluje się z pierwiastkiem długości linii. Z tego powodu łączna wartość nie przekracza zazwyczaj kilku pikosekund, nawet w bardzo długich liniach.

Wśród poprawek, które mogą mieć istotne znaczenie w procesie kalibracji (czyli określenia bezwzględnego opóźnienia w systemie transmisyjnym), należy wymienić także poprawkę związaną z występowaniem efektu Sagnaca. Efekt ten jest szerzej opisany w [53]–[56], a korektę z nim związaną można wyliczyć na podstawie poniższej zależności:

$$\tau_S = \frac{2\omega A_E}{c^2} \quad (2.26)$$

gdzie ω jest kątową prędkością obrotową Ziemi, A_E jest polem rzutu na płaszczyznę równika powierzchni omiatanej przez wektor mający punkt zaczepienia w środku Ziemi, a koniec na linii światłowodowej transmitującej sygnały referencyjne (przyjmowany jako dodatni, gdy światło rozchodzi się w kierunku wschodnim, a ujemny gdy światło rozchodzi się w kierunku zachodnim). W tym miejscu należy podkreślić, iż zjawisko to jest wywołane ruchem obrotowym ziemi i związane z tym stałe przesunięcie transmitowanych sygnałów czasu jest niezależne od użytej metody transmisyjnej oraz typu światłowodów. W tym przypadku kluczowe znaczenie ma geograficzne położenie kabla na powierzchni ziemi. Ponieważ wpływ efektu Sagnaca jest stały w czasie (w rozważanym przybliżeniu) dlatego stanowi błąd systematyczny, uwzględniany w procesie kalibracji, z niepewnością zależną od znajomości dokładności przebiegu światłowodu.

Podsumowując powyższe rozważania, wzór 2.24 powinien zostać uzupełniony do następującej postaci:

$$T_{ref_A} - T_{ref_B} = \frac{(TIC_A - TIC_B)}{2} + \frac{\tau_{\Delta\lambda}}{2} + \frac{\tau_{DGD}}{2} + \tau_S \quad (2.27)$$

gdzie τ_{DGD} to różnicowe opóźnienie wywołane dyspersją polaryzacyjną, natomiast τ_S to poprawka Sagnaca.

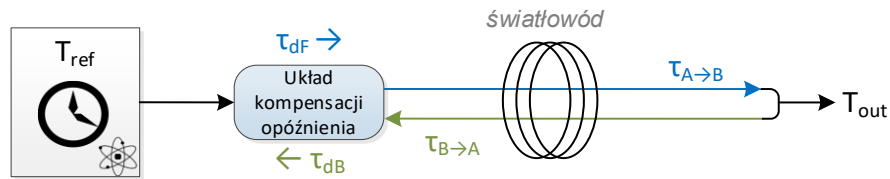
Metodę transferu dwukierunkowego można także zastosować dla porównań wzorców częstotliwości. W takim przypadku w obydwu lokalizacjach rejestrowane są zmiany fazy (wyrażone w sekundach) sygnałów częstotliwości zdalnych wobec lokalnych. Poddając te dane analogicznej analizie co w przypadku sygnałów czasu możliwe jest wyznaczenie względnej fluktuacji faz porównywanych sygnałów wzorcowych, a w konsekwencji różnicę ich częstotliwości. W tym miejscu należy jednak przypomnieć, że zmiany opóźnienia światłowodu (jak wynika z wzoru 2.22) konwertują się na zmianę transmitowanej częstotliwości. Oznacza to, iż w przypadku omawianej metody dwudrogowej zmiany opóźnienia różnicowego powodują asymetryczne zmiany przesyłanych częstotliwości (w przeciwnych kierunkach transmisji), co powoduje błąd porównania częstotliwości dwóch odległych wzorców. Jednak w przypadku porównań wzorców częstotliwości (w przeciwieństwie do wzorców czasu), stała (niezmienna w czasie) asymetria czasu propagacji w obu kierunkach jest nieistotna. Z tego powodu dla transferu częstotliwości nie ma potrzeby wyznaczenia poprawki Sagnaca, ani bezwzględnego opóźnienia światłowodu.

W metodzie dwudrogowej należy pamiętać (zarówno w przypadku porównań czasu jak i częstotliwości) o zagwarantowaniu wstępnej synchronizacji (znakowania czasem) wyników pomiarów w obu lokalizacjach, tak aby w obliczeniach używać odpowiadających sobie (jednoczesnych) danych pomiarowych. Brak lub niedokładna synchronizacja może być przyczyną dodatkowego błędu wynikającego z korekty niejednoczesnych zmian fazy sygnału.

Metoda dystrybucji sygnałów referencyjnych

Jak już wspomniano, metoda dwudrogowa jest najprostszym sposobem porównywania dwóch odległych zegarów poprzez sieć światłowodową, ponieważ nie wymaga dedykowanych układów kompensacji fluktuacji opóźnienia kanału transmisyjnego. Niestety wymaga ona na obu końcach linii dwóch zegarów o podobnych parametrach, oraz ciągłego przesyłania i przetwarzania danych pomiarowych. Transfer tego typu może być wystarczający w przypadku porównań wzorców w dwóch odległych laboratoriach, jednak nie umożliwi dystrybucji ultrastabilnych sygnałów czasu i częstotliwości do użytkowników nie posiadających własnego źródła zegarowego.

Metodą transferu, mającą dużo szerszy zakres zastosowań, jest dystrybucja sygnałów czasu i częstotliwości z funkcją aktywnej kompensacji fluktuacji czasu propagacji w światłowodzie (rysunek 2.6) [25], [57], [58]. Właśnie ta metoda dystrybucji zapewnia możliwość dostarczenia ultrastabilnych sygnałów generowanych w dedykowanych laboratoriach do odległych użytkowników, zachowując przy tym całe spektrum zastosowań znanych z metody dwudrogowej.



Rysunek 2.6 Dystrybucja sygnałów czasu i częstotliwości w łączy z aktywną kompensacją opóźnienia czasu propagacji

W systemach tego typu sygnał referencyjny T_{ref} jest przesyłany poprzez światłowód do odległego odbiorcy przyjmując postać T_{out} , oraz jest jednocześnie zawracany (w module zdalnym) w przeciwnym kierunku. Koncepcja tej metody zakłada (w przypadku idealnym), że sygnał optyczny doznaje takich samych zmian opóźnienia w obu kierunkach transmisji. W związku z tym sygnał zwrotny stanowi źródło informacji o zmianach czasu propagacji w światłowodzie. Na tej podstawie układ kompensacji opóźnienia, zlokalizowany w nadajniku może, w pętli sprzężenia zwrotnego, korygować fazę sygnału (zmieniając opóźnienie) w kierunkach w przód i wstecz w taki sposób aby uzyskać stałe, łączne opóźnienie sygnału w obu kierunkach τ_{RT} (ang. *round trip time*):

$$\tau_{RT} = \tau_{dF} + \tau_{A \rightarrow B} + \tau_{B \rightarrow A} + \tau_{dB} \quad (2.28)$$

gdzie τ_{dF} oraz τ_{dB} to odpowiednio opóźnienie w kierunku w przód i wstecz. Przy założeniu symetryczności zmian opóźnienia transmitowanego sygnału w światłowodzie ($\Delta\tau_{A \rightarrow B} = \Delta\tau_{B \rightarrow A}$), możliwe jest utrzymanie stałej (niezmiennej w czasie) różnicy faz sygnału referencyjnego i wyjściowego:

$$T_{out} = T_{ref} + \frac{\tau_{RT}}{2} + \left. \begin{array}{l} + \frac{\tau_{dF} - \tau_{dB}}{2} + \\ + \frac{\tau_{A \rightarrow B} - \tau_{B \rightarrow A}}{2} \end{array} \right\} \cong 0 \quad (2.29)$$

Jak dotąd zaproponowano kilka rozwiązań technicznych, realizacji układu kompensacji opóźnienia. Wśród nich należy wymienić: regulowane mechaniczne linie opóźniające [59], [60], opóźnienie kontrolowane poprzez zmianę temperatury dedykowanych szpul światłowodowych [59], [61]–[63], akustooptyczne przesuwniki fazy/częstotliwości [64], [65] oraz systemy w których sygnały są opóźniane lub przesuwane fazowo w domenie elektrycznej [63], [66].

Przedstawiona powyżej koncepcja dystrybucji sygnałów referencyjnych podlega jednak podobnym ograniczeniom jak metoda dwudrogowa. Także w tej metodzie fluktuacje różnicowego czasu propagacji są przyczyną niestabilności transferu sygnałów referencyjnych (nie mogą być skompensowane) i dlatego też niezbędne jest zagwarantowanie jak największej symetrii zmian opóźnienia (w obu kierunkach transmisji). Z tego też powodu preferowane są rozwiązania bazujące na transmisji optycznej w pojedynczym włóknie światłowodowym. Ponadto, tak jak w metodzie dwudrogowej, źródłem różnicy opóźnień jest dyspersja chromatyczna ($\tau_{\Delta\lambda}$) oraz asymetria czasu propagacji wynikająca z dwójłomności światłowodu (dyspersja polaryzacyjna τ_{DGD}). W przypadku kalibracji czasu należy także wziąć pod uwagę korektę czasu propagacji wynikającą z poprawki Sagnaca (τ_S). Z powyższego wynika, że sygnał wyjściowy układu dystrybucji przyjmuje postać [58]:

$$T_{out} = T_{ref} + \frac{\tau_{RT}}{2} + \frac{\tau_{\Delta\lambda}}{2} + \frac{\tau_{DGD}}{2} + \tau_S \quad (2.30)$$

W omawianej metodzie (w przeciwieństwie do metody dwudrogowej) nie ma konieczności dodatkowego przetwarzania danych i związanej z tym konieczności ich synchronizacji. W tym przypadku sygnał wyjściowy jest opóźnioną „kopią” sygnału wejściowego. Należy jednak w tym miejscu zaznaczyć, iż efektywność stabilizacji tego układu dla szybkich zakłóceń jest ograniczona czasem propagacji sygnału w pętli sprzężenia zwrotnego [25]. W praktyce nie są efektywnie kompensowane te zakłócenia których częstotliwość jest większa niż $1/(2\tau_{RT})$ [65].

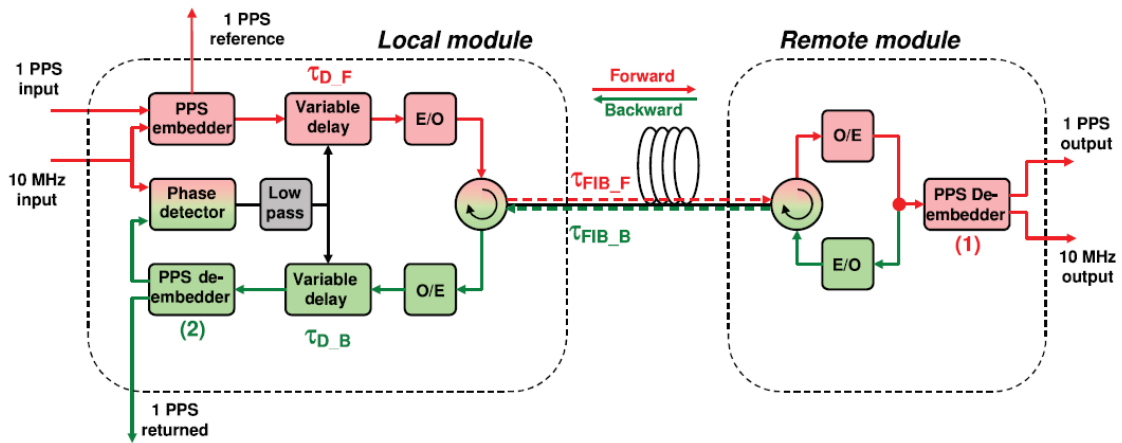
Powyższa metoda dystrybucji jest używana do przesyłania zarówno sygnałów czasu jak i częstotliwości. Należy jednak w tym miejscu zauważyć iż system ten będzie dystrybuował niezakłóconą częstotliwość (częstotliwość na wyjściu będzie równa częstotliwości na wejściu systemu) tylko wtedy jeśli łączne opóźnienie systemu (opóźnienie transmisji w światłowodzie oraz w układzie kompensacji) w danym kierunku będzie niezmiennie w czasie. Jak wynika z powyższych rozważań efektywna korekta tego opóźnienia (w nadajniku) jest możliwa tylko wtedy jeśli opóźnienie sygnałów przesyłanych w światłowodzie w obu kierunkach transmisji, będzie się zmieniać tak samo. Jednak w przeciwieństwie do transferu czasu nie jest w tym przypadku istotna znajomość bezwzględnego opóźnienia oraz nie jest istotna wartość asymetrii opóźnień w przeciwnych kierunkach transmisji.

W następnych rozdziałach omówione zostały dwie kluczowe techniki (realizacje) dystrybucji sygnałów referencyjnych, bazujące na powyżej opisanej metodzie dystrybucji. Obie opisane techniki, zaadaptowane do systemu DWDM, były podstawą do prowadzenia prac badawczych zaprezentowanych w niniejszej dysertacji.

2.2.3 DYSTRYBUCJA CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI W DOMENIE RF

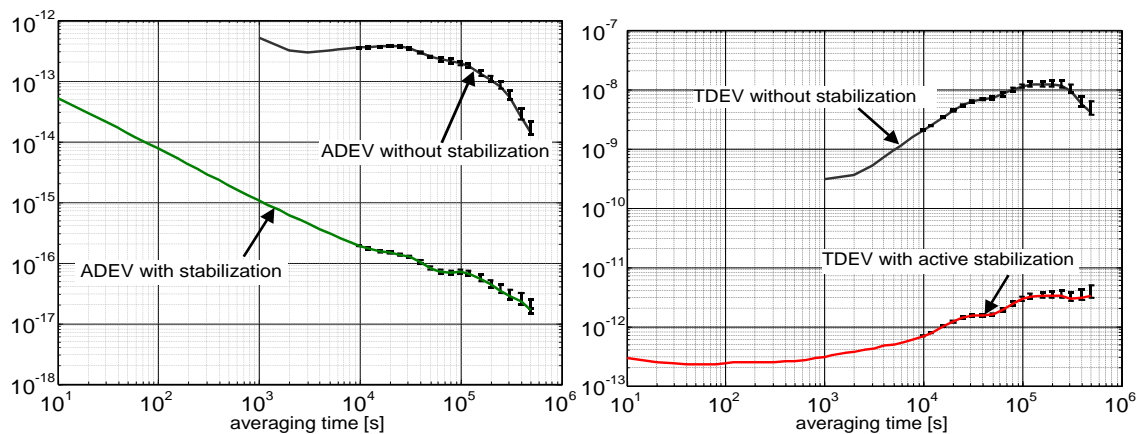
Obecnie najszersze zastosowanie mają elektryczne postacie sygnałów czasu (1 PPS) oraz częstotliwości (5, 10, 100 MHz). Grupę tych sygnałów referencyjnych zwykło się powszechnie nazywać „sygnałami RF” (ang. *Radio Frequency*), a ich przesyłanie w systemach światłowodowych, transferem „w domenie RF”. Przykładem systemu do dystrybucji tego typu sygnałów w sieci światłowodowej jest system ELSTAB (ang. *ELectronically STABilized fiber T/F distribution system*) [25] opracowany na Akademii Górniczo-Hutniczej, którego odpowiednio zmodyfikowana wersja (dostosowana do transmisji w parze włókien światłowodowych) była jednym z podstawowych elementów wykorzystywanych w badaniach zaprezentowanych w niniejszej dysertacji.

Podstawowa wersja tego systemu dedykowana jest do dystrybucji sygnałów 1 PPS oraz 10 MHz z wykorzystaniem pojedynczego włókna światłowodowego (rysunek 2.7). Wzorcowe sygnały elektryczne, podawane na wejście modułu lokalnego, kodowane są do domeny optycznej z wykorzystaniem modulacji intensywności światła i przesyłane są do modułu zdalnego światłowodem jednomodowym. Sygnał w module zdalnym dekodowany jest do postaci elektrycznej i jednocześnie jego kopia kodowana jest ponownie do postaci optycznej i wysłana zwrótnie do modułu lokalnego tym samym włóknem. W module lokalnym monitorowane są względne zmiany fazy obu sygnałów (referencyjnego oraz zwrotnego), na podstawie których w pętli sprzężenia zwrotnego korygowane są współbieżnie przestrajane linie opóźniające przez które przechodzą sygnały w obu kierunkach transmisji. Celem tej korekty jest utrzymanie stałego opóźnienia pomiędzy wejściem, a wyjściem całego systemu.



Rysunek 2.7 Uproszczony diagram działania systemu ELSTAB do dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości zaczerpnięty z [25]

Osiągalna dokładność oraz stabilność dystrybucji czasu i częstotliwości z wykorzystaniem dedykowanego, pojedynczego włókna (popularnie zwane transmisją w „ciemnym włóknie”), była przedmiotem wielu badań i publikacji [25], [58], [66], [67]. Na rysunku 2.8 przedstawione są wyniki stabilności transferu czasu i częstotliwości zaprezentowane w [25] z wykorzystaniem ponad 600 km linii światłowodowej. Na podstawie tych wyników łatwo zauważyć, iż system ELSTAB efektywnie kompensuje fluktuacje czasu propagacji w światłowodzie, zmniejszając niestabilność dystrybuowanych sygnałów referencyjnych o ponad trzy rzędy wielkości. W tym miejscu należy nadmienić, iż tak długie połączenia wymagają użycia dedykowanych wzmacniaczy optycznych. Przedstawiony link wykorzystywał dwukierunkowe wzmacniacze EDFA [47], [68]–[70].



Rysunek 2.8 Stabilność transferu czasu i częstotliwości 600 km linii światłowodowej z wykorzystaniem systemu ELSTAB na podstawie [25]

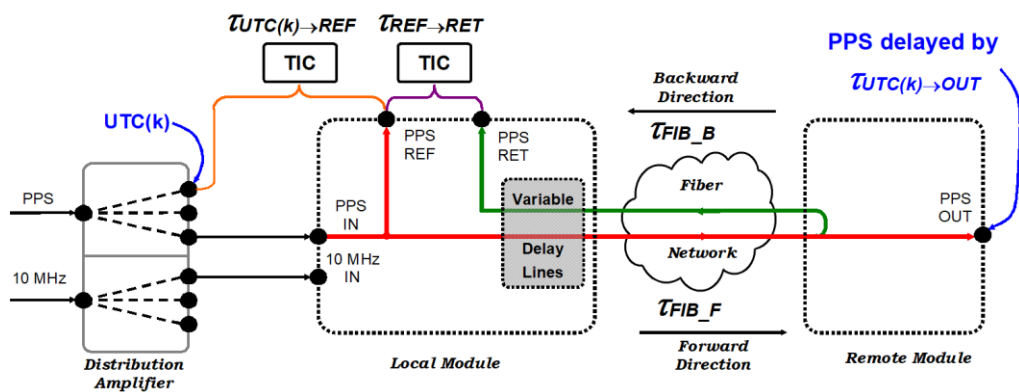
2.2.3.1 KALIBRACJA SYGNAŁU CZASU

W transmisji czasu przesyłane są sygnały (impulsy) ze ściśle zdefiniowaną częstotliwością (dla sygnału 1 PPS – jeden na sekundę). Podobnie jak w przypadku transferu częstotliwości, ważne jest aby przenieść bardzo wysoką stabilność kolejnych impulsów do zdalnego odbiorcy. Jednak czynnikiem różnicującym transfer czasu od częstotliwości jest konieczność precyzyjnego określenia położenia danego impulsu sekundowego na wybranej skali czasu. Konieczność określenia dokładnych relacji czasowych odbieranego sygnału względem wybranego źródła sygnału jest kluczowa dla zagwarantowania użyteczności systemu transmisyjnego. Tę relację czasową określa się dla danego sytemu w drodze kalibracji czyli określenia opóźnienia pomiędzy wejściem a wyjściem sygnału z określonym poziomem ufności.

Kalibrację systemu transmisyjnego można wykonać w dwojaki sposób. Pierwszy bazuje na wykorzystaniu zewnętrznego sytemu wzorcowania, względem którego porównywane są sygnały wejściowe i wyjściowe badanego układu (systemu transmisyjnego). Najczęściej oznacza to konieczność użycia dodatkowego systemu transmisyjnego umożliwiającego pomiar w punktach końcowych testowanego sytemu, posiadającego znacząco mniejszą niepewność transferu niż system podlegający kalibracji. W praktyce taka kalibracja systemu transferu wykorzystującego łącza światłowodowe jest trudna do realizacji ponieważ często jedyną alternatywą są połączenia bazujące na satelitarnym transferze czasu.

Systemy światłowodowe bazujące na dystrybucji sygnałów referencyjnych w pojedynczym włóknie umożliwiają określenie łącznego opóźnienia na podstawie pomiarów wykonanych z wykorzystaniem jedynie systemu podlegającego kalibracji oraz uwzględnieniu kilku wyliczonych korekt teoretycznych. W tym wypadku nie ma konieczności stosowania dodatkowych systemów zewnętrznych. W praktyce cecha ta jest niezwykle istotna, szczególnie że łącza światłowodowe cechuje dużo większa stabilność i mniejsza niepewność niż alternatywnych łączy satelitarnych.

Właśnie ten drugi sposób jest stosowany w przypadku kalibracji systemów dystrybucji czasu – ELSTAB (wykorzystujących do transmisji pojedyncze włókno światłowodowe). Koncepcja pomiarów kalibracyjnych tego systemu przedstawiona jest na rysunku 2.9.



Rysunek 2.9 Koncepcja pomiarów kalibracyjnych systemu ELSTAB wykorzystującego dedykowane włókno światłowodowe [71]

Dystrybuowany sygnał, zgodny z wybraną skalą czasu UTC(k), doznaje opóźnień przechodząc zarówno przez moduł lokalny jak i zdalny. Asymetria opóźnień związana z fizycznym wykonaniem urządzeń może być zmierzona w laboratorium. Dwa następane pomiary wykonywane są na finalnie zainstalowanej linii. Pierwszy z nich $\tau_{UTC(k) \rightarrow REF}$ związany jest ze specyfiką sytemu ELSTAB oraz sposobem znakowania sygnału 1 PPS w sygnale nadawanym. Drugi pomiar $\tau_{REF \rightarrow RET}$ jest łącznym opóźnieniem sygnału w linii światłowodowej w obu kierunkach transmisji. Do zmierzonej wartości $\tau_{REF \rightarrow RET}$ musi zostać dodany

czynnik określający asymetrię czasu propagacji w światłowodzie ($\tau_{FIB_F} - \tau_{FIB_B}$). Łączne opóźnienia systemu dystrybucyjnego (w jednym kierunku) wynosi [71]:

$$\tau_{UTC(k) \rightarrow OUT} = \tau_{UTC(k) \rightarrow REF} + \frac{1}{2} [\tau_{REF \rightarrow RET} + (\tau_{FIB_F} - \tau_{FIB_B}) + \tau_c] \quad (2.31)$$

gdzie τ_c to asymetria związana z fizycznym wykonaniem urządzeń: nadawczego (lokalnego) i odbiorczego (zdalnego).

Na asymetrię czasu propagacji w światłowodzie wpływ mają takie czynniki jak skumulowana dyspersja chromatyczna ($L \cdot D$), dyspersja polaryzacyjna wywołana dwójtłomością światłowodu (τ_{DGD}) oraz efekt Sagnaca (τ_s) wynikający z ruchu obrotowego Ziemi, opisany równaniem 2.26. Zatem:

$$\tau_{FIB_F} - \tau_{FIB_B} = L \cdot D \cdot (\lambda_F - \lambda_B) + \tau_{DGD} \pm \tau_s \quad (2.32)$$

Wpływ dyspersji chromatycznej związany jest z faktem użycia dwóch, różnych długości fal laserów (λ) po obu stronach linku. Jak już opisano to w punkcie 2.2.2, przypadek ten występuje w każdym rozwiązaniu opartym o dystrybucję z wykorzystaniem pojedynczego światłowodu ze względu na konieczność spektralnego rozdzielania sygnałów biegnących w przeciwnych kierunkach. Dyspersja polaryzacyjna (τ_{DGD}) jest z natury rzeczy zjawiskiem statystycznym o wartości oczekiwanej równej zeru [58]. Mimo to została ona umieszczona w powyższym wzorze aby zwrócić uwagę na jej niezerowy wpływ na niepewności transferu czasu. Jak już wspomniano wcześniej, we względnie nowych (kilkunastoletnich) konstrukcjach kabli światłowodowych, statystyczny parametr dyspersji polaryzacyjnej PMD_{coeff} wynosi $0,2 [ps / \sqrt{km}]$ [44], a więc typowa asymetria kilkuset kilometrowych linii nie powinna przekraczać kilku pikosekund [66].

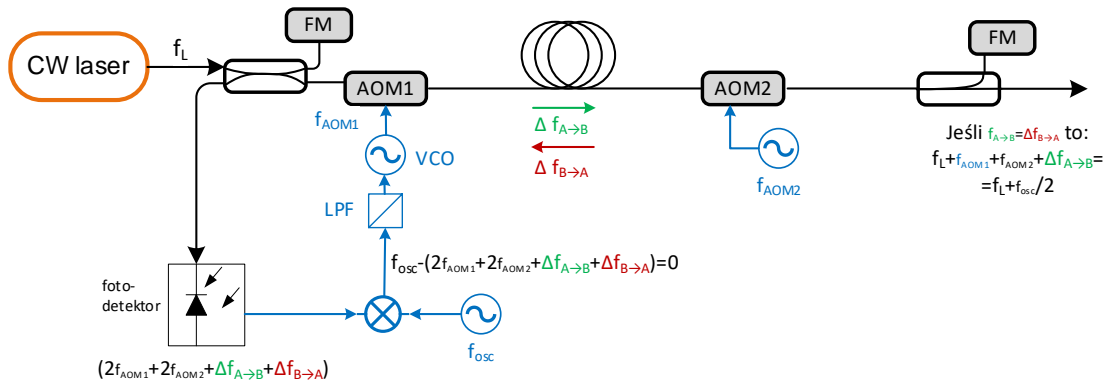
2.2.4 DYSTRYBUCJA CZĘSTOTLIWOŚCI Z WYKORZYSTANIEM NOŚNEJ OPTYCZNEJ

Za zegary o najwyższej stabilności generowanego sygnału, uważa się obecnie optyczne wzorce częstotliwości [5], [6]. We wzorcach tych podobnie jak w pozostałych zegarach atomowych referencyjnych częstotliwości stanowią atomy przechodzące z jednego poziomu energetycznego w drugi. W tym jednak przypadku przejście to odbywa się pod wpływem wiązki światła laserowego (w odróżnieniu do zegarów „RF”, gdzie przejście to jest wymuszone promieniowaniem mikrofalowym). To właśnie wąska spektralnie, stabilizowana w pętli sprzężenia zwrotnego, wiązka ciągłego światła laserowego jest wzorcem (referencją) częstotliwości optycznej. Przeniesienia sygnału referencyjnego (z zakresu teraherców) do innego zakresu widmowego lub RF dokonuje się z wykorzystaniem tak zwanych grzebieni optycznych [13], [39], [72], [73].

Światłowodowe systemy dystrybucji, dedykowane dla tego typu sygnałów, nie wymagają konwersji elektryczno-optycznej referencji na sygnał transmitowany w światłowodzie. Odpowiednią (dogodną) długość światła (często nazywaną „nośną optyczną”), można uzyskać poprzez dowiązanie lasera transmisyjnego do wzorcowej wiązki laserowej zegara z wykorzystaniem wspomnianego grzebienia optycznego. Sam system transmisyjny wykorzystuje w swej zasadzie działania niezerównoważony interferometr Michelsona, gdzie jednym z ramion interferometru jest linia światłowodowa. Koncepcja systemu dystrybucji ze stabilizacją drogi optycznej przedstawiona jest na rysunku 2.10.

W systemie tym światło wysłane z nadajnika doznaje w światłowodzie zmiany fazy, a w konsekwencji powoduje także przesunięcie częstotliwości o wartość ($\Delta f_{A \rightarrow B}$). Poza przesunięciem częstotliwości indukowanym w światłowodzie, światło docierające do zdalnego odbiorcy jest przesunięte względem referencyjnej częstotliwości lasera f_L o zmieniającą się w czasie nastawę (regulowaną przestrajalnym oscylatorem VCO) modulatora akustooptycznego AOM1 (ang. *acousto-optic modulator*) znajdującego się w nadajniku oraz o stałą, znaną wartość częstotliwości modulatora AOM2 (w odbiorniku). Następnie zostaje ono częściowo odbite przez lustro Faradaya (FM) i zawrócone w kierunku nadajnika.

Przesunięcie częstotliwości modulatorem AOM2 jest wymagane w celu odseparowania sygnału głównego (pożądanego) od odbicia wstecznego oraz rozpraszania Rayleigha (sygnały niepożądane). Elementem kompensującym przesunięcie częstotliwości w sygnale wyjściowym jest modulator AOM1, którego częstotliwość powinna zmieniać się przeciwnie do zmian częstotliwości indukowanych w światłowodzie ($\Delta f_{A \rightarrow B}$).



Rysunek 2.10 Koncepcja działania systemu dystrybucji nośnej optycznej

Informacje o fluktuacjach fazy (przesunięciu częstotliwości w światłowodzie) można uzyskać po stronie lokalnej (w nadajniku) dokonując detekcji sygnału optycznego (w fotodetektorze) w procesie tak zwanego zdudniania (lub inaczej mieszania optycznego bądź detekcji heterodynowej) wiązki światła lasera lokalnego z wiązką światła zawróconego na zdalnym końcu.

$$f_{Det} = 2f_{AOM1} + 2f_{AOM2} + \Delta f_{A \rightarrow B} + \Delta f_{B \rightarrow A} \quad (2.33)$$

Porównując za pomocą miksera chwilową częstotliwość f_{Det} z częstotliwością lokalnego oscylatora f_{osc} możliwe jest korygowanie, w pętli sprzężenia zwrotnego za pomocą AOM1, nadawanej częstotliwości tak aby utrzymać stałość częstotliwości w detektorze, a co za tym idzie aby skompensować wpływ linii światłowodowej.

$$f_{osc} - (2f_{AOM1} + 2f_{AOM2} + \Delta f_{A \rightarrow B} + \Delta f_{B \rightarrow A}) \cong 0 \quad (2.34)$$

Należy jednak w tym miejscu zauważyć, że utrzymanie stałej częstotliwości również na wyjściu systemu jest możliwe jedynie w przypadku założenia symetrii zmian fazy sygnału (przesunięcia częstotliwości) w obu kierunkach transmisji:

$$\Delta f = \Delta f_{A \rightarrow B} = \Delta f_{B \rightarrow A} \quad (2.35)$$

W takim przypadku częstotliwość wyjściowa wynosi: $f_L + f_{osc}/2$.

W tym miejscu nieco szerszego wyjaśnienia wymaga sposób detekcji fluktuacji częstotliwości sygnału optycznego, czyli zdudniania sygnałów na fotodiodzie. Prąd wyjściowy fotodetektora jest proporcjonalny do czułości fotodiody R , oraz mocy odbieranego sygnału optycznego P . Moc optyczna jest z kolei zależna od kwadratu natężenia pola elektrycznego E fali elektromagnetycznej:

$$I \sim R \cdot |E|^2 \quad (2.36)$$

W rozpatrywanym przypadku na fotodiodę trafia superpozycja sygnałów optycznych E_L (sygnał

nadawany) oraz E_R (sygnał zawrócony). Natężenia pola elektrycznego obu fal świetlnych można zapisać w postaci:

$$E_L = A_L \cdot e^{j(2\pi f_L t)} \quad (2.37)$$

$$E_R = A_R \cdot e^{j(2\pi f_R t)} \quad (2.38)$$

gdzie: A_L i A_R to amplitudy natężenia pola elektrycznego nadawanego i odbieranego, a f_L częstotliwość fali świetlnej lasera nadawczego. Częstotliwość sygnału powrotnego to:

$$f_R = f_L + 2(f_{AOM1} + f_{AOM2} + \Delta f) \quad (2.39)$$

Na podstawie powyższego można wyznaczyć prąd fotodiody:

$$I \sim R \cdot (|E_L|^2 + |E_R|^2 + 2 \cdot |E_L| \cdot |E_R| \cdot \cos[2\pi(f_L - f_R)t]) \quad (2.40)$$

Powyższe równanie można także przedstawić w analogicznej postaci z wykorzystaniem mocy optycznych:

$$I \sim R \cdot (P_L + P_R + 2 \cdot \sqrt{P_L \cdot P_R} \cdot \cos[2\pi(f_L - f_R)t]) \quad (2.41)$$

Wartość prądu fotodiody zależy od trzech składników. Dwa pierwsze związane są z odbieraną mocą optyczną, jednak najbardziej interesujący jest składnik trzeci (funkcja cosinus) zawierający informacje o różnicy częstotliwości odbieranych sygnałów świetlnych. Ostatecznie, uwzględniając 2.39, właśnie wartość ostatniego składnika dostarcza informację o wartości korekty częstotliwości jaka musi zostać uwzględniona w modulatorze AOM1 aby skompensować przesunięcie częstotliwości indukowane fluktuacjami opóźnienia linii światłowodowej (czyli aby utrzymać stałą częstotliwość w detektorze – patrz wzór 2.34).

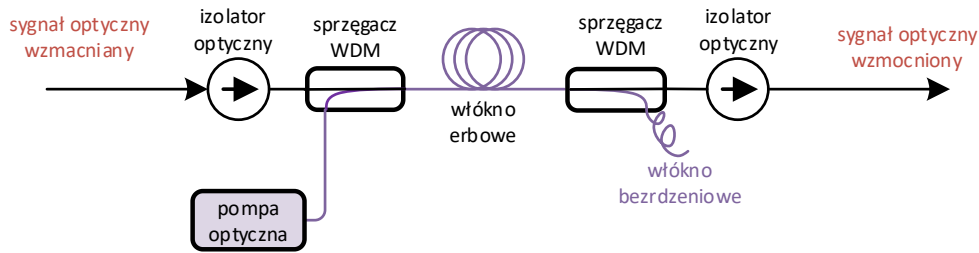
Obecne systemy dystrybucji nośnej optycznej służą do transferu częstotliwości wzorcowej i nie oferują (jak dotąd) transferu skali czasu. W związku z tym nie ma konieczności absolutnej kalibracji linku – wyznaczenia łącznego opóźnienia pomiędzy wejściem, a wyjściem systemu.

2.3 KONCEPCJA DYSTRYBUCJI CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI W SYSTEMACH DWDM

Systemy DWDM (ang. *Dense WDM*) są jedną z odmian techniki zwielokrotnienia falowego WDM (ang. *Wavelength Division Multiplexing*), których główną cechą jest możliwość jednoczesnego transferu wielu sygnałów optycznych na różnych długościach fali w jednym włóknie światłowodowym. Inną odmianą WDM są systemy CWDM (ang. *Coarse Wavelength Division Multiplexing*) wyróżniające się większą szerokością kanału optycznego, a co za tym idzie mniejszą pojemnością (ilością podnośnych). Obecnie, systemy CWDM znajdują swoje zastosowanie w sieciach o zasięgu miejskim i dostępowym, natomiast sieci DWDM stosowane są głównie w transmisjach regionalnych i międzynarodowych. W przeszłości, rozróżniano kilka odmian systemów DWDM w zależności od gęstości zwielokrotnienia (tj. szerokości kanału optycznego), jednak wraz pojawieniem się technologii elastycznego definiowania pasma (ang. *Flex Grid*) [74] podział ten stracił swoje pierwotne znaczenie.

Jedną z pierwszych koncepcji sieci WDM przedstawiona została w roku 1970 [75], a pierwsze komercyjne wdrożenia zrealizowane zostały w latach 80-tych. Obecne systemy DWDM są skutkiem dynamicznego rozwoju technologii półprzewodnikowych i diod laserowych pracujących w obszarze III okna transmisyjnego (1550nm), które swój początek mają w latach 90-tych. Transmisja sygnałów w tym zakresie częstotliwości charakteryzuje się niską tłumiennością światłowodów oraz możliwością wzmocnienia sygnału z wykorzystaniem szerokopasmowych wzmacniaczy EDFA (ang. *Erbium-Doped Fiber Amplifier*). Podstawowym elementem tych wzmacniaczy jest odcinek światłowodu krzemionkowego domieszkowanego erbem, a wzmocnienie sygnału jest uzyskiwane na skutek zachodzenia zjawiska emisji

wymuszonej. Dla osiągnięcia wzmocnienia konieczne jest wzbudzenie jonów erbu do wyższego stanu energetycznego (stan metastabilny) przez laser pompujący (rysunek 2.11).



Rysunek 2.11 Uproszczonego schemat wzmacniacza erbowego (EDFA)

We wzmacniaczach EDFA zazwyczaj stosuje się izolatory optyczne, zabezpieczające go przed niekontrolowanym wzbudzeniem przez światło odbite na bliskich złączach światłowodowych. Wielokrotne odbicia po obu stronach wzmacniacza mogą prowadzić do jego samowzbudzenia i wygenerowania losowych prążków światła o bardzo dużej amplitudzie, co z kolei będzie powodować zakłócenia lub zerwanie transmisji. Użycie izolatorów sprawia, iż wzmacniacze te posiadają jeden, zdefiniowany kierunek transmisji.

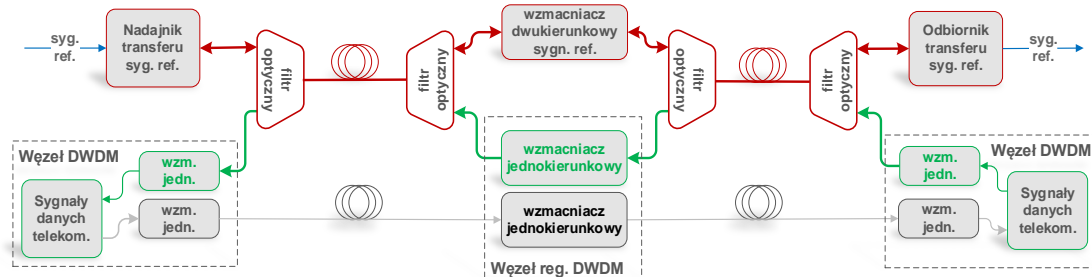
Drugi typ wzmacniaczy, używanych coraz powszechniej w sieciach DWDM, to wzmacniacze Ramana. Należą do grupy wzmacniaczy rozproszonych, ponieważ wzmocnienie jest generowane w światłowodzie transmisyjnym do którego pompowane jest światło o odpowiedniej długości fali i intensywności, wywołując wymuszone rozpraszanie Ramana (ang. *Stimulated Raman Scattering*, SRS). Mimo, iż wzmacniacze tego typu mogą działać zarówno w kierunku zgodnym z kierunkiem transmisji sygnałów optycznych, jak i w kierunku przeciwnym, unika się ich stosowania do transferu dwukierunkowego w jednym włóknie. Przyczyną jest duża moc pompowania optycznego, która w powiązaniu ze stosunkowo dużym poziomem sygnału wzmocnianego może skutkować wywołaniem efektów nieliniowych (jak na przykład mieszanie czterofalowe), powodując w efekcie wzajemnie zakłócenie poszczególnych kanałów. W praktyce użycie wzmacniaczy Ramana w połączeniach dwukierunkowych w pojedynczym włóknie (ang. *bidirectional*) nastęrcza wiele problemów technicznych.

Jednokierunkowość wzmacniaczy jest jedną z ważniejszych przyczyn, iż w systemach DWDM niemal wyłącznie stosuje się dwa osobne włókna dla realizacji transmisji dwukierunkowej (ang. *unidirectional*). Co prawda istnieją rozwiązania umożliwiające transmisję WDM dwukierunkową w pojedynczym włóknie światłowodowym z wykorzystaniem dodatkowych sprzęgaczy, filtrów lub cyrkulatorów optycznych, jednak istotne komplikacje techniczne nie są w żaden sposób zrekompensowane (np. przez zwiększoną pojemność systemu), a co za tym idzie są implementowane niemal wyłącznie w sieciach dystrybucyjnych jak np.: FTTH (ang. *Fiber To The Home*). Także dotychczas transmitowane sygnały telekomunikacyjne (takie jak dane, głos, wideo, sygnalizacja itp.) nie wymuszają użycia transmisji jednowłóknowej.

Jednak, jak już wspomniano wcześniej, możliwie idealna symetria zmian zachodzących dla kierunku „w przód” (ang. *forward*) i „w tył” (ang. *backward*) jest kluczowa dla dystrybucji ultrastabilnych sygnałów czasu i częstotliwości, gdyż tylko symetryczne zmiany mogą być skutecznie kompensowane (patrz punkt 2.2.2). Wszelkie fluktuacje opóźnienia różnicowego nieuchronnie pogarszają zarówno stabilność, jak i absolutną dokładność przesyłanych sygnałów referencyjnych.

Jednym z rozwiązań transferu czasu i częstotliwości w sieci DWDM, z zachowaniem pełnej symetrii kanału transmisyjnego, jest transfer dwukierunkowy w pojedynczym włóknie światłowodowym, w systemach pierwotnie zaprojektowanych jako jednokierunkowe [76]. W tej koncepcji sygnały

telekomunikacyjne przesyłane są nadal w standardowy sposób (jednokierunkowo, z wykorzystaniem pary włókien), natomiast sygnały metrologiczne są „wyplatane” pasywnym filtrem falowym w każdym węźle, wzmacniane dwukierunkowo, a następnie ponownie multipleksowane z sygnałem telekomunikacyjnym (rysunek 2.12). W efekcie sygnały czasu i częstotliwości są przesyłane dwukierunkowo w jednym włóknie, przy zachowaniu jednokierunkowej transmisji pozostałych sygnałów w parze włókien.



Rysunek 2.12 Metoda transmisji sygnałów czasu i częstotliwości dwukierunkowo w jednokierunkowym systemie DWDM

Właśnie dlatego, że sygnały czasu i częstotliwości są przesyłane w pojedynczym włóknie światłowodowym i wzmacniane z wykorzystaniem dedykowanych, dwukierunkowych wzmacniaczy, rozwiązanie to cechuje się podobnymi parametrami dokładności jak w przypadku transferu w dedykowanym włóknie [76]. Ewentualne zakłócenia fazy przesyłanego sygnału, wynikające z interakcji z kanałami danych (np.: mieszania czterofalowego) nie zostały jak dotąd zauważone. Jednakże implementacja tego rozwiązania wymaga fizycznej modyfikacji każdego węzła DWDM oraz instalacji dodatkowych, dedykowanych wzmacniaczy dwukierunkowych co w konsekwencji powoduje stosunkowo duże koszty inwestycyjne. Także integracja dwóch niezależnych systemów naraża kilku problemów technicznych, wśród których można wymienić:

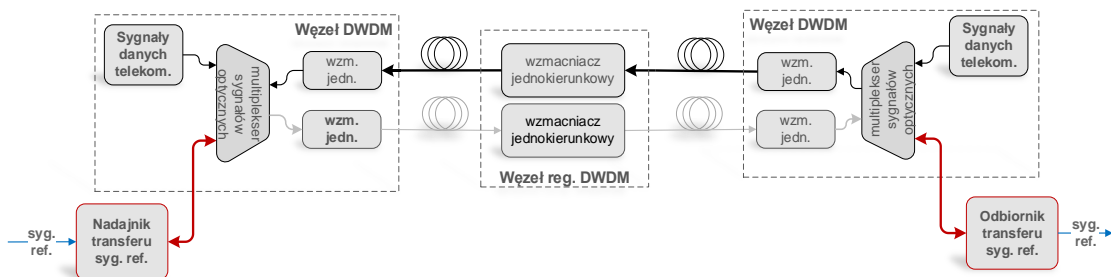
- a) Filtrowanie pasma. Jak już wspomniano rozwiązanie to wymaga zainstalowania dodatkowych filtrów które nieznacznie pogarszają budżet mocy optycznej sytemu DWDM, wprowadzając dodatkowe tłumienie (ok 1dB na jeden segment sieci DWDM). Ponadto, użycie filtrów pasywnych (o niezmiennej charakterystyce pasma przepustowego) ogranicza przyszły rozwój systemów dystrybucji czasu i częstotliwości do ściśle określonego spektrum optycznego.
- b) Samowzbudzenie wzmacniaczy dwukierunkowych (jednowłóknowych). W rozwiązaniach stosujących dedykowane włókno światłowodowe ryzyko samowzbudzenia wzmacniacza można istotnie ograniczyć poprzez zastosowanie skośnych złączy światłowodowych (ang. *Angled Physical Contact*), które w znacznej mierze redukują odbicia wsteczne sygnału optycznego. Niestety w obecnych urządzeniach DWDM nie stosuje się złączy skośnych, a także w połączeniach liniowych (pomiędzy urządzeniami a linią światłowodową) ciągle często spotyka się złącza proste (szczególnie w dużych serwerowniach). Zwiększony poziom odbicia może także powodować zabrudzenie złączy np. przy okazji wykonywania prac serwisowych. To wszystko sprawia, iż istnieje zwiększone ryzyko wystąpienia niekontrolowanego wzbudzenia wzmacniacza dwukierunkowego, który ze względu na ograniczone tłumienie w paśmie zaporowym użytych filtrów optycznych, jest niejednokrotnie w stanie zakłócić kanały transmisji danych.
- c) Interakcja wzmocnień w przypadku użycia wzmacniaczy Ramana w systemach DWDM. Ponieważ, jak już wspomniano wcześniej, wzmacniacze Ramana wzmacniają sygnał w włóknie liniowym, dlatego też filtry separujące kanały metrologicznych od kanałów danych nie są w stanie odseparować wzmocnień dwóch systemów (wzmacniacza Ramana oraz dwukierunkowego wzmacniacza EDFA). W praktyce szeregowo połączenie tych dwóch wzmacniaczy, działających w obu kierunkach transmisji, powoduje szereg komplikacji i niepożądanych efektów. Wśród nich można wymienić choćby: obniżony próg na samowzbudzenie wzmacniacza dwukierunkowego EDFA, obniżony próg występowania stymulowanego rozproszenia Brillouina (SBS), możliwość

wygenerowania tak zwanego grzebienia optycznego [77] czy chwilowe zakłócenie wzmocnienia Ramana. Charakterystyka wszystkich wspomnianych efektów wykracza poza zakres niniejszej dysertacji, jednak należy stwierdzić, iż mogą one zakłócać sygnały w całym paśmie optycznym (w tym sygnały danych).

- d) **Zarządzanie dwoma niezależnymi systemami.** Jak pokazano powyżej, pomimo zastosowania filtrów optycznych, istnieje znacząca interakcja systemów DWDM (transmisji danych) oraz dystrybucji sygnałów metrologicznych. Jednocześnie, brak zdefiniowanych standardów komunikacji, jest przeszkodą do opracowania wspólnego systemu zarządzania, który mógłby w sposób automatyczny regulować balans wzmocnień w czasie rzeczywistym, oraz reagować na zmieniające się warunki propagacji sygnałów. Obecnie każda większa modyfikacja wzmocnienia Ramana może doprowadzić do nieprawidłowej pracy bądź wręcz zerwania transmisji w jednym lub obu systemach.

Powyższe problemy sprawiają, że rozwiązanie to ciągle budzi duże obawy operatorów telekomunikacyjnych w kwestii bezpieczeństwa transmisji i doczekało się jedynie jednostkowych implementacji w sieciach naukowych [78], [79].

Alternatywnym rozwiązaniem jest realizacja dwukierunkowego transferu czasu i częstotliwości w sieci DWDM z wykorzystaniem pary włókien. W tym przypadku sygnały metrologiczne są multipleksowane (poprzez zwielokrotnienie falowe w dedykowanym kanale optycznym) z sygnałami telekomunikacyjnymi i przesyłane poprzez niezmodyfikowaną sieć. Oznacza to, że sygnały transmitowane w przeciwnych kierunkach są przesyłane w fizycznie różnych włóknach optycznych oraz przechodzą przez różne moduły systemu DWDM (rysunek 2.13).



Rysunek 2.13 Transmisja sygnałów metrologicznych w niezmodyfikowanej sieci DWDM

W tym rozwiązaniu używa się wspólnych, istniejących w strukturze sieci, wzmacniaczy optycznych dla całego przeniesionego pasma optycznego. Ponadto, jest ono technicznie dużo prostsze do realizacji, wymaga znacznie mniejszych nakładów finansowych niż rozwiązanie dwukierunkowe we wspólnym włóknie, a co najważniejsze jest akceptowalne przez większość operatorów telekomunikacyjnych. Niestety „koszt” takiego rozwiązania to zachwianie niezwykle istotnej (patrz punkt 2.2.2) symetrii pomiędzy kanałem nadawczym, a kanałem zwrotnym, co może powodować pogorszenie stabilności i dokładności transferu czasu i częstotliwości. Pomimo powyższych zastrzeżeń, wykorzystanie sieci telekomunikacyjnej DWDM do transmisji referencyjnych sygnałów czasu i częstotliwości jest jedną z najtańszych, a czasami wręcz jedyną, możliwą do zaimplementowania metodą dystrybucji tego typu sygnałów w sieci optycznej (między innymi ze względu na brak wolnych włókien). Ponadto, dzięki łatwości implementacji, rozwiązania tego typu mogą być niezwykle atrakcyjne dla szerokiego grona odbiorców – zarówno z środowiska metrologicznego jak i innych dziedzin nauki, przemysłu oraz usług.

Właśnie ten drugi sposób transferu sygnałów referencyjnych (wykorzystujący niezmodyfikowaną strukturę sieci DWDM) był podstawą badań i analiz przedstawionych w następnych rozdziałach niniejszej pracy. Oszacowanie przewidywanej stabilności i dokładności transferu sygnałów referencyjnych jest niezbędne do oceny przydatności takiego rozwiązania dla określonych zastosowań.

3 ANALIZA CZYNNIKÓW DETERMINUJĄCYCH STABILNOŚĆ I DOKŁADNOŚĆ DYSTRYBUCJI CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI W SIECI DWDM

Powszechność sieci DWDM oraz ich coraz większa owartość na transmisję sygnałów pochodzących z urządzeń różnych producentów, w ramach wspólnego optycznego systemu transmisyjnego, skłania do rozważenia możliwości wykorzystania tego zasobu dla dystrybucji ultrastabilnych sygnałów czasu i częstotliwości. Jak wspomniano w rozdziale 2.3 operatorzy telekomunikacyjni preferują przesyłanie wszelkich sygnałów optycznych w fizycznie rozdzielonych kierunkach transmisji (czyli z wykorzystaniem osobnych włókien światłowodowych i poszczególnych komponentów systemu DWDM). Jednocześnie (jak wskazano w punkcie 2.2.2) dystrybucja sygnałów czasu i częstotliwości wymaga zachowania jak największej symetrii oddziaływania zakłóceń zewnętrznych na oba kierunki transmisji jednocześnie. W tym miejscu należy podkreślić, iż pojęcie zakłóceń zawężamy tutaj jedynie do takich które skutkują zmianą opóźnienia czasu propagacji lub fazy przesyłanego sygnału referencyjnego. Niezależnie od zastosowanej metody transferu czasu i częstotliwości (patrz punkt 2.2.2), skutecznie kompensowane są jedynie te zakłócenia, które oddziałują symetrycznie na oba kierunki transmisji.

Aspekt zmienności opóźnienia różnicowego w systemach DWDM nie miał znaczenia w przypadku transmisji typowych sygnałów telekomunikacyjnych (głos, dane, sygnalizacja itp.) i dlatego systemy te nie były w żaden sposób badane i optymalizowane pod tym kątem. Badania takie są jednak niezbędne dla oszacowania niestabilności i niedokładności dystrybucji sygnałów metrologicznych, a w konsekwencji określenia zakresu zastosowań tych sygnałów (dystrybuowanych z wykorzystaniem sieci telekomunikacyjnej).

W niniejszej dysertacji osobnej analizie poddano efektywność kompensacji zmian czasu propagacji sygnałów referencyjnych transmitowanych w parze włókien światłowodowych oraz oddzielnie w poszczególnych urządzeniach/modułach systemu DWDM. Założeniem takiego podziału była zarówno chęć identyfikacji potencjalnych źródeł asymetrycznych zmiany czasu propagacji, ich charakteru, wielkości oraz możliwości praktycznego wykorzystania wyników pomiarów dla oszacowania niepewności transferu sygnałów referencyjnych w dowolnym systemie transmisyjnym (niezależnie od wybranego rozwiązania DWDM).

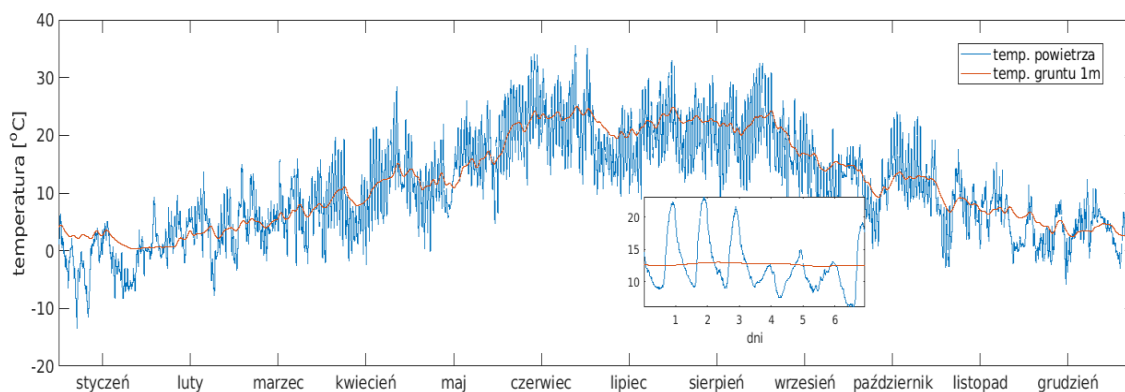
W zakresie badań nad wpływem światłowodów na efektywność dystrybucji sygnałów referencyjnych, przeprowadzono eksperymenty z wykorzystaniem najczęściej spotykanych rodzajów włókien światłowodowych oraz kabli, używanych w lądowych systemach telekomunikacyjnych. Ze względu na wysokie nakłady inwestycyjne i długi czas użytkowania, infrastruktura światłowodowa charakteryzuje się małą dynamiką zmian rozumianych jako wprowadzanie nowych typów włókien i kabli. Niestety, w przeciwieństwie do infrastruktury światłowodowej, urządzenia DWDM charakteryzują się dużo większą częstotliwością znaczących modyfikacji technologicznych systemu. W związku z tym, w niniejszej dysertacji poddano analizie dwie ostatnie generacje sieci DWDM. Pierwsza nieco starsza, lecz ciągle powszechnie używana generacja DWDM, optymalizowana jest pod kątem transmisji sygnałów optycznych niekoherentnych, gdzie wartość informacyjna jest zakodowana w intensywności przesyłanego światła. Ten typ transmisji stanowił znaczące ograniczenie w rozwoju przepływności większych niż 10 Gbit/s w jednym optycznym kanale transmisyjnym. Najnowsza generacja systemów DWDM jest optymalizowana dla transmisji sygnałów koherentnych, czyli takich w których wartość informacyjna jest przenoszona z wykorzystaniem wielu aspektów falowych światła, takich jak: amplituda, częstotliwość i faza sygnału optycznego. Zastosowanie nowej koncepcji budowy nadajników i odbiorników umożliwiło także wyeliminowanie wszelkich modułów kompensacji dyspersji chromatycznej zainstalowanych w linii (najczęściej w postaci szpul nawiniętego włókna o odpowiedniej długości i odwrotnej charakterystyce

dyspersyjnej) i przeniesienia tej funkcjonalności do odbiorników, gdzie dyspersja jest kompensowana z wykorzystaniem układów elektronicznych. W konsekwencji tej zmiany, sygnały koherentne mogą być przesyłane zarówno w nowszych jak i starszych typach systemów DWDM, natomiast sygnały niekoherentne o wysokich szybkościach modulacji (10 Gbit/s), zaimplementowane w sieci nowej generacji mają znacznie ograniczony zasięg (praktycznie poniżej 100 km). Obecne rozwiązania transferu czasu i częstotliwości RF (jak np. system ELSTAB) co prawda bazują na modulacji intensywności światła (sygnały niekoherentne), jednak używają stosunkowo niskich prędkości transmisji i dzięki temu możliwy jest transfer na odległości większe niż 1000 km w obu generacjach systemów DWDM.

W dalszej części niniejszego rozdziału przedstawiono analizę głównych źródeł degradacji przesyłanych sygnałów czasu i częstotliwości: w rozdziale 3.1 opisano wpływ linii (kable) światłowodowych, natomiast w rozdziale 3.2 przedstawiono wpływ różnych komponentów (modułów) systemu DWDM. Rozdział 3.3 zawiera porównanie jakości transferu sygnałów referencyjnych w dwóch różnych generacjach sieci DWDM.

3.1 WPŁYW KABLI ŚWIATŁOWODOWYCH

Optyczne systemy transmisyjne budowane są z wykorzystaniem różnych typów kabli światłowodowych w zależności od potrzeb, możliwości i zastosowań. Jak już wspomniano, w komunikacji DWDM o zasięgu regionalnym i międzynarodowym najczęściej stosuje się obecnie włókna zgodne ze standardami ITU G.652 oraz G.655. Oba typy włókien należą do grupy światłowodów jednomodowych, których współczynnik czułości termicznej szacuje się na poziomie od 37 do 40 $\left[\frac{ps}{km \cdot K}\right]$. Dotychczasowe badania [25], [58], [66] wskazują, iż to właśnie fluktuacje temperatury są dominującym czynnikiem wywołującym zmiany czasu propagacji sygnałów optycznych w światłowodzie. Analizując szybkość i zakres zmian temperatury w gruncie oraz w powietrzu (rysunek 3.1) łatwo można zauważyć, iż kable doziemne powinny charakteryzować się stosunkowo wolnymi i wykazującymi długie (kilkunastodniowe) trendy, zmianami czasu propagacji. Natomiast w kablach napowietrznych można się też spodziewać wyraźnych oscylacji o charakterze dobowym.

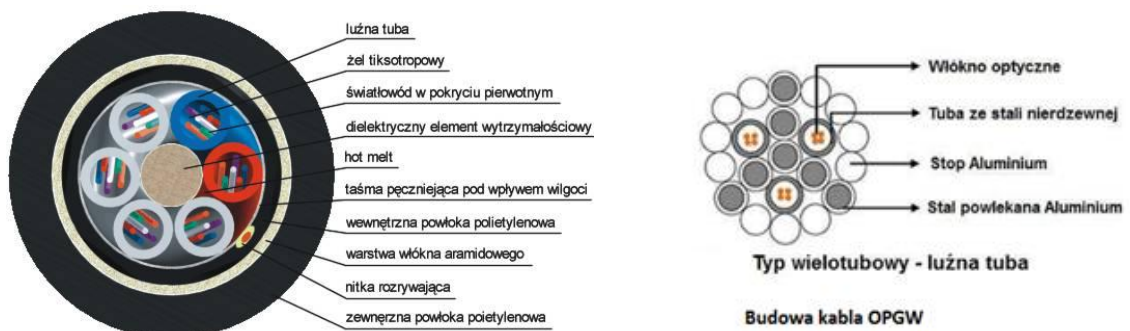


Rysunek 3.1 Przykładowe, roczne zmiany temperatury powietrza oraz gruntu na głębokości jednego metra, zarejestrowane w Polsce (Legionowo) w 2019 roku. Rysunek wewnętrzny pokazuje powiększoną część przebiegu dla wybranego tygodnia

Systemy dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości efektywnie kompensują, w pętli sprzężenia zwrotnego, tę część zakłóceń, która symetrycznie oddziałuje na zmianę czasu propagacji w obu kierunkach transmisji (kanał w przód oraz kanał zwrotny). Oznacza to, że wszelkie różnice oddziaływania będą ograniczać stabilność oraz dokładność dystrybuowanych sygnałów metrologicznych [65], [80]. W związku

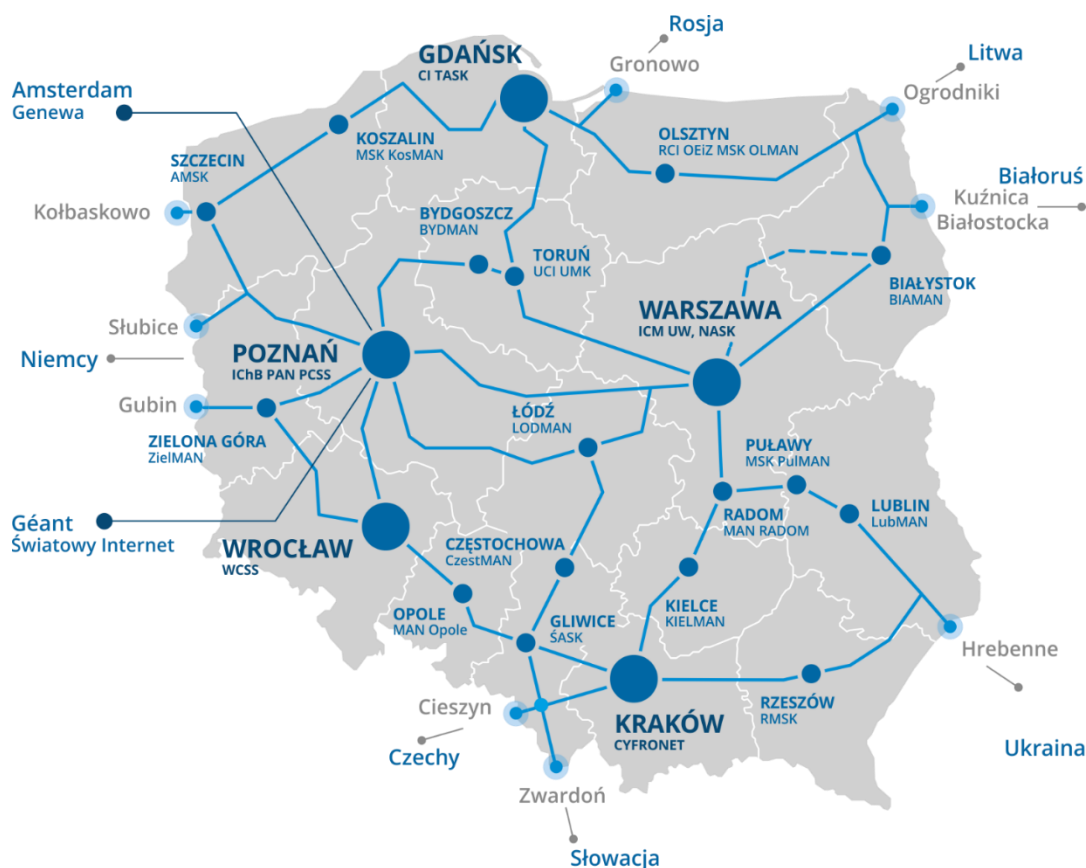
z tym, dla prawidłowej oceny jakości transferu czasu i częstotliwości w systemach DWDM, niezbędne jest oszacowanie fluktuacji różnicowego czasu propagacji w parze włókien światłowodowych.

W rzeczywistych implementacjach systemów DWDM, do transmisji w obu kierunkach używane są dwa włókna umieszczone wewnątrz pojedynczej, tak zwanej „luźnej tuby” światłowodowej o średnicy około 1,8mm (rysunek 3.2). Tak bliska odległość pary włókien światłowodowych, przypadkowość ich ułożenia wewnątrz tuby oraz skręt tuby w samym kablu sugerowałyby, że zmiany termiczne oraz mechaniczne (wibracje) powinny, z dużym przybliżeniem, identycznie oddziaływać na oba włókna. Znajomość konstrukcji kabli światłowodowych sugeruje, iż ewentualny, niewielki asymetryczny wpływ zakłóceń powinien mieć charakter lokalny i statystycznie przypadkowy wzdłuż całej długości kabla liniowego. Jednak dotychczasowe badania [26] wskazują, iż stabilność transferu częstotliwości z wykorzystaniem pary włókien może być nawet o 3 rzędy wielkości mniejsza niż przy użyciu pojedynczego włókna. Niestety, dostępne badania nie identyfikują jednoznacznie przyczyn aż tak znaczącej degradacji stabilności transmitowanych sygnałów. Brak odpowiedzi na powyższe wątpliwości uniemożliwia ostateczną ocenę przydatności rozwiązań bazujących na dwuwłóknowym transferze czasu i częstotliwości. W związku z tym, w niniejszym rozdziale przedstawiono badania, które są uzupełnieniem obecnej wiedzy w tym zakresie.



Rysunek 3.2 Przykładowy przekrój kabla światłowodowego doziemnego oraz napowietrznego OPGW [81]

W celu wyizolowania i poprawnego zbadania zjawiska zmian różnicowego czasu propagacji w parze włókien światłowodowych, niezbędne było przeprowadzenie pomiarów z wyłączeniem urządzeń DWDM, tak aby przedmiot badania nie był zamaskowany przez wpływ tych urządzeń. W celu odwzorowania zjawisk zachodzących w realnej sieci, badania (przedstawione w następnych podrozdziałach) przeprowadzono dla różnych typów kabli: doziemnych oraz napowietrznych (podwieszanych), będących częścią operacyjnej, ogólnopolskiej akademickiej sieci PIONIER (rysunek 3.3) [82]. Oba wspomniane typy kabli są powszechnie stosowane w budowie naziemnych sieci światłowodowych.

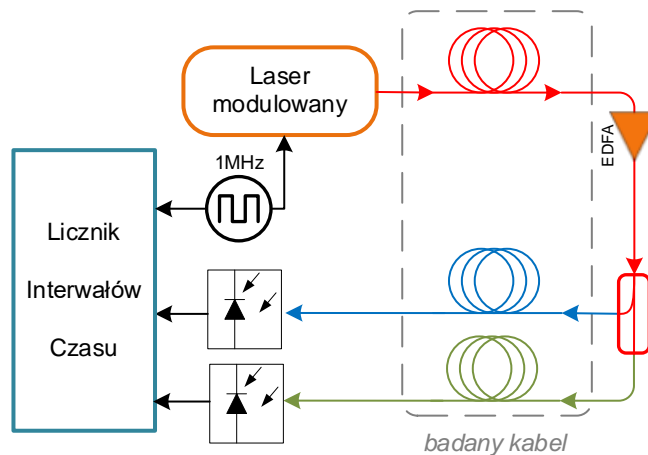


Rysunek 3.3 Połączenia sieci PIONIER [82]

3.1.1 FLUKTUACJE RÓŻNICOWEGO CZASU PROPAGACJI W PARZE WŁÓKIEN ŚWIATŁOWODOWYCH

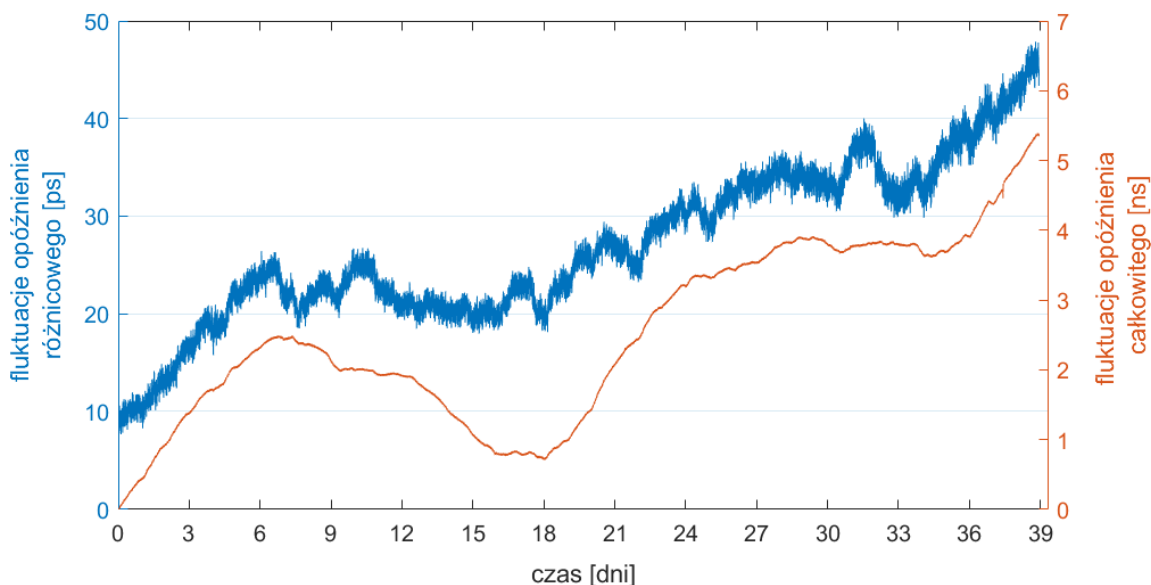
W celu zbadania fluktuacji różnicowego czasu propagacji pary włókien światłowodowych, zestawiony został eksperyment którego schemat pomiarowy został przedstawiony na rysunku 3.4. W tym eksperymencie sygnał referencyjny stanowiło światło lasera, poddane modulacji intensywności, z wykorzystaniem sygnału prostokątnego o czasie narastania lepszym niż 500ps, syntezowanym w oparciu o referencję pochodzącą z masera wodorowego. Sygnał optyczny przesłany był do zdalnej lokalizacji, wzmacniony, rozdzielony (w pasywnym sprzęgaczu optycznym) i przesłany z powrotem dwoma innymi włóknami zlokalizowanymi w tym samym kablu. Zawrócone sygnały były dekodowane do postaci elektrycznej z wykorzystaniem detektorów z fotodiodami lawinowymi i porównywane między sobą oraz z lokalnym sygnałem referencyjnym. Różnice faz poszczególnych sygnałów rejestrowane były z wykorzystaniem wielokanałowego licznika interwałów czasu MTC108 [83], którego rozdzielczość wynosi 1,9 ps, a dokładność (wyrażona w postaci odchylenia standardowego) jest lepsza niż 10 ps dla pojedynczego pomiaru. Taki układ pomiarowy pozwolił na jednoczesną rejestrację zmian opóźnienia różnicowego (pomiędzy parą włókien powrotnych), jak i całkowitej zmiany opóźnienia w obu kierunkach (łącznie w przód i wstecz).

Pierwszy z testowanych kabli był pięćdziesięcio-kilometrowym fragmentem doziemnej linii światłowodowej sieci PIONIER, pomiędzy Poznaniem i Podrzewiem. Zarówno w tym jak i następnych tego typu pomiarach źródło laserowe, odbiorniki sygnału jak i licznik interwałów czasu zlokalizowane zostały w laboratorium którego stabilizacja temperatury była nie gorsza niż +/-0,15K, tak aby zminimalizować wpływ tych elementów na wynik pomiarów.



Rysunek 3.4 Uproszczony schemat blokowy układu pomiarowego służący do pomiaru fluktuacji różnicowego czasu propagacji w parze włókien, przy pomocy źródła z modulacją intensywności światła

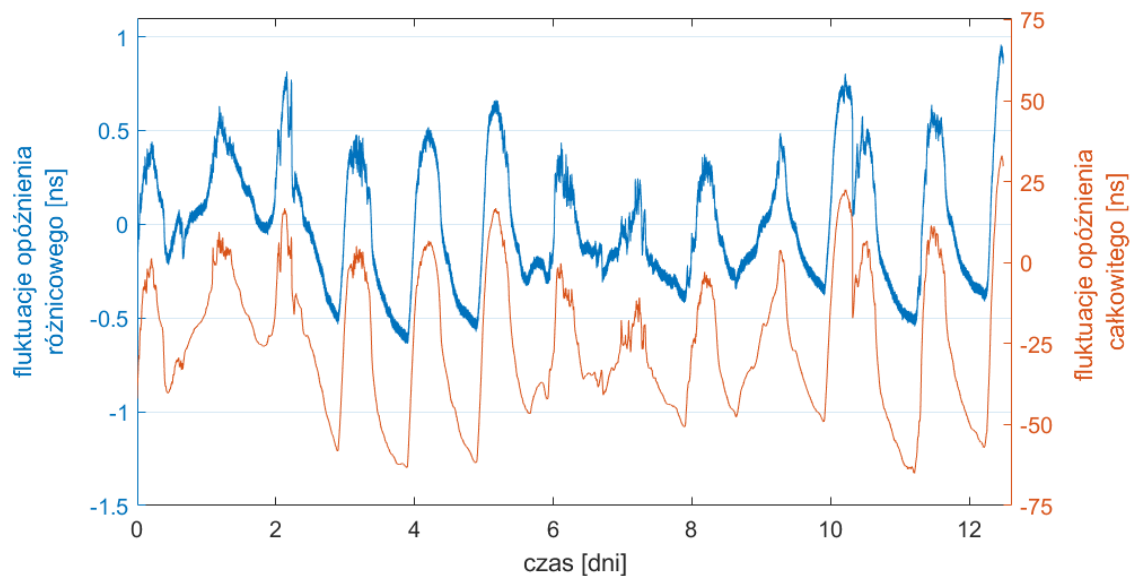
Rysunek 3.5 obrazuje 39-dniowy okres obserwacji fluktuacji opóźnienia różnicowego pary włókien światłowodowych oraz całkowitą zmianę opóźnienia linii (liczonego jako połowa czasu propagacji w przód i tył). Dla poprawy czytelności wykresu, przebieg fluktuacji różnicowych został uśredniony z wykorzystaniem średniej kroczącej o długości 500 próbek, tak aby zmniejszyć wpływ szumu układu pomiarowego (w tym szumu własnego licznika) na wynik pomiaru (szumy krótkoterminowe, widoczne w opóźnieniu różnicowym, wynikają głównie z szumu własnego licznika interwałów czasu). Już pierwszy ogląd tego wykresu wskazuje na znaczące podobieństwo przebiegów obu krzywych (współczynnik korelacji Pearsona obu przebiegów wynosi 0,93 co oznacza istotną korelację). Biorąc pod uwagę budowę kabla światłowodowego (przypadkowość ułożenia tub w kablu i włókien w tubie) oraz bardzo bliską odległość pomiędzy włóknami (badane były włókna z tej samej tuby), uzyskany wynik należy uznać za zaskakujący, ponieważ ogólne zmiany temperatury powinny oddziaływać statystycznie tak samo na oba badane włókna.



Rysunek 3.5 Fluktuacje opóźnienia całkowitego (krzywa pomarańczowa) i różnicowego (krzywa niebieska) pomiędzy dwoma włóknami w pięćdziesięcio-kilometrowym kablu doziemnym. Uwaga: różne skalowanie osi pionowych dla opóźnień całkowitych i różnicowych

Trudno także zakładać, iż zakłócenia inne niż termiczne (np. wibracje) oddziałują w sposób skorelowany z ogólną zmianą temperatury kabla. Można więc przypuszczać, że czułość cieplna pary badanych włókien nie jest dokładnie taka sama, a wahania różnicowego czasu propagacji wynoszą w tym przypadku około 1,2% wahań opóźnienia całkowitego. Na podstawie zmian całkowitego opóźnienia oraz zależności 2.20 można także oszacować, iż zmiana temperatury linii światłowodowej, w tym okresie, wynosiła nieco ponad 2,5°C.

Pomimo iż eksperymenty innych zespołów badawczych wskazywały na znacząco mniejszą stabilność transferu częstotliwości w parze włókien niż w pojedynczym włóknie światłowodowym [26], [80], [84], to jednak nigdy nie korelowano różnicowych fluktuacji opóźnienia z ogólnymi zmianami temperatury kabla światłowodowego. Dlatego też powyższy eksperyment został powtórzony także dla 110 km napowietrznej linii sieci PIONIER (pomiędzy Warszawą a Wyszkowem) zbudowanej w oparciu o kabel OPGW (ang. *Optical Ground Wire*). Tak jak poprzednio, użyto układu pomiarowego przedstawionego na rysunku 3.4. Wyniki obserwacji różnicowych fluktuacji opóźnienia pary włókien światłowodowych oraz całkowitej zmiany opóźnienia linii przedstawiono na rysunku 3.6.



Rysunek 3.6 Fluktuacje opóźnienia całkowitego (krzywa pomarańczowa) i różnicowego (krzywa niebieska) pomiędzy dwoma włóknami w kablu napowietrznym o długości 110 km. Uwaga: różne skalowanie osi pionowych dla opóźnień całkowitych i różnicowych

Podobnie jak poprzednio, można zauważyć bardzo silną korelację (współczynnik Pearsona równy 0,99) pomiędzy całkowitymi oraz różnicowymi zmianami czasu propagacji w parze włókien. Ponadto w tym przypadku widać znacząco większe, dobowe fluktuacje całkowitego opóźnienia, wywołane dużą zmiennością temperatury światłowodu. Na podstawie oszacowania dobowe zmiany mogły sięgać nawet 18°C. W efekcie także fluktuacje różnicowego opóźnienia sygnałów przesyłanych w parze włókien, mają znacząco większą amplitudę zmian - sięgając nawet 1 ns. Mimo tak dużych wahań temperatury kabla, oraz różnicy w jego budowie (konstrukcja aluminiowo-stalowa), różnicowe zmiany opóźnienia stanowią około 1,6% zmian całkowitych, co jest wartością podobną jak we wcześniej analizowanym przypadku. Podobne, dobowe oscylacje fazy dystrybuowanego sygnału (rzędu 500 ps), uzyskano mierząc stabilność transferu czasu i częstotliwości w systemie DWDM wykorzystującym kable napowietrzne, w szwedzkiej sieci naukowej SUNET [84], jednakże w pracy tej nie podjęto próby określenia ich przyczyny. Jak wynika z przeprowadzonej powyżej analizy, otrzymany wynik mógł być w tym przypadku zdominowany przez asymetryczne fluktuacje czasu propagacji pary włókien światłowodowych.

W celu weryfikacji przedstawionych obserwacji, powyższe eksperymenty zostały ponownie powtórzone na innym, siedemdziesięcio-kilometrowym odcinku doziemnej linii światłowodowej, zlokalizowanej pomiędzy Poznaniem a Gniezmem. W tym przypadku pomiary zostały przeprowadzone z wykorzystaniem siedmiu włókien. Pięć z nich było zgodne ze standardem ITU G.652 (standardowe włókna jednomodowe) natomiast dwa pozostałe były zgodne ze standardem ITU G.655 (włókna jednomodowe z przesuniętą dyspersją). Podobnie jak poprzednio, skoncentrowano się na porównaniach par włókien światłowodowych zlokalizowanych w jednej tubie (wykorzystanie pary włókien z jednej tuby jest typową praktyką w instalacjach systemu DWDM).

We wszystkich przypadkach zaobserwowano wyraźną korelację pomiędzy różnicowymi i całkowitymi zmianami opóźnienia, niemniej jednak współczynnik proporcjonalności (zdefiniowany jako wartość fluktuacji różnicowych w parze włókien światłowodowych odniesione do całkowitej zmiany opóźnienia światłowodu) był różny dla każdej analizowanej pary. Wyniki tych eksperymentów podsumowano w tabeli 1. W tabeli tej podana jest także zmierzona wartość asymetrii długości optycznej dla poszczególnych par włókien, wyrażona w jednostkach czasu opóźnienia. Na podstawie tej wartości można oszacować (znając współczynnik załamania światła) asymetrię długości włókien wyrażoną w metrach. We wszystkich analizowanych przypadkach, różnica długości pary włókien nie przekroczyła 1,2 metra, co stanowi około 0,001% długości całego łącza światłowodowego. Zatem wartość ta jest zdecydowanie zbyt mała aby mogła być bezpośrednią przyczyną wahań opóźnienia różnicowego w obserwowanej skali.

Tabela 1 Podsumowanie fluktuacji opóźnienia różnicowego badanych włókien światłowodowych

Typ kabla	Długość linii	Nr włókna	Typ włókna	Asymetria optyczna	Współczynnik proporcjonalności (θ)*
doziemny	50 km	23/24	G.652	--	1.2%
napowietrzny	110 km	29/30	G.652	1 ns	1.6%
doziemny	70 km	3/4	G.655	4,9 ns	3%
doziemny	70 km	22/23	G.652	5,7 ns	0.5%
doziemny	70 km	23/24	G.652	3,0 ns	0.3%
doziemny	70 km	25/26	G.652	0,5 ns	0.2%

* Fluktuacje opóźnienia różnicowego odniesione do opóźnienia całkowitego

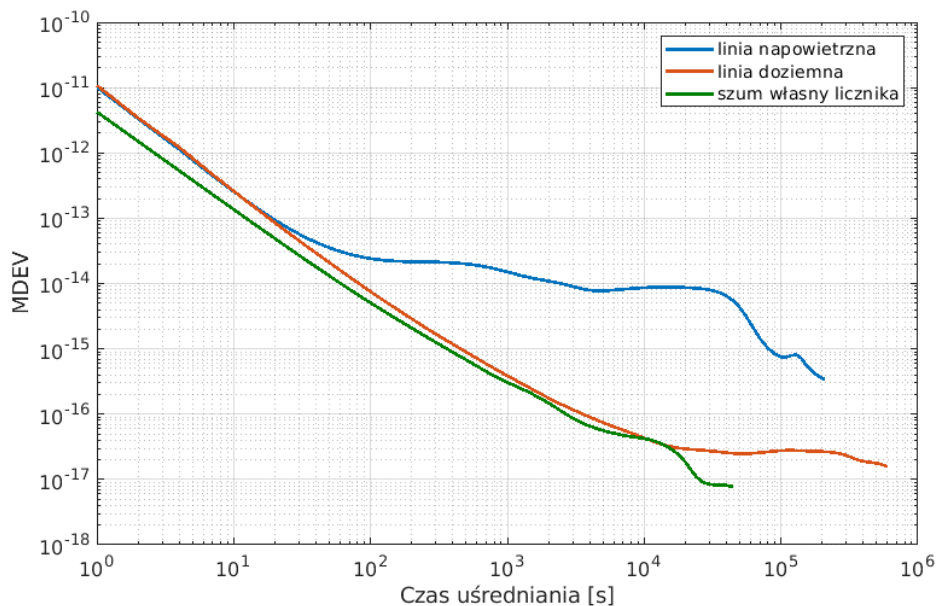
Przeprowadzone eksperymenty oraz analizy teoretyczne nie pozwalają, jak dotąd, jednoznacznie odpowiedzieć na pytanie jakie są przyczyny zaobserwowanej fluktuacji różnicowego czasu propagacji w parze włókien. Uzyskane wyniki nie umożliwiają także na postawienie tezy, iż typ kabla lub włókna światłowodowego ma znaczący wpływ na wartość współczynnika proporcjonalności. Jednak wydaje się, że po raz pierwszy wykazano bezpośrednią korelację całkowitej i różnicowej zmienności czasu propagacji w parze światłowodów [85]. Analiza danych prezentowanych w dostępnych artykułach (jak choćby [80]) wskazuje, że także inne zespoły badawcze mogły spotkać się z opisaną powyżej zależnością, jednak zjawisko to nie zostało przez nich zauważone i opisane. We wspomnianym artykule [80], można również odnaleźć silną korelację pomiędzy całkowitą, a różnicową zmianą czasu propagacji w parze włókien światłowodowych. Niestety autorzy tego artykułu nie analizowali swoich danych pod tym kątem, jednak z przedstawionych (w ich publikacji) wyników pomiarów można wywnioskować, iż badana 43 km linia

światłowodowa charakteryzowała się współczynnikiem proporcjonalności około 0,6%. Wartość ta jest tego samego rzędu wielkości jak uzyskane w eksperymentach zaprezentowanych niniejszej pracy.

Na podstawie danych przedstawionych w niniejszym punkcie oraz analizie wyników w dostępnej literaturze, należy przypuszczać iż asymetryczna zmienność opóźnienia dwóch włókien światłowodowych, rzędu kilku dziesiątych procenta do kilku procent ogólnych zmian opóźnienia, jest charakterystyczna dla większości obecnie produkowanych kabli światłowodowych, a co za tym idzie jest istotnym czynnikiem limitującym możliwe do uzyskania parametry bazujące na symetrii opóźnień (stabilność i niepewność transmitowanych sygnałów referencyjnych).

3.1.2 ŚREDNIO- I DŁUGOOKRESOWA NIESTABILNOŚĆ TRANSFERU W PARZE WŁÓKIEŃ ŚWIATŁOWODOWYCH

Opisane powyżej wahania opóźnienia różnicowego w parze włókien światłowodowych nie są kompensowane w znanych obecnie rozwiązaniach systemów stabilizacji pracujących w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego. Dlatego stanowią one ograniczenie osiągalnej stabilności transferu, zarówno czasu jak i częstotliwości. Rezultaty pomiaru fluktuacji różnicowego czasu propagacji w parze włókien światłowodowych (punkt 3.1.1), mogą być punktem wyjścia dla zobrazowania limitu stabilności transferu częstotliwości w systemach wykorzystujących transmisję dwuwłóknową. Rysunek 3.7 przedstawia oszacowanie przewidywanej niestabilności (przedstawione w formie wykresu MDEV) transferu sygnału referencyjnego dla dwóch przypadków: transmisji w parze włókien kabla napowietrznego (o długości 110 km) oraz doziemnego (o długości 70 km). Przed obliczeniami MDEV zarejestrowane fluktuacje opóźnienia różnicowego podzielone zostały przez dwa, gdyż na wyjściu stabilizowanego systemu widoczna jest połowa tych fluktuacji (porównaj wzór 2.30).

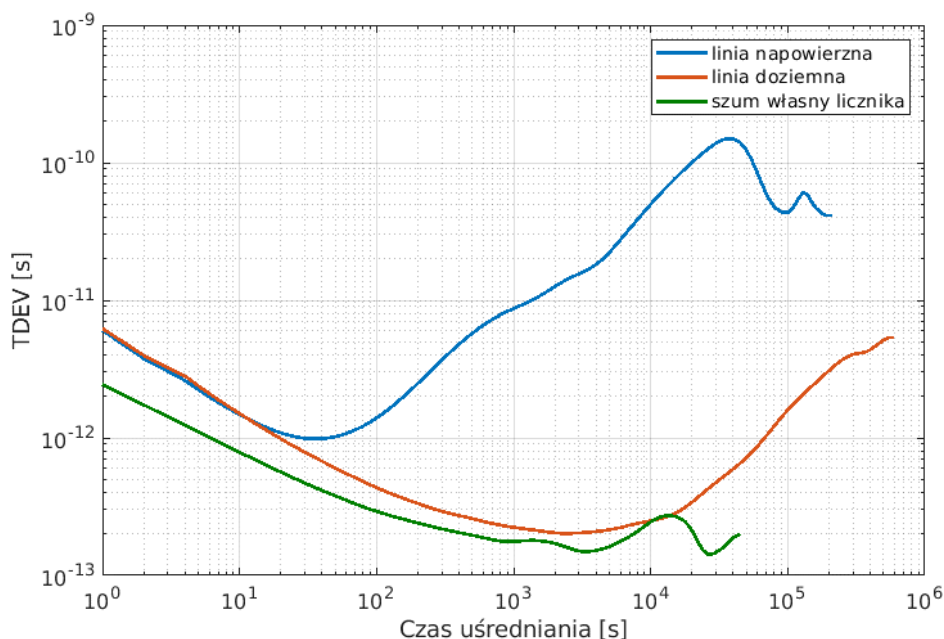


Rysunek 3.7 Oszacowanie przewidywanej niestabilności (MDEV) dla transferu częstotliwości z wykorzystaniem pary włókien, spowodowany fluktuacji opóźnienia różnicowego w kablu napowietrznym o długości 110 km (niebieski) i kablu doziemnym o długości 70 km (pomarańczowy)

Jak wynika z przedstawionego wykresu, stabilność transferu częstotliwości w linii napowietrznej z wykorzystaniem pary włókien jest znacząco limitowana zarówno dla średnich (powyżej 100 sekund) jak i długich czasów obserwacji (uśredniania). Limit 10^{-14} dla czasów uśrednień w zakresie od 100 s do połowy doby jest istotnym ograniczeniem dla transmisji ultrastabilnych sygnałów częstotliwości. Zgodnie z cyklem

zmian termicznych napowietrznej linii światłowodowej (patrz rysunek 3.5), dopiero uśrednienia powyżej doby wykazują znaczącą poprawę stabilności. Mimo to nadal są one o około rząd wielkości gorsze od analizowanej linii doziemnej, która wskazuje na ograniczenie stabilności długoczasowej na poziomie około 2×10^{-17} . W tym miejscu należy zaznaczyć, iż niestety zarówno użyta metoda pomiarowa (modulacja intensywności światła) jak i szum własny licznika (patrz rysunek 3.7), uniemożliwia wiarygodną ocenę niestabilności transferu z wykorzystaniem pary włókien: dla krótkich czasów uśrednień (w obu typach kabli) oraz dla niemal całego zakresu obserwacji w linii doziemnej. Jak się okazało, ocena wpływu zakłóceń limitujących stabilność transferu, bazującego na parze włókien światłowodowych, dla krótkich czasów uśrednień (poniżej 100 sekund), oraz w linii doziemnej musiała zostać zweryfikowana z użyciem innej metody pomiarowej, bazującej na transferze niemodulowanej częstotliwości optycznej. Ocena ta jest przedstawiona w osobnym punkcie 3.1.3.

Wyniki uzyskane w punkcie 3.1.1 mogą także posłużyć do oszacowania przewidywanej niestabilności dystrybucji znaczników czasu (sygnałów 1PPS). Na rysunku 3.8 przedstawiono, w formie wykresu TDEV, spodziewaną niestabilność transferu czasu z wykorzystaniem pary włókien światłowodowych dla dwóch linii: napowietrznej i doziemnej. Także w tym przypadku przed obliczeniami TDEV, zarejestrowane fluktuacje opóźnienia różnicowego podzielone zostały przez dwa, gdyż na wyjściu stabilizowanego systemu widoczna jest połowa tych fluktuacji (porównaj wzór 2.30).



Rysunek 3.8 Oszacowanie przewidywanej niestabilności (TDEV) dla transferu częstotliwości z wykorzystaniem pary włókien, spowodowany fluktuacji opóźnienia różnicowego w kablu napowietrznym o długości 110 km (niebieski) i kablu doziemnym o długości 70 km (pomarańczowy)

Jak wynika z przedstawionych wykresów (rysunek 3.8), również stabilność dystrybuowanych sygnałów czasu będzie silnie zależać od warunków pracy (zmienności temperatur) linii światłowodowej. Wyznaczony długoczasowy limit stabilności, analizowanej linii doziemnej, jest o rząd wielkości mniejszy od rozwiązania bazującego na kablu napowietrznym. Dla czasów uśredniania od 10^3 do 10^5 s ta dysproporcja jest jeszcze większa i wynosi ponad dwa rzędy wielkości. Podobnie jak w przypadku analizy wykresu MDEV, właściwa (ostateczna) ocena limitu stabilności, wynikającego z transmisji sygnałów z wykorzystaniem pary włókien w kablu napowietrznym, dla krótkich czasów uśrednień (poniżej 20 sekund), nie jest możliwa na podstawie zaprezentowanego wykresu. Wyniki w tym zakresie są zdominowane przez szum własny metody pomiarowej oraz użyty licznik. W przypadku kabla doziemnego,

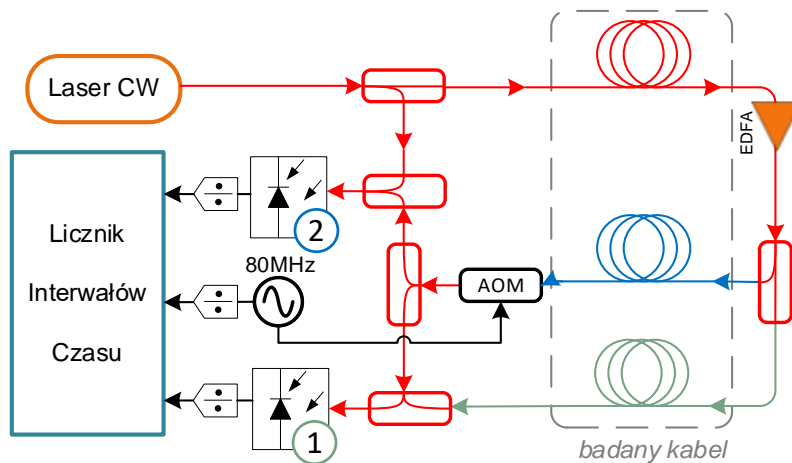
zakres w którym użyta metoda pomiarowa uniemożliwia jednoznaczną ocenę limitu stabilności transmisji, rozciąga się aż do połowy doby (czasu uśredniania). Dopiero pogorszenie stabilności powyżej 40000 s można uznać za właściwe ograniczenie wynikające z faktu użycia pary włókien.

Z przeprowadzonej analizy wynika także, iż linie napowietrzne mogą stanowić istotny limit dla systemów dystrybucji ultrastabilnych sygnałów czasu, od których oczekuje się stabilności na poziomie 100 ps (założonej w pierwszej tezie niniejszej dysertacji). Porównując długoczasową niestabilność czasu, uzyskaną dla analizowanej linii doziemnej, z rezultatami osiąganymi dla transferu referencyjnego (jakim jest transmisja w dedykowanym, pojedynczym włóknie światłowodowym) [25], można zauważyć iż uzyskane rezultaty są umiarkowanie (najwyżej kilkakrotnie) gorsze w przedstawionym zakresie uśrednień i wciąż z nadmiarem adekwatne do stabilności współcześnie generowanych skal czasu [86], [87].

3.1.3 KRÓTKOOKRESOWA NIESTABILNOŚĆ TRANSFERU W PARZE WŁÓKNIEN ŚWIATŁOWODOWYCH

Analiza fluktuacji różnicowego czasu propagacji w parze włókien światłowodowych, z wykorzystaniem układu wykorzystującego modulację intensywności światła (rysunek 3.4), jest wystarczająca dla linii napowietrznych w niemal w całym zakresie uśredniania (szum układu pomiarowego dominuje jedynie dla czasów obserwacji mniejszych niż 40 sekund) oraz dla długiego czasu uśredniania w linii doziemnej (patrz punkt 3.1.2). Niestety, na podstawie tych pomiarów nie jest możliwe oszacowanie krótkookresowej niestabilności opóźnienia różnicowego – w szczególności w linii doziemnej.

W celu oszacowania krótkookresowych, różnicowych zmian opóźnienia sygnałów transmitowanych w parze włókien, zbudowano kolejny układ pomiarowy, przedstawiony na rysunku 3.9.



Rysunek 3.9 Uproszczony schemat blokowy układu pomiarowego służący do pomiaru fluktuacji różnicowego czasu propagacji w parze włókien, przy pomocy niemodulowanego wąskopasmowego źródła światła

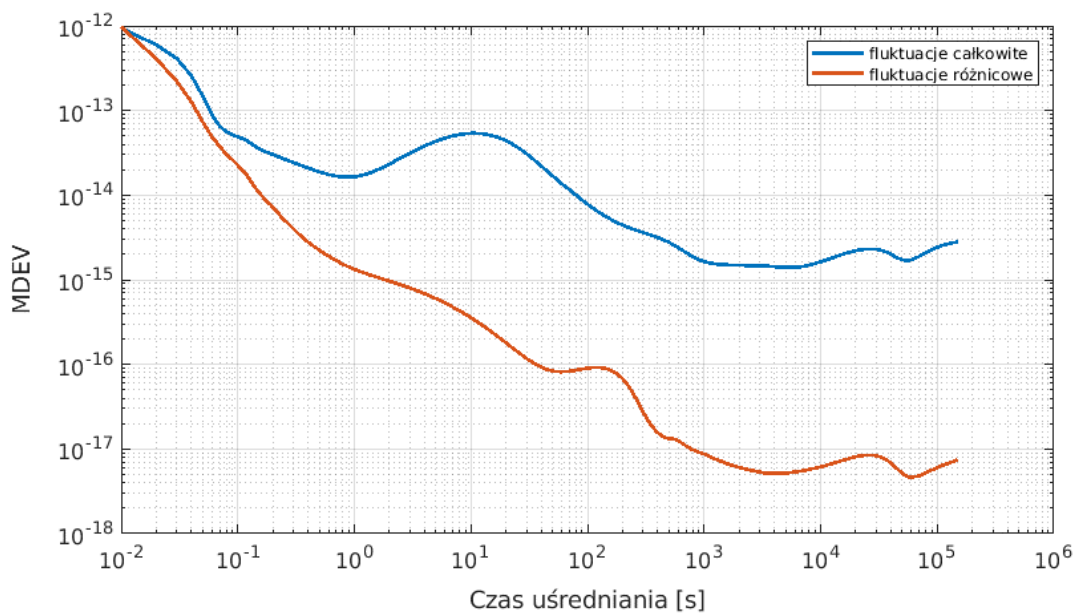
Układ ten wykorzystuje niemodulowany, wąskopasmowy sygnał optyczny ultrastabilnego lasera (szerokość spektralna poniżej 100 Hz) o określonej długości fali światła (częstotliwości optycznej f_L). Referencyjny sygnał lasera był przesyłany do zdalnej lokalizacji, wzmocniony we wzmacniaczu EDFA, a następnie zduplikowany (rozdzielony) w pasywnym sprzęgaczu optycznym i przesłany z powrotem innymi włóknami zlokalizowanymi w tym samym kablu. Dodatkowo częstotliwość optyczna jednego z sygnałów powrotnych została przesunięta modulatorem akustooptycznym (AOM) o $f_{AOM} = 80$ MHz. Umożliwiło to zdudnienie (poddanie detekcji heterodynowej – szerzej opisanej w punkcie 2.2.4) na pierwszej (dolnej – patrz rysunek 3.9) fotodiodzie, pary optycznych sygnałów wyjściowych, przesyłanych odpowiednio w pierwszym i drugim testowanym włóknie. Na wyjściu fotodiody otrzymano sygnał elektryczny proporcjonalny do znanej częstotliwości modulatora AOM oraz odzwierciedlający względne zmiany fazy sygnałów optycznych przesyłanych w testowanej parze włókien. Porównując tak otrzymany

sygnał z częstotliwością f_{AOM} możliwe jest zmierzenie fluktuacji różnicowego czasu propagacji dwóch włókien. W tym miejscu należy zauważyć, że zmiany fazy sygnału optycznego o częstotliwości $\sim 192,2$ THz przenoszą się poprzez zdudnianie do domeny elektrycznej, co w tym przypadku oznacza, że wszelkie rejestrowane fluktuacje fazy sygnału przesyłanego w światłowodzie będą powiększone o współczynnik ok. 2×10^6 . Wartość tego współczynnika wynika z ilorazu transmitowanej częstotliwości optycznej (192,2 THz) oraz częstotliwości modulatora AOM (80 MHz). W praktyce oznacza to, że nawet przy niezwiększonej dokładności licznika, możliwe jest rejestrowanie znacząco mniejszych (o 2×10^6) zmian fazy zachodzących w światłowodzie.

Druga fotodioda (górna – patrz rysunek 3.9) służyła do pomiaru sumarycznych fluktuacji fazy sygnału przesyłanego w dwu połączonych szeregowo włóknach (włóknie dosyłowym i jednym z włókien powrotnych). Proces zdudniania sygnału optycznego wyglądał analogicznie jak w pierwszej fotodiodzie z tym, że sygnałem odniesienia był lokalny (nieprzesłany przez sieć światłowodową) sygnał lasera referencyjnego. Należy w tym miejscu zaznaczyć, iż w obu przypadkach fluktuacje częstotliwości lasera referencyjnego nie wpływają na wynik pomiaru.

Ponadto, aby sygnały elektryczne generowane przez obie fotodiody mogły zostać zmierzone licznikiem czasu (MTC108), zostały one dodatkowo wzmacnione, uformowane do postaci prostokątnej oraz ich częstotliwość została zredukowana przez dzielniki, tak aby zagwarantować poprawną pracę licznika czasu. Pomiaru były przeprowadzone z wykorzystaniem siedemdziesięciokilometrowego odcinka doziemnego kabla światłowodowego w relacji Poznań – Gniezno.

Uzyskane wyniki zostały przedstawione w formie zmodyfikowanej dewiacji Allana (MDEV) na rysunku 3.10. Linia pomarańczowa przedstawia niestabilność fluktuacji różnicowego czasu propagacji zmierzonego w parze włókien światłowodowych. Dodatkowo wykres ten został zestawiony z krzywą (niebieską) obrazującą całkowity wpływ niekompensowanych zmian opóźnienia zarejestrowanych we włóknie światłowodowym (pomiar w pętli składającej się z włókna dosyłowego oraz włókna powrotnego). Wyniki zostały poddane normalizacji (podzielone przez 2) w celu uzyskania wartości sumów dla odcinka o połowę krótszego (70 km) – odzwierciedlającego transfer w jednym kierunku.



Rysunek 3.10 MDEV dla fluktuacji opóźnienia całkowitego (wykres niebieski) i różnicowego (pomarańczowy) w 70-cio kilometrowym kablu doziemnym, mierzony za pomocą niemodulowanego, koherentnego lasera (nośna optyczna)

Przedstawiona w tym punkcie metoda pomiaru umożliwiła dokonanie wiarygodnej oceny limitu stabilności krótkookresowej ze względu na wspomnianą wcześniej konwersję fazy sygnału optycznego na elektryczną i w efekcie znaczące zwiększenie dokładności pomiaru. Jak widać na rysunku 3.10, niestabilność fluktuacji opóźnienia różnicowego sygnałów przesyłanych w parze włókien, dla jednosekundowego uśredniania wynosi około $1,5 \times 10^{-15}$. Wynik ten jest o prawie cztery rzędy wielkości lepszy niż uzyskany metodą przedstawioną w punkcie 3.1.2. Potwierdza to wcześniejsze przypuszczenia, iż użyty licznik oraz metoda pomiarowa stanowiły istotne ograniczenie dla poprawnego oszacowania wpływu krótkookresowych fluktuacji różnicowego czasu propagacji sygnałów.

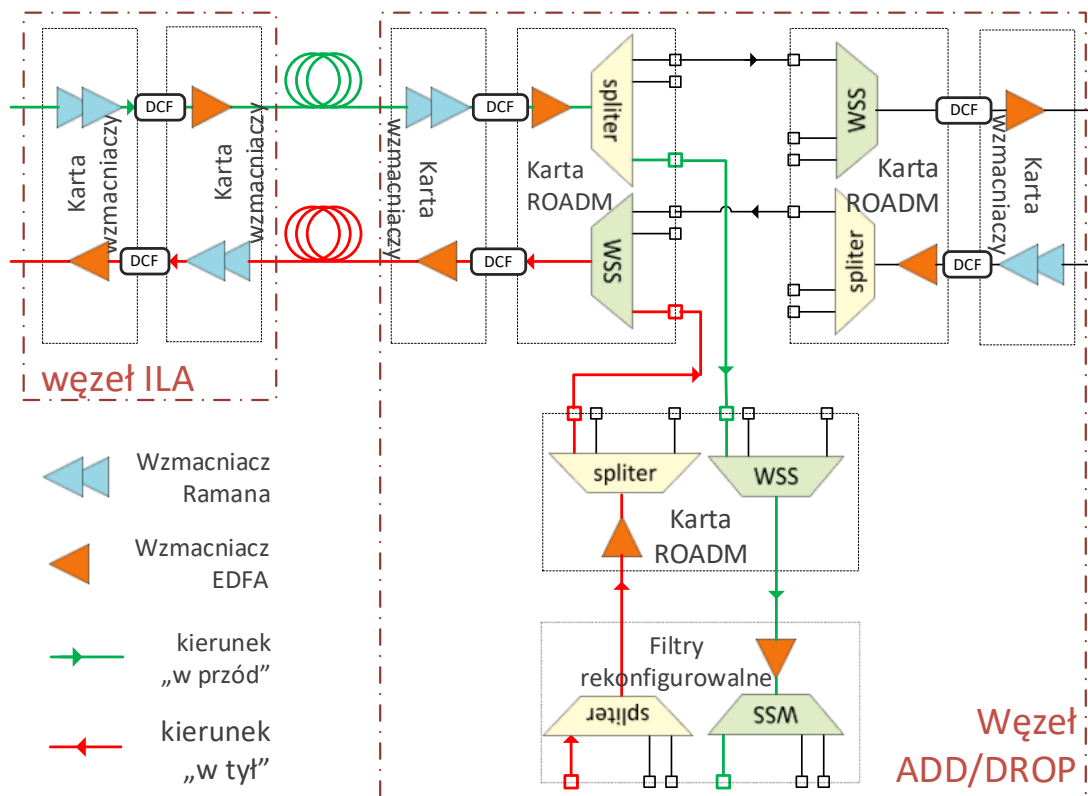
Ponadto, jak wynika z rysunku 3.10, stabilność transferu częstotliwości (w parze włókien światłowodowych) dla długiego czasu uśredniania (powyżej połowy doby) oscyluje w okolicach wartości 10^{-17} . Wynik ten jest jedynie nieznacznie lepszy od osiągniętego z wykorzystaniem metody modulacji intensywności światła (punkt 3.1.2), co potwierdza wcześniej wyznaczone ograniczenia stabilności średnio- i długookresowej.

Na wykresie pomarańczowym (różnicowy czas propagacji pary włókien) widać małe podbicie dla okolic 150 sekund czasu uśredniania. Wynika ono z niewielkiej asymetrii połączeń układu pomiarowego (interferometru) i związanej z tym zwiększonej czułości termicznej. Wpływ ten starano się ograniczyć zapewniając wysoką stabilność temperatury laboratorium ($\pm 0,15$ K). Zaburzenie stabilności w tym zakresie, dokładnie pokrywa się z połową okresu cyklu załączania się nawiewu klimatyzacji (wynoszącej 5 minut) i należy traktować je jako artefakt pomiaru.

3.2 WPŁYW POSZCZEGÓLNYCH KOMPONENTÓW SYSTEMU DWDM

Obecnie użytkowane systemy DWDM nie ograniczają się jedynie to prostej funkcji zwielokrotnienia falowego przesyłanych sygnałów, ale posiadają także coraz bardziej zaawansowane możliwości kierowania ruchem, elastycznego wyboru miejsca zakończenia usługi (sygnału optycznego), a nawet adaptacyjnego wyboru szybkości modulacji oraz zajmowanego pasma optycznego. To wszystko sprawia, iż w kolejnych generacjach DWDM pojawiają się nowe moduły (bloki funkcjonalne) oraz znacząco rozwijana jest funkcjonalność programowego sterowania działaniem całości sieci [88], [89].

Poszczególne moduły optyczne zorganizowane są w większe bloki funkcjonalne tworzące węzły sieci DWDM. Zazwyczaj węzłem sieci nazywane są wszystkie urządzenia danego systemu w ramach pojedynczej lokalizacji, tworzące jedną logiczną całość. Ze względu na pełnioną funkcję, węzły sieci DWDM można podzielić na dwa typy: wzmacniacze liniowe (ang. *ILA - In Line Amplifier*) oraz węzły rozgałęźne z możliwością kierowania poszczególnych kanałów optycznych i terminowania ruchu (ang. *Add/Drop*). Funkcjonalność węzłów ILA jest maksymalnie uproszczona i sprowadza się do wzmocnienia całego pasma optycznego oraz ewentualnej kompensacji dyspersji chromatycznej. Węzły typu Add/Drop są znacznie bardziej rozbudowane, zarówno pod względem funkcjonalności jak i ilości różnych typów modułów optycznych. Ich głównym zadaniem jest kierowanie poszczególnych kanałów optycznych do odpowiednich wyjść lub kierunków liniowych (linii światłowodowych). Przykładowy schemat blokowy węzła ILA oraz Add/Drop przedstawiony jest na rysunku 3.11. Na tym rysunku zaznaczony jest także przykładowy przebieg sygnału w dwóch kierunkach transmisji. Jak widać, poszczególne kierunki nie tylko przebiegają przez osobne włókna światłowodowe ale także przez fizycznie różne moduły/komponenty optyczne. Może to z kolei powodować, iż sygnały czasu i częstotliwości, dystrybuowane z wykorzystaniem systemu DWDM, mogą podlegać asymetrycznym zmianom opóźnienia w obu kierunkach transmisji. Jak już wskazano (w punkcie 2.2.2), zmiany takie nie są możliwe do skompensowania, są więc przyczyną dodatkowej niestabilności sygnału na wyjściu układu dystrybucyjnego.



Rysunek 3.11 Uproszczony przykład budowy systemu DWDM

W niniejszej dysertacji rozpatrujemy dwie ostatnie generacje sieci DWDM: starszą (lecz ciągle powszechnie stosowaną) optymalizowaną pod kątem transmisji sygnałów niekoherentnych i nowszą dostosowaną do transmisji sygnałów koherentnych. W obu występują takie moduły jak: wzmacniacze optyczne (EDFA oraz Raman), pasywne sprzęgacze optyczne (ang. *splitter*), oraz moduły selektywnego przełączania kanałów optycznych (ang. *wavelength selective switch*, WSS). Ten ostatni moduł (WSS) jest zazwyczaj częścią większej karty pełniącej funkcję rekonfigurowalnego multipleksera optycznego (ang. *reconfigurable optical add-drop multiplexer*, ROADM), odpowiedzialnego za kierowanie poszczególnych kanałów optycznych do programowo zdefiniowanych wyjść (kierunków liniowych). Moduł WSS może także odpowiadać za selektywne wprowadzanie i wypatanie poszczególnych kanałów optycznych w danym węźle sieciowym (w tak zwanej karcie „*add/drop*”). Zazwyczaj właśnie ta karta jest punktem styku systemu dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości z systemem DWDM.

Elementem różnicującym obie generacje sieci DWDM są moduły kompensacji dyspersji. W większości obecnych systemów moduły te są zbudowane z wykorzystaniem odpowiedniej długości światłowodu o zmienionej (odwróconej) charakterystyce dyspersyjnej (ang. *dispersion compensating fiber*, DCF). Moduły te nie występują w najnowszych generacjach sieci DWDM (przystosowanych to przenoszenia sygnałów koherentnych), natomiast są one niezbędne w przypadku transmisji szybkich (np. 10 Gbit/s) sygnałów niekoherentnych na duże odległości (powyżej 100 km).

Poza wymienionymi modułami, systemy DWDM posiadają także karty transponderów (czyli urządzeń kodujących i dekodujących do postaci optycznej sygnały telekomunikacyjne), oraz karty zarządzania czy pasywne sprzęgacze WDM do multipleksowania sygnałów (najczęściej zarządzania) wraz sygnałami danych). Jednak te moduły nie są istotne z punktu widzenia dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości więc nie będą w tym miejscu omawiane.

W następujących paragrafach przedstawione jest oszacowanie wpływu modułów poszczególnych typów na stabilność dystrybucji czasu i częstotliwości. Oceny tej dokonano na podstawie urządzeń DWDM

firmy ADVA Optical Networking, jednak poszczególne wnioski będą użyteczne także w przypadku sprzętu innych producentów, ponieważ zawierają podobne komponenty optyczne.

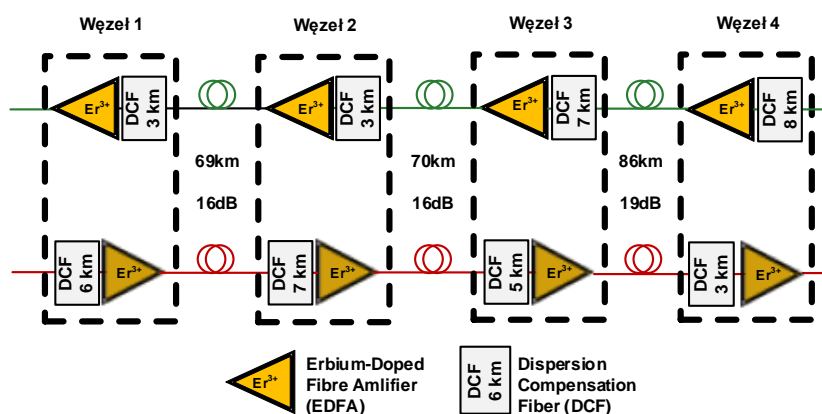
3.2.1 WPŁYW MODUŁÓW DCF

Moduły kompensatorów dyspersji mogą być wykonane w wykorzystaniem odpowiedniej siatki Bragg (ang. *Chirped Fiber Bragg Grating*, CFBG) lub włókna kompensującego dyspersję (DCF). Kompensatory pierwszego typu są bardzo rzadko używane i praktycznie obecne sieci bazują niemal wyłącznie na szerokopasmowych kompensatorach światłowodowych. W związku z tym, poniższa analiza skupia się wyłącznie na kompensatorach drugiego typu.

W tego typu modułach kompensacja skumulowanej dyspersji chromatycznej ($D_1 \cdot L_1$) danego odcinka linii światłowodowej jest możliwa dzięki zastosowaniu włókna o długości (L_2) charakteryzującego się odwrotnym współczynnikiem dyspersji ($-D_2$).

$$D_1 \cdot L_1 = -D_2 \cdot L_2 \quad (3.1)$$

W praktyce długość włókna światłowodowego znajdującego się w kompensatorze dyspersji stanowi ok 10% długości kompensowanej linii (jeden kilometr włókna kompensującego na 10 kilometrów linii światłowodowej). Projektując rozmieszczenie poszczególnych modułów kompensatorów bierze się pod uwagę typ włókna kompensowanego i kompensującego (nachylenie charakterystyki dyspersyjnej), tłumienie optyczne wnoszone przez kompensator (optymalizacja bilansu mocy), oraz unika się ujemnej (zbyt dużej) kompensacji dyspersji. Ostatni z przedstawionych warunków wymusza dobór odpowiednich wartości modułów DCF na podstawie analizy długości poszczególnych odcinków światłowodowych, uwzględniając kierunek transmisji (kompensowany jest sygnał optyczny dochodzący do danego węzła z określonego kierunku). Takie podejście, w przypadku nierównomiernych długości odcinków linii światłowodowej po obu stronach danego węzła powoduje, że w tym węzle znajdują się kompensatory dyspersji o różnej długości włókna kompensującego (dla przeciwnych kierunków transmisji). Na rysunku 3.12 znajduje się przykład rozmieszczenia kompensatorów w jednej z relacji sieci PIONIER. W tym miejscu należy nadmienić, iż łączna wartość kompensatorów w obu kierunkach, w danej relacji (przebiegającej przez kilka węzłów ILA) jest taka sama (równa).



Rysunek 3.12 Przykład rozmieszczenia (długość i lokalizacja) modułów DCF wzdłuż fragmentu rzeczywistej linii DWDM

W kontekście dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości istotne jest to, że kompensatory DCF są wykonane z jednomodowego włókna światłowodowego i podobnie jak w przypadku innych włókien tego typu ich czułość termiczna ($A = \frac{1}{L} \frac{d\tau_F}{dT}$) wynosi około $38 \left[\frac{ps}{km \cdot K} \right]$. Uwzględniając asymetryczną długość włókien kompensujących dyspersję w przeciwnych kierunkach (w ramach pojedynczego węzła), nawet identyczna zmiana temperatury (obu kompensatorów) powodować będzie różną zmianę opóźnienia dla

obu kierunków. To z kolei oznacza, że zmiana ta nie będzie możliwa do skompensowania (porównaj wzór 2.29) i będzie skutkować zmniejszeniem stabilności dystrybuowanych sygnałów czasu i częstotliwości. Skumulowany wpływ zmian temperatury wszystkich modułów DCF w danym linku na różnicową (niemożliwą do skompensowania) zmianę jego opóźnienia, można oszacować na podstawie wzoru:

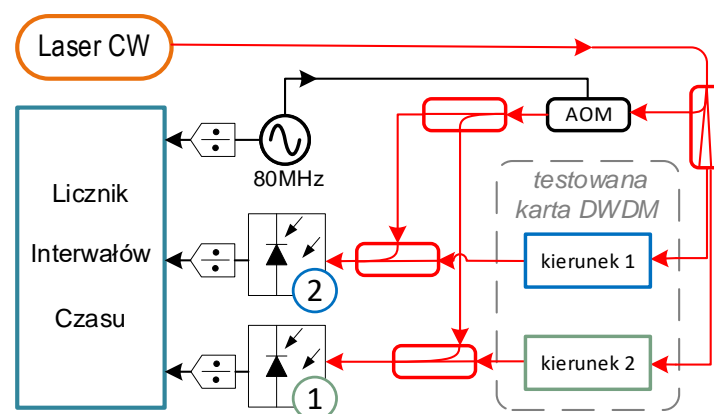
$$\Delta\tau = \frac{1}{2}A \sum_{i=1}^n (L_{DCF_i} \cdot \Delta T_{DCF_i} - L'_{DCF_i} \cdot \Delta T'_{DCF_i}), \quad (3.2)$$

gdzie ΔT_{DCF_i} jest zmianą temperatury danego modułu DCF, zawierającego włókno o długości L_{DCF_i} . Wpływ wszystkich modułów w jednym kierunku przyjęto ze znakiem „+”, a w kierunku przeciwnym ze znakiem „-” oraz symbolem „prim”. Ponieważ efektywnie tylko połowa łącznej asymetrii (w obu kierunkach) jest widoczna na wyjściu układu stabilizacji, dlatego całość wyrażenia podzielona jest przez dwa.

Szersza analiza wpływu modułów DCF przedstawiona jest w punkcie 4.1, w którym prezentowane są także metody korekty ich wpływu na podstawie znajomości temperatur poszczególnych modułów.

3.2.2 WPŁYW MODUŁÓW WZMACNIACZY I PRZEŁĄCZNIKÓW OPTYCZNYCH

Moduły optyczne w niniejszym paragrafie, występują w obu rozpatrywanych generacjach systemu DWDM. Każdy z producentów stosuje nieco inną koncepcję rozmieszczenia poszczególnych elementów optycznych w ramach urządzenia. W tym miejscu należy nadmienić, iż urządzenia DWDM zazwyczaj są wykonane w sposób modułowy. Oznacza to, że poszczególne komponenty/moduły optyczne umieszczone są w określonych kartach (ang. *cards*), z kolei te stanowią wyposażenie poszczególnych półek (ang. *shelves*), których zestaw tworzy jedno logiczne urządzenie (węzeł). Poszczególne karty mogą obsługiwać jeden bądź dwa (przeciwnie) kierunki transmisji. W testowanym sprzęcie przeważało to drugie rozwiązanie, więc użyto układ pomiarowy przedstawiony na rysunku 3.13. W ramach jednej sesji pomiarowej testowana była pojedyncza karta z dwoma przeciwnymi kierunkami transmisji. Rozmieszczenie najważniejszych komponentów optycznych w ramach poszczególnych kart jest widoczne na rysunku 3.11.



Rysunek 3.13 Schemat blokowy układu pomiarowego do badania fluktuacji opóźnienia różnicowego dwóch kierunków pojedynczej karty DWDM

W celu zagwarantowania niezbędnej dokładności pomiaru, dla niewielkich zmian fazy mierzonego sygnału, konieczne było użycie układu wykorzystującego transmisję niemodulowanej częstotliwości optycznej (podobnie jak w pomiarach opisanych w punkcie 3.1.3). Sygnał referencyjny w postaci światła ciągłego o określonej długości fali, był rozdzielany w pasywnym sprzęgaczu optycznym

i dosyłany do dwóch wejść testowanej karty. Ten sam sygnał przesunięty o ściśle określoną częstotliwość (w modulatorze akustooptycznym AOM) stanowił sygnał odniesienia dla sygnałów wychodzących z testowanej karty. W wyniku procesu zdudniania sygnału referencyjnego z sygnałem mierzonym (wyjściowym), każda z fotodiod umożliwiała rejestrowanie zmian fazy sygnału, a więc w konsekwencji zmian opóźnienia danego kierunku karty. Zmiany fazy sygnałów rejestrowane przez licznik zostały skorelowane ze zmianami temperatury danego modułu. Odczyt temperatury odbywał się z wykorzystaniem fabrycznie wbudowanych (w daną kartę) sensorów pomiarowych. Wymuszone zmiany temperatury w zakresie około 25°C regulowano intensywnością chłodzenia danego modułu. Zestawienie wyników (czułości termicznych) poszczególnych kart przedstawiono w tabeli 2. W tym przypadku pod pojęciem czułości termicznej rozumie się stosunek zmiany czasu propagacji światła w danym module do zmiany temperatury tego modułu. W tabeli, oprócz typu danej karty znajduje się także informacja o kluczowych komponentach optycznych występujących w określonym kierunku transmisji. Dodatkowo wyniki uzupełniono o zmierzone, łączne opóźnienie wprowadzane przez dany kierunek karty.

Tabela 2 Czulość termiczna poszczególnych kart DWDM (producent ADVA Optical Networking)

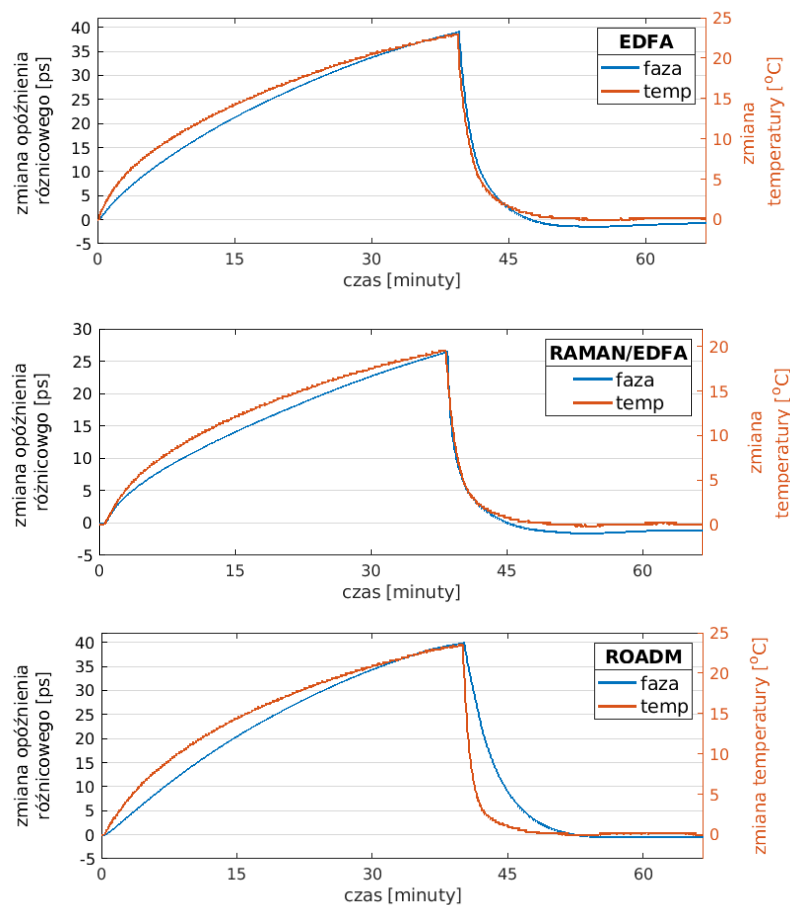
Typ karty	Kierunek* (główny komponent optyczny)	Zmierzone opóźnienie	Czułość termiczna	Asymetria czułości termicznych
EDFA	kierunek 1 (EDFA)	250 [ns]	1.9 [ps/K]	1.7 [ps/K]
	kierunek 2 (sprzęgacz)	37 [ns]	0.2 [ps/K]	
RAMAN /EDFA	kierunek 1 (RAMAN)	46 [ns]	0.3 [ps/K]	1.4 [ps/K]
	kierunek 2 (EDFA)	220 [ns]	1.7 [ps/K]	
ROADM	kierunek 1 (EDFA+sprzęgacz)	304 [ns]	2.2 [ps/K]	1.7 [ps/K]
	kierunek 2 (WSS)	78 [ns]	0.5 [ps/K]	
Rekonfigurowany filtr optyczny typu Add/Drop	kierunek 1 (EDFA + WSS)	269 [ns]	2.3 [ps/K]	1.8 [ps/K]
	kierunek 2 (sprzęgacz)	65 [ns]	0.5 [ps/k]	

* W nawiasach podano moduły optyczne wykorzystywane w określonym kierunku w ramach karty.

Analizując poszczególne wyniki można zauważyć, że najmniejszą czułość termiczną (z zakresu od 0,2 do 0,5 ps/K) wykazują te kierunki kart, które nie zawierają modułu wzmacniacza EDFA. Natomiast kierunki zawierające wzmacniacz mają znacząco większą czułość, z zakresu od 1,7 do 2,3 ps/K. Należy w tym miejscu zaznaczyć, że moduły EDFA są stosowane nie tylko w kartach dedykowanych do wzmacniania sygnału optycznego (wzmacniaczach liniowych), ale często są również częścią innych kart, takich jak przełączniki optyczne ROADM, czy przestrajalne filtry optyczne Add/Drop. Kilka przykładowych wyników pomiarów, wpływu zmian temperatury na zmianę opóźnienia różnicowego (przeciwnych kierunków jednej karty), przedstawiono na rysunku 3.14. Jak można zauważyć, każda z kart posiada niewielką inercję termiczną.

Ponadto, jak wynika z przeprowadzonych pomiarów (dane w tabeli 2), wyznaczona czułość termiczna jest w zasadzie proporcjonalna do bezwzględnego opóźnienia danego kierunku, czyli „efektywnej długości optycznej” (odzwierciedlającej fizyczną długość drogi jaką musi przebyć światło w danym komponencie optycznym, wynikającą głównie z wewnętrznych odcinków światłowodowych). Potwierdza to przyczynę wysokiej czułości termicznej modułów EDFA, których konstrukcja wymaga użycia włókna (domieszkowanego erbem) oraz kilku innych elementów pasywnych (sprzęgacze, filtry, izolatory) o łącznej długości kilkudziesięciu metrów. Choć w praktyce poszczególne wzmacniacze EDFA mogą różnić się o kilka procent długością użytego włókna, powyższa analiza wrażliwości termicznej pokazuje,

że umieszczenie kart zawierających moduły EDFA (pracujących w przeciwnych kierunkach) blisko siebie jest kluczowa dla zminimalizowania różnicowego wpływu temperatury i tym samym dla poprawy stabilności transmisji sygnałów czasu i częstotliwości. Osiągnięcie tego warunku w węzłach regeneracyjnych (ILA) jest stosunkowo proste, ponieważ składają się one zazwyczaj z jednej obudowy o niewielkich rozmiarach. W takim przypadku wystarczy zadbać jedynie o zrównoważoną cyrkulację przepływu powietrza wokół urządzenia. Jednak w przypadku dużo bardziej rozbudowanych węzłów, typu Add/Drop, sytuacja jest bardziej skomplikowana, ponieważ różnicowe zmiany temperatury pomiędzy poszczególnymi obudowami mogą sięgać nawet kilku stopni. O ile jest to technicznie możliwe, odpowiednie rozmieszczenie poszczególnych kart systemu DWDM w znacznym stopniu może zminimalizować wpływ zmian temperatury na stabilność dystrybuowanych sygnałów. Szersza analiza, zawierająca symulację na podstawie rzeczywistych (zarejestrowanych) temperatur w węzłach sieci PIONIER, znajduje się w punktach 5.2 oraz 5.3.

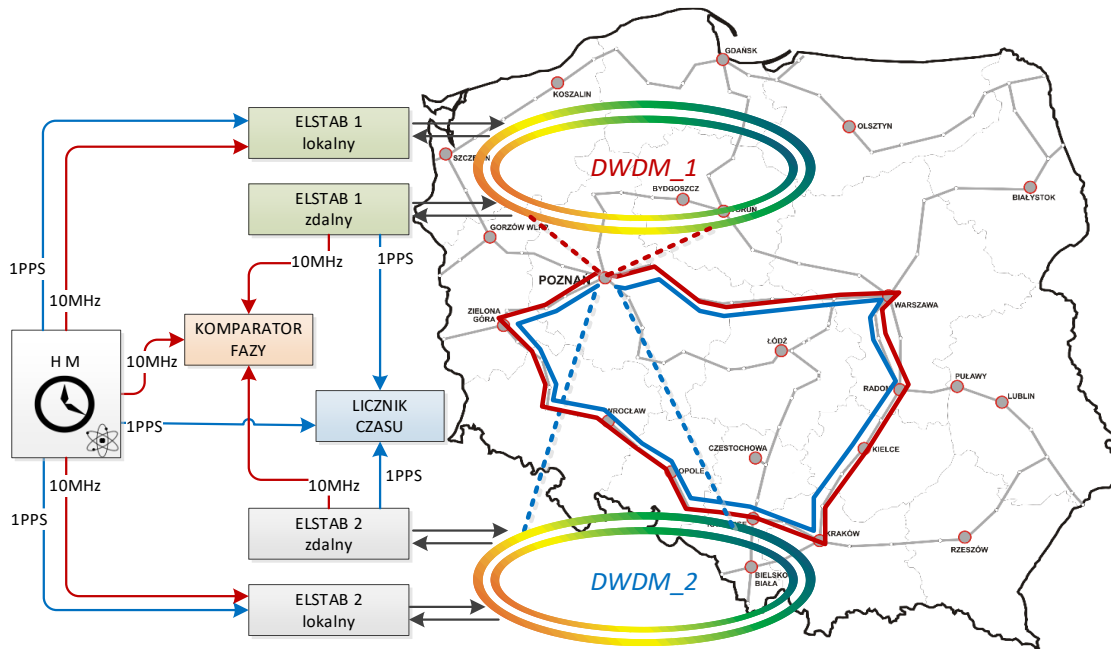


Rysunek 3.14 Zmierzony wpływ temperatury na opóźnienie różnicowe (przeciwnych kierunków) danej karty DWDM

3.3 PORÓWNANIE DYSTRYBUCJI CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI W DWÓCH GENERACJACH SIECI DWDM

Analiza oddziaływania poszczególnych komponentów systemu DWDM (kable światłowodowe oraz urządzenia) na dystrybucję sygnałów czasu i częstotliwości, przedstawiona w rozdziale 3.1, jest punktem wyjścia dla oszacowania stabilności transferu w całości sieci. Weryfikacji wymaga łączne oddziaływanie poszczególnych składników systemu DWDM na końcową jakość dystrybuowanych sygnałów referencyjnych. Interesujące jest także, w jakim stopniu zmiana koncepcji budowy sieci

(wprowadzenie nowej generacji) rzutuje na dokładność dystrybucji sygnałów referencyjnych. Dlatego też, aby odpowiedzieć na powyższe pytania, zestawiono eksperyment w oparciu o operacyjnie działające połączenia sieci PIONIER. W celu zachowania porównywalnych warunków pracy dwóch różnych generacji testowanych systemów, zdecydowano się na wykreowanie połączenia w formie 1500-kilometrowej, geograficznej pętli, przedstawionej na rysunku 3.15, mającej swój początek i koniec w Poznaniu. W tym miejscu należy podkreślić, że oba systemy DWDM pracowały z wykorzystaniem osobnych włókien w tych samych, doziemnych kablach światłowodowych, a poszczególne urządzenia transmisyjne były zlokalizowane (w większości) w tych samych obiektach (pomieszczeniach). Oznacza to, że potencjalne zakłócenia zewnętrzne (przede wszystkim zmiany temperatury) powinny oddziaływać w podobny sposób na oba systemy, a ewentualne różnice powinny wynikać ze specyfiki budowy danego systemu DWDM.



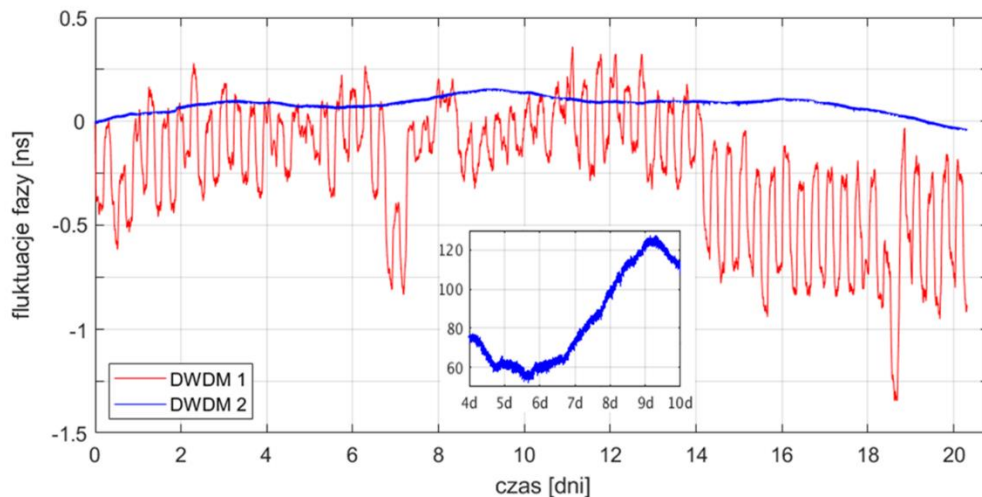
Rysunek 3.15 Schemat blokowy eksperymentalnego porównania jakości transferu sygnałów referencyjnych w dwóch generacjach sieci DWDM

Pierwsza pętla (zwana dalej DWDM_1) bazowała na starszej generacji sprzętu DWDM, zawierającej moduły kompensacji dyspersji DCF w linii. W trakcie trwania eksperymentów transmitowano w niej także szereg sygnałów 10 Gbit/s. Druga pętla (zwana dalej DWDM_2) wykorzystywała nowszą generację systemu DWDM, dedykowaną do transmisji koherentnych sygnałów optycznych (podczas testów zaimplementowanych było kilka transmisji 100 Gbit/s). Ponadto DWDM_2 nie posiadał w linii żadnych modułów kompensacji dyspersji chromatycznej. Natomiast w obu pętlach występowały takie komponenty DWDM jak rekonfigurowane multipleksery optyczne (ROADM), wzmacniacze EDFA oraz Ramana. Oba systemy DWDM były urządzeniami z serii FSP3000 firmy ADVA Optical Networking.

Sygnały czasu i częstotliwości (1 PPS i 10 MHz) pochodzące z pasywnego masera wodorowego zostały podłączone do nadajników systemu dystrybucji ELSTAB, które z kolei generowały sygnały optyczne (w pojedynczym 50 GHz kanale optycznym) bezpośrednio do systemu DWDM. Oba końce ELSTAB (lokalny i zdalny) znajdowały się w tym samym laboratorium. Urządzenia ELSTAB zostały przystosowane do dwukierunkowej transmisji w parze włókien światłowodowych. Pomiar stabilności transmisji sygnałów czasu i częstotliwości wykonywano jednocześnie w obu równoległych pętlach DWDM_1 i DWDM_2, mierząc rezydualne wahania fazy pomiędzy wejściowym sygnałem odniesienia (sygnałami wejściowymi dla urządzeń lokalnych ELSTAB), a sygnałem wyjściowym z jednostek zdalnych. Pomiar ten umożliwił porównanie sprawności kompensacji opóźnienia w dwóch różnych rozwiązaniach DWDM. Stabilność sygnału 1 PPS została zmierzona za pomocą wielokanałowego, licznika odstępów czasowych MTC 108,

natomiast zmiana fazy sygnału 10 MHz była rejestrowana z wykorzystaniem dwukanałowego komparatora fazy VCH 314 (VremyaCh).

Na rysunku 3.16 przedstawiono rezydualne (nieskompensowane przez system transferu ELSTAB) fluktuacje fazy sygnału dystrybuowanego w dwóch generacjach systemu DWDM. Uderzająca jest bardzo duża dysproporcja w stabilności (zmienności fazy) transmitowanych sygnałów. Maksymalny zakres zmian fazy transmitowanego sygnału w DWDM_2 (krzywa niebieska) nie przekracza 200 ps w całym dwudziestodniowym okresie pomiarów. Mierzone w tym samym czasie fluktuacje fazy sygnału referencyjnego przesyłanego w DWDM_1 są znacząco większe i często amplituda tych zmian w ciągu zaledwie doby przekracza 250 ps. Bardzo interesujące są także oscylacje sygnału fazy (w starszej generacji DWDM) o dość stabilnym, ośmiogodzinnym okresie. Zmiany te nie mogły być indukowane w infrastrukturze światłowodowej ponieważ oba systemy używały tych samych doziemnych kabli światłowodowych, a różnicowe zmiany czasu propagacji poszczególnych włókien (patrz punkt 3.1) nie uzasadniają, aż tak dużych dysproporcji. W związku z tym odpowiedzi należy szukać w różnicach budowy dwóch generacji systemów DWDM.

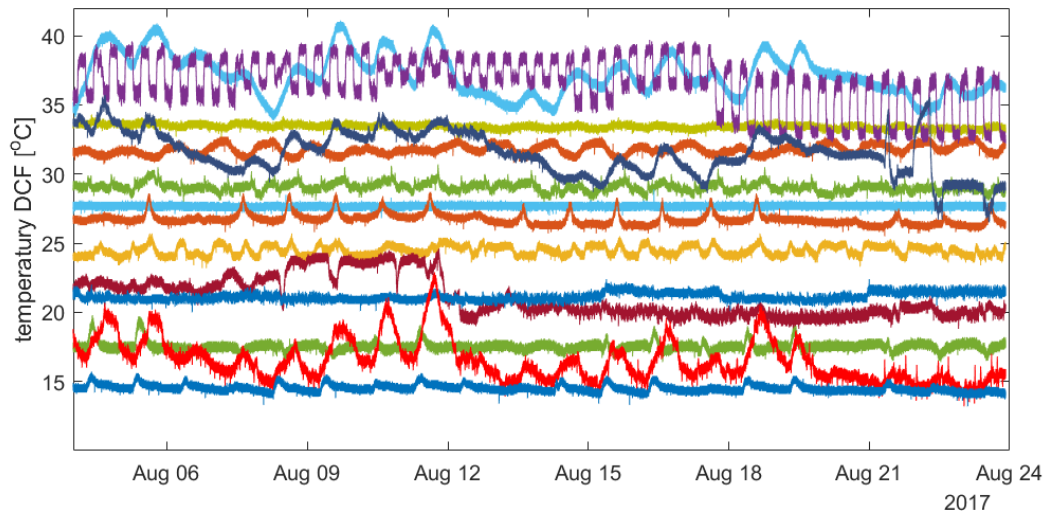


Rysunek 3.16 Rezydualne fluktuacje fazy sygnału referencyjnego transmitowanego w systemach DWDM_1 i DWDM_2. Rysunek wewnętrzny pokazuje powiększoną część przebiegu dla DWDM_2

Ponieważ znaczący wpływ na fluktuacje czasu propagacji w sieciach światłowodowych ma niewątpliwie temperatura, dlatego też, równoległe do pomiarów zmienności fazy dystrybuowanego sygnału, wdrożono monitoring temperatury (z wykorzystaniem protokołu SNMP – ang. *Simple Network Management Protocol*) poszczególnych urządzeń/modułów optycznych systemu DWDM. Do tego celu użyto fabrycznie wbudowanych sensorów pomiarowych. Wśród monitorowanych urządzeń znajdowało się między innymi ponad 60 modułów DCF wchodzących w skład testowanej pętli systemu DWDM_1. W celu zwiększenia rozdzielczości czasowej pomiarów w sposób znaczący zwiększono także częstotliwość zapytań generowanych przez system zarządzania – ze standardowego okresu zapytań co 2 minuty, do 10 sekund. Część zmierzonych temperatur jest zaprezentowana na rysunku 3.17, a dla większej czytelności wykresu poszczególne krzywe rozsunięto na osi pionowej.

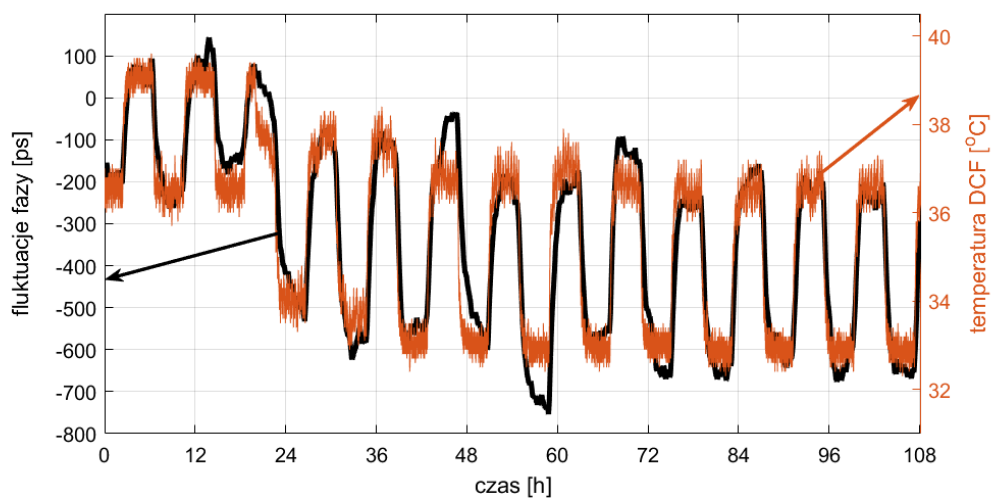
Analizując wszystkie zebrane dane, udało się odnaleźć kluczowy węzeł (we Wrocławiu) w którym okres zmian temperatury dobrze korelował się z zaobserwowanym rezydualnymi, nieskompensowanymi, fluktuacjami fazy transmitowanego sygnału. Należy jednak zaznaczyć, że w tej samej lokalizacji (pomieszczeniu) były zainstalowane urządzenia DWDM_2, gdzie nie zaobserwowano zakłóceń o takim charakterze. W tym miejscu należy przypomnieć, iż to moduły DCF są głównym komponentem różnicującym obie generacje systemów DWDM - z punktu widzenia transferu czasu i częstotliwości.

Z drugiej jednak strony występowały także węzły w których bezwzględne zmiany temperatury były dużo większe, a mimo to zmiany te nie przekładały się na znaczące fluktuacje rezydualnego czasu propagacji.



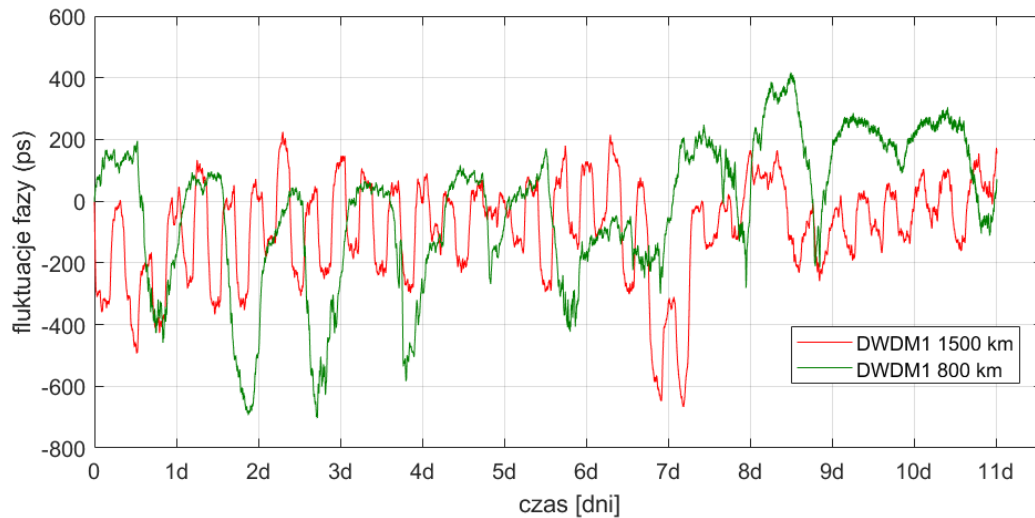
Rysunek 3.17 Temperatury modułów DCF zebrane wzdłuż linii (dla większej czytelności wykresu poszczególne krzywe rozsunięto na osi pionowej)

Bliższa analiza wykazała, że przyczyną tak dużego szumu fazowego jest znaczna różnica długości modułów DCF w przeciwnych kierunkach transmisji, w danym węźle. Według danych katalogowych zamontowane moduły DCF (we wspomnianym kluczowym węźle – Wrocławiu) miały długość 5 i 10 km, odpowiednio w kierunku „w przód” i „w tył”. Wykorzystując znajomość tych danych oraz korzystając z równania 3.2, można obliczyć teoretyczny wpływ zmiany temperatury pary modułów DCF na szum fazy sygnału na wyjściu układu dystrybucji. W tym przypadku wynosi on $95 \left[\frac{ps}{K} \right]$ co daje predykcję zgodną z danymi pomiarowymi – patrz rysunek 3.18. Z równania 3.2 wynika również, że w przypadku równej długości włókna kompensującego (DCF) w parze modułów, zlokalizowanych w tym samym węźle, ich wpływ na rezydualny szum fazy będzie znacząco ograniczony i zależny jedynie od niejednakowej zmiany temperatur tych modułów.



Rysunek 3.18 Zmierzone, rezydualne fluktuacje fazy (opóźnienia) sygnału transmitowanego w systemie DWDM_1 i ich korelacja ze zmianami temperatury DCF w najbardziej znaczącym węźle

W łącach DWDM zawierających moduły DCF, rzeczywisty zakres zmian fazy będzie różny dla każdej rozpatrywanej linii. Będzie on ściśle zależał od konfiguracji (długości w przeciwnych kierunkach) i zmian temperatury tych modułów w każdym z węzłów. Dla porównania otrzymanych wyników zestawiono 800 km pętlę w innej relacji i w starszej generacji systemu DWDM. Na rysunku 3.19 przedstawiono porównanie rezydualnych zmian fazy sygnału na wyjściu nowo zestawionego połączenia (linia zielona) oraz poprzednio zmierzonych wartości (w pętli 1500 km).



Rysunek 3.19 Fluktuacje fazy sygnału przesyłanego w systemie DWDM_1, w dwóch różnych trasach

Jak widać charakter (okres) fluktuacji czasu propagacji zmienił się znacząco, jednak ich zakres (wartości maksymalne) są zbliżone. Podsumowując powyższe rozważania należy zauważyć, że stosowanie modułów DCF w systemach DWDM poważnie wpływa na stabilność fazy dystrybuowanych sygnałów czasu i częstotliwości. Zasadniczo, wpływ światłowodowych kompensatorów dyspersji chromatycznej mógłby być zmniejszony, gdyby były zainstalowane symetrycznie na linii (tj. te same wartości dla obu kierunków w danym węźle). Niestety, w typowych systemach telekomunikacyjnych lokalizacja modułów DCF jest zoptymalizowana pod kątem uzyskania jak najlepszych parametrów transmisji sygnałów danych (patrz punkt 3.2.1.), co z reguły nie pokrywa się z powyższym postulatem.

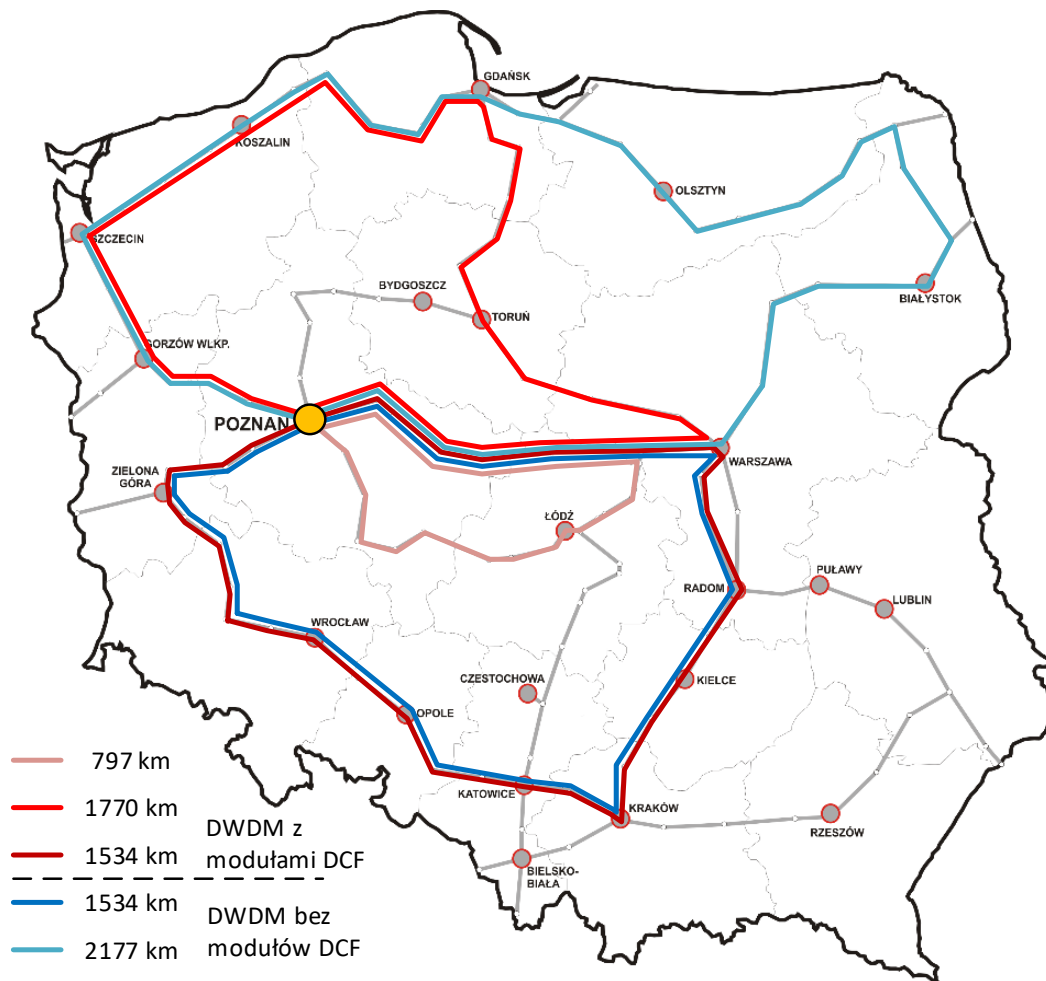
Na wykresie (rysunek 3.16) przedstawiającym fluktuacje sygnału dystrybuowanego w nowszej generacji systemu DWDM (DWDM_2), można zaobserwować długotrwałe (kilkudniowe) trendy zmiany rezydualnego opóźnienia transmitowanego sygnału (nieprzekraczające 200 ps w całym okresie pomiarowym). Zakres tych zmian i ich charakter sugeruje, iż należy je wiązać głównie z asymetryczną zmianą czasu propagacji w parze włókien światłowodowych (patrz punkt 3.1.1).

3.3.1 TRANSFER CZASU

Jak już wskazano w punkcie 2.2.3.1, w dystrybucji skal czasu niezbędne jest określenie bezwzględnego opóźnienia pomiędzy wejściem, a wyjściem systemu transmisyjnego (kalibracja). W celu wyznaczenia kalibracji dla światłowodowych systemów transferu czasu kluczowe jest określenie asymetrii opóźnień w przeciwnych kierunkach transmisji (patrz wzór 2.32). Ponadto kalibracja musi zostać wykonana dla całego, docelowego linku zestawionego w systemie DWDM. Wynika to z faktu, że poza liniowymi kablami światłowodowymi, źródłem asymetrii są także poszczególne moduły systemu DWDM oraz patchcordsy stanowiące wewnętrzne okablowanie danego węzła sieciowego. Sygnały transmitowane w przeciwnych kierunkach przechodzą przez fizycznie różne moduły takie jak wzmacniacze EDFA lub

światłowodowe kompensatory dyspersji chromatycznej (DCF), których efektywna długość optyczna (a w konsekwencji także czas propagacji) nie są równe.

Dla zobrazowania skali asymetrii czasu propagacji w dwóch przeciwnych kierunkach transmisji (bazujących na transferze w DWDM) zestawionych zostało pięć różnych tras - trzy z wykorzystaniem systemów zawierających moduły DCF i dwie nie zawierające kompensacji dyspersji chromatycznej. Poszczególne trasy zestawione zostały w formie geograficznych pętli, tak aby oba końce linii zlokalizowane były w jednym punkcie. Dzięki temu możliwe było wykonanie bezpośredniego pomiaru opóźnienia pomiędzy wejściem i wyjściem systemu, bez konieczności stosowania zewnętrznych systemów kalibrujących i związanej z tym niepewności pomiaru. Dla oszacowania wielkości asymetrii użyto znaczników czasu (1 PPS) transmitowanych z wykorzystaniem systemu ELSTAB. Układ pomiarowy był analogiczny do tego przedstawionego na rysunku 3.15, z tym że po wykonaniu pomiaru opóźnienia pomiędzy wejściem, a wyjściem systemu (kierunek pierwszy), moduł lokalny i zdalny zamieniano miejscami i dokonywano ponownego pomiaru (kierunek drugi). W ten sposób zmierzono asymetrię opóźnień przeciwnych kierunków łączy, niezależną od asymetrii opóźnienia wprowadzanego przez moduł lokalny i zdalny. W przypadku pomiarów w formie geograficznej pętli także efekt Sagnaca jest zaniedbywalny (patrz punkt 2.2.2). Geograficzne położenie mierzonych tras jest zobrazowane na rysunku 3.20.



Rysunek 3.20 Przebieg testowych połączeń w sieci PIONIER, zestawionych w dwóch różnych generacjach sieci DWDM

Zebrane wyniki pomiarów przedstawione są w tabeli 3. Znak „+” oznacza, iż kierunek powrotny jest krótszy niż kierunek „w przód”.

Tabela 3 Asymetria pięciu różnych połączeń zestawionych w sieci DWDM

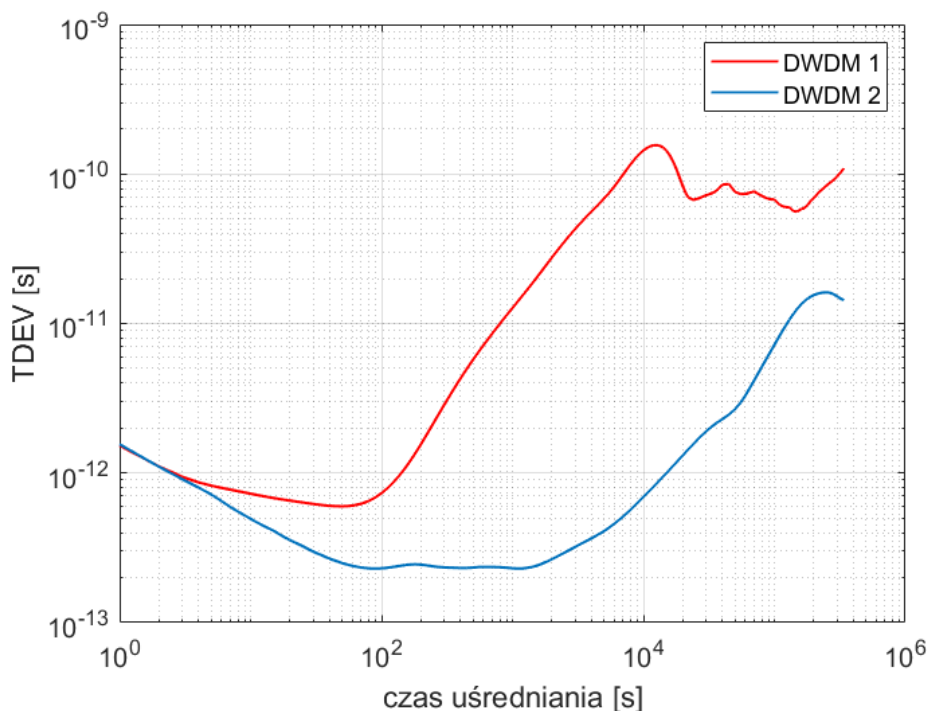
<i>System DWDM zawierający moduły DCF</i>	TAK	TAK	TAK	NIE	NIE
<i>Długość linku [km]</i>	797	770	1534	1534	2177
<i>Asymetria [ns]</i>	-2586	-9784	+3930	+144	+69
<i>Oszacowana różnica długości [m]*</i>	-529	-2001	+804	+29	+14

* Różnica długości została oszacowana na podstawie zmierzonej asymetrii w dziedzinie czasu

Jak widać w tabeli 3 istnieje znacząca dysproporcja asymetrii pomiędzy dwoma typami sieci DWDM. W systemach nie posiadających modułów DCF zmierzona asymetria opóźnień nie przekracza kilkuset nanosekund co przekłada się na oszacowaną asymetrię długości (wyliczoną na podstawie różnicy opóźnień) rzędu kilkudziesięciu metrów (w analizowanych przypadkach – nie więcej niż trzydziestu). W powyższej tabeli wyróżniono wyniki dla tej samej trasy światłowodowej (wykorzystującej te same kable) jednak zrealizowanej z wykorzystaniem dwóch różnych typów (generacji) DWDM. Jak widać asymetria w systemie DWDM wyposażonym w moduły DCF jest prawie trzydziestokrotnie większa niż w systemie ich nieposiadającym (asymetria długości obu systemów wynosi odpowiednio 804 i 29 metrów). Powodem tego stanu rzeczy może być stosunkowo duży rozrzut powtarzalności długości poszczególnych modułów DCF (skutkujący w konsekwencji łączną różnicą sumarycznych długości modułów w przeciwnych kierunkach transmisji), który szacowany jest przez producenta na poziomie do 8%. Podobny poziom asymetrii opóźnień, dla połączeń w sieciach DWDM posiadających moduły DCF, wykazano także w [90].

Z danych przedstawionych w tabeli 3 wynika, iż asymetria czasu propagacji w obu typach DWDM jest znacząca (mimo iż w systemie DWDM, nie zawierającym modułów DCF, jest wyraźnie mniejsza), a jednocześnie oszacowanie jej jest praktycznie niemożliwe bez zewnętrznego systemu odniesienia (zakładając realne wdrożenia, gdzie oba końce systemu nie są zlokalizowane w tym samym miejscu). Dlatego też niezbędna jest kalibracja takiego linku zewnętrznym systemem referencyjnym (w praktyce zazwyczaj systemem satelitarnym). Co więcej kalibracja taka powinna być powtarzana po niemal każdej awarii (przecięciu) światłowodu lub zmianie (rekonfiguracji) ścieżki optycznej. Ponadto (jak wiemy z analizy przeprowadzonej w punkcie 3.1.1), asymetria czasu propagacji w parze światłowodów zmienia się w czasie wraz ze zmianą temperatury, co oznacza iż jednorazowo przeprowadzona kalibracja będzie obciążona dodatkową niepewnością (szersza dyskusja na ten temat znajduje się w punkcie 5.1.1).

W ewaluacji przydatności danego systemu transmisji sygnałów czasu (poza oceną możliwości wykonania kalibracji), niezbędna jest także ocena stabilności dystrybuowanego sygnału. Na podstawie danych (fluktuacjach fazy odbieranego sygnału 1 PPS), zebranych w eksperymencie przedstawionym w punkcie 3.3, możliwe jest określenie niestabilności transferu czasu w dwóch różnych systemach DWDM, w ponad 1500 kilometrowej linii doziemnej. Ponieważ pomiaru dokonano w formie geograficznej pętli możliwe było bezpośrednie porównanie sygnałów 1 PPS, wejściowego i wyjściowego, z wykorzystaniem licznika czasu (MTC-108). Uzyskane wyniki przedstawiono na rysunku 3.21 w postaci wykresu TDEV.



Rysunek 3.21 Stabilność transferu znaczników czasu (1 PPS) w dwóch różnych generacjach DWDM w pętli 1500 km

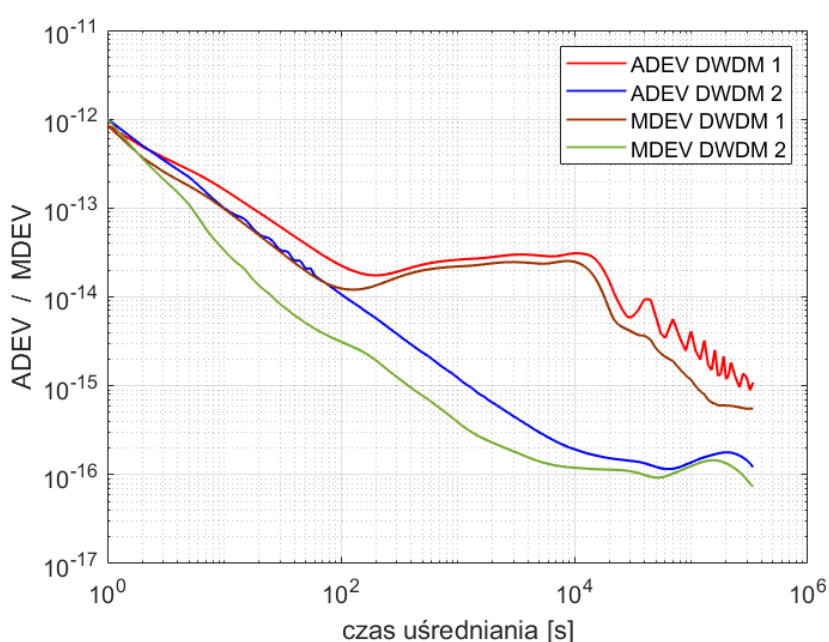
Jak widać na wykresie TDEV (rysunek 3.21), niestabilność transferu czasu w dwóch różnych systemach DWDM, różni się w sposób znaczący. Jest to szczególnie widoczne dla średnich czasów uśredniania (od 100 do 10⁴ sekundy) gdzie różnica stabilności przekracza niekiedy nawet dwa rzędy wielkości. W bardzo długim okresie uśrednień (powyżej 10⁵ sekund) dysproporcja ta wyraźnie się zmniejsza (uśredniają się zakłócenia okresowe wywołane klimatyzacją węzłów) jednak nadal jest to różnica prawie jednego rzędu wielkości. System DWDM niezawierający modułów DCF osiąga swoje minimum niestabilności na poziomie około 250 fs w przedziale od 50 do 1500 sekund, natomiast niestabilność długookresowa mieści się poniżej 20 ps. System DWDM zawierający modułu DCF osiąga swoje minimum niestabilności (dla czasów uśredniania ok. 50 s) na poziomie 0,6 ps, natomiast niestabilność długookresowa wynosi około 100 ps. Największa niestabilności transferu czasu w systemie DWDM_1 przypada na okres uśredniania około 4 godzin co odpowiada połowie okresu działania kluczowego systemu klimatyzacji w jednym z węzłów sieciowych – we Wrocławiu (patrz punkt 3.2 oraz rysunek 3.18).

Mimo niewątpliwego mankamentu związanego z brakiem możliwości przeprowadzenia „samo-kalibracji” systemu transferu czasu zaimplementowanego w sieci DWDM (porównaj kalibracja systemów działających z wykorzystaniem pojedynczego włókna – rozdział 2.2.3.1), połączenia takie oferują bardzo dobrą stabilność transferu znaczników czasu. W związku z tym systemy tego typu mogą stanowić uzupełnienie systemów satelitarnych. Dystrybucja czasu w DWDM jest pozbawiona mankamentów systemów bazujących na GNSS takich jak: wrażliwość na zakłócenia (typu spoofing, jamming), kiepska stabilność transferu (szczególnie w czasie rzeczywistym – bez zaawansowanych metod post procesingu danych). To wszystko sprawia, iż transfer czasu w sieci DWDM może być atrakcyjną alternatywą lub jak wspomniano wcześniej uzupełnieniem obecnych systemów satelitarnych w zakresie superwizji przesyłanych sygnałów czasu, czy podtrzymania ciągłości świadczenia serwisu dystrybucji w momencie awarii lub zakłócenia systemu GNSS.

3.3.2 TRANSFER CZĘSTOTLIWOŚCI

Dystrybucja wzorcowego sygnału częstotliwości w sieciach DWDM wydaje się być prostsza niż dystrybucja czasu, głównie ze względu na brak konieczności wykonania kalibracji czyli wyznaczenia asymetrii czasu propagacji linii optycznej w obu kierunkach (patrz punkt 2.2.2). W tym przypadku najistotniejsze jest zapewnienie jak najmniejszej niestabilności dystrybuowanego sygnału, której przyczyną jest zmiana w czasie różnicowego czasu propagacji łącza (nieskompensowana część zmian opóźnień).

Na podstawie zarejestrowanych danych (fluktuacji fazy sygnału częstotliwości pomiędzy wejściem i wyjściem systemu dystrybucji częstotliwości 10MHz), w układzie pomiarowym przedstawionym w punkcie 3.3, wyznaczono niestabilność transferu i zobrazowano na rysunku 3.22, w postaci wykresów ADEV oraz MDEV dla dwóch typów (generacji) systemów DWDM.

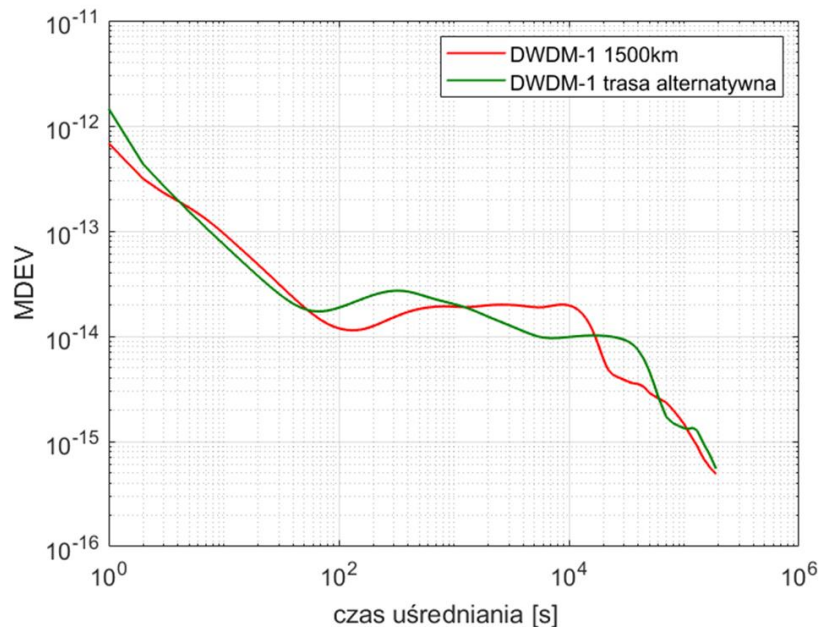


Rysunek 3.22 Niestabilność transferu częstotliwości w dwóch generacjach systemu DWDM zarejestrowanych w 1500 km pętli

Podobnie jak w przypadku transmisji sygnałów czasu, w ponad dwudziestodniowym okresie obserwacji, stabilność transferu częstotliwości była wyraźnie lepsza w systemie DWDM nie zawierającym kompensatorów dyspersji chromatycznej DCF. Na wykresie ADEV oraz MDEV dla systemu DWDM_1 widać wyraźny wpływ okresowych zakłóceń, wywołanych asymetryczną zmianą czasu propagacji (opisaną szerzej w punkcie 3.3.), a skorelowanych z okresem działania systemu klimatyzacji (rysunek 3.18). Dominujący wpływ systemu klimatyzacji we Wrocławiu, o okresie ośmiu godzin, jest widoczny na wykresie dewiacji Allana w postaci wypłaszczeni trwającego aż do około 15 000 sekund (połowa okresu ośmiogodzinnego). W tym zakresie uśrednień niestabilność systemu niezawierającego kompensatorów dyspersji chromatycznej (DWDM_2) jest o dwa rzędy wielkości lepsza niż systemu DWDM_1, zbliżając się do poziomu 2×10^{-16} . Należy w tym miejscu zaznaczyć, iż obie generacje systemów DWDM miały urządzenia zlokalizowane w tym samym węźle – Wrocławiu, który powodował tak dużą degradację sygnału w systemie DWDM_1. W bardzo długim okresie uśrednień (kilkudniowym) różnica niestabilności obu systemów wyraźnie się zmniejsza jednak nadal jest znacząca (prawie rząd wielkości).

Niewątpliwie w analizowanym powyżej przykładzie dystrybucji częstotliwości w systemie DWDM_1 (zawierającym moduły DCF) dominuje wpływ zmian temperatury w jednym z węzłów sieciowych (Wrocławiu). Przedstawiona powyżej sytuacja skłania do postawienia pytań: czy fluktuacja

asymetrii czasu propagacji w zaobserwowanej skali nie wynika ze specyficznej, jednostkowej sytuacji? Czy w innych liniach, wykorzystujących tą samą generację systemów DWDM, otrzymuje się podobne czy znacząco różne poziomy niestabilności transferu częstotliwości? W tym celu przeanalizowano dane fazowe przedstawione na rysunku 3.19, zebrane w innej pętli (żaden z pośrednich punktów węzłowych nie pokrywa się w obu trasach) o długości 800 km. Wykres porównania niestabilności (w formie MDEV) dystrybuowanych sygnałów częstotliwości w obu pętlach jest przedstawiony na rysunku 3.23.



Rysunek 3.23 Stabilność transferu częstotliwości w dwóch różnych trasach systemu DWDM tej samej generacji

Jak wynika z przedstawionego porównania, zakres zmienności obu wykresów jest bardzo podobny (podobnego rzędu) w niemal każdym zakresie uśrednień. Niemniej poszczególne maksima niestabilności występują dla różnych czasów uśrednień, co jest bezpośrednio związane z okresami pracy poszczególnych klimatyzatorów w linii. Można też wnioskować, iż praktyczne realizacje systemów DWDM tej generacji, często posiadają różną długość kompensatorów dyspersji chromatycznej (DCF) w ramach pojedynczej lokalizacji (węzła sieciowym). To z kolei powoduje znaczący wpływ fluktuacji temperatury (klimatyzacji) danego węzła na zmiany różnicowego czasu propagacji (a ostatecznie na stabilność dystrybuowanego sygnału referencyjnego). Szersza analiza wpływu modułów DCF oraz metody kompensowania ich wpływu na stabilność transferu (w procesie post-processingu danych) zostały przedstawione w rozdziale 4. Natomiast w rozdziale 5 rozwinięte zostało zagadnienie modelu szacowania jakości transferu (w obu generacjach systemów DWDM) zarówno dla sygnałów częstotliwości jak i czasu.

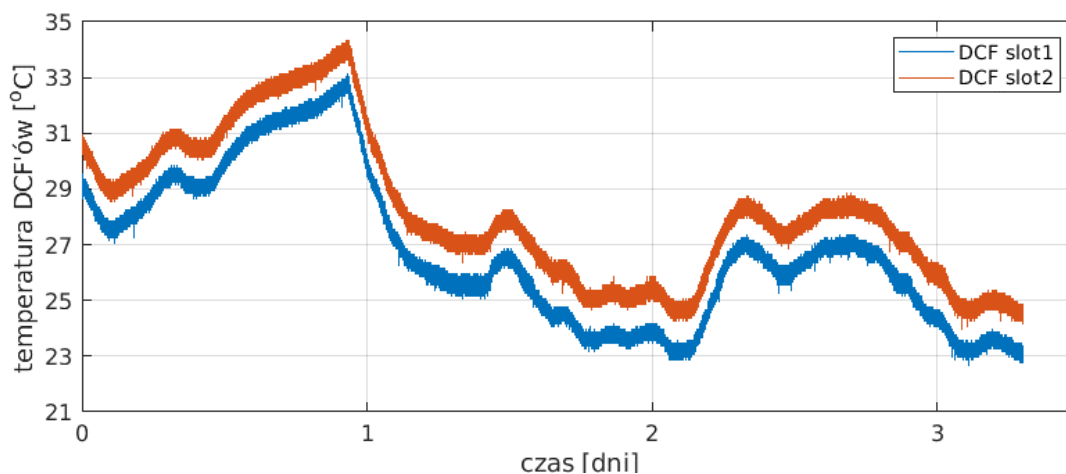
4 METODY KOREKCJI FLUKTUACJI RÓŻNICOWEGO CZASU PROPAGACJI W OPTYCZNEJ SIECI DWDM

Wykorzystanie systemów dystrybucji sygnałów referencyjnych do porównań ultrastabilnych źródeł czasu i częstotliwości (zegarów) często nie implikuje konieczności natychmiastowego (w czasie rzeczywistym) użycia wyników takich porównań. W takich sytuacjach pomocna może okazać się korekta błędów zarejestrowanych danych. Korekta ta mogłaby zostać wykonana na podstawie dedykowanej metody szacowania nieskompensowanych zmian, mających swoje źródło w asymetrycznej (różnicowej) zmianie czasu propagacji sygnału w systemie DWDM. Jak przedstawiono w poprzednim rozdziale, przyczyną tej asymetrii są głównie zmiany temperatury poszczególnych elementów sieci (kabli i urządzeń/modułów DWDM). Niestety, temperatura włókien światłowodowych nie jest w żaden sposób kontrolowana w obecnych systemach zarządzania siecią telekomunikacyjną, a co za tym idzie nie jest możliwe oszacowanie wpływu tych zmian na fluktuację opóźnienia różnicowego. W związku z tym nie znaleziono sposobu na wyznaczenie wiarygodnej korekty, na podstawie praktycznie realizowalnych pomiarów (dostępnych z poziomu zarządzania siecią telekomunikacyjną).

Odmienna sytuacja występuje w przypadku urządzeń DWDM. W tym wypadku niemal każda karta (zawierająca jeden lub kilka modułów optycznych) wyposażona jest w indywidualny sensor temperatury. W takiej sytuacji możliwe jest monitorowanie głównego czynnika wpływającego na zmianę opóźnienia propagacji sygnału optycznego. Analizując wyniki uzyskane w punkcie 3.2 łatwo zauważyć iż modułem implikującym największe, nieskompensowane fluktuacje opóźnienia różnicowego jest kompensator dyspersji chromatycznej (DCF). Ponieważ długość optyczna takiego kompensatora (długość użytego włókna) wynosi zazwyczaj od 1 do 10 km, dlatego zmiana temperatury może wywołać zmianę opóźnienia odpowiednio od 38 do 380 ps/K. Jak wynika z danych przedstawionych w punkcie 3.2.2, wpływ pozostałych modułów jest wielokrotnie mniejszy (czułość termiczna nie przekracza 2,5 ps/K). Ze względów praktycznych zdecydowano się iż zaproponowana metoda korekcji powinna bazować, w jak największym stopniu, na istniejących elementach infrastruktury. – wbudowanych fabrycznie sensorach temperatury. Niemal każda karta systemu DWDM posiada taki czujnik chociaż o ograniczonej dokładności (co pokazano dalej). Użycie niezależnych, zewnętrznych czujników o dużo większej dokładności jest praktycznie niemożliwe ze względów technicznych (umieszczenie takiego elementu wewnątrz zamkniętego urządzenia) oraz finansowych (konieczność zakupu i instalacji setek czujników). Brak możliwości bardzo precyzyjnego pomiaru temperatury był główną przyczyną ograniczenia przedstawionej (w niniejszym rozdziale) metody korekcji jedynie do analizy zmienności opóźnienia w modułach DCF (charakteryzujących się znacząco większą czułością termiczną niż pozostałe moduły wchodzące w skład urządzeń DWDM).

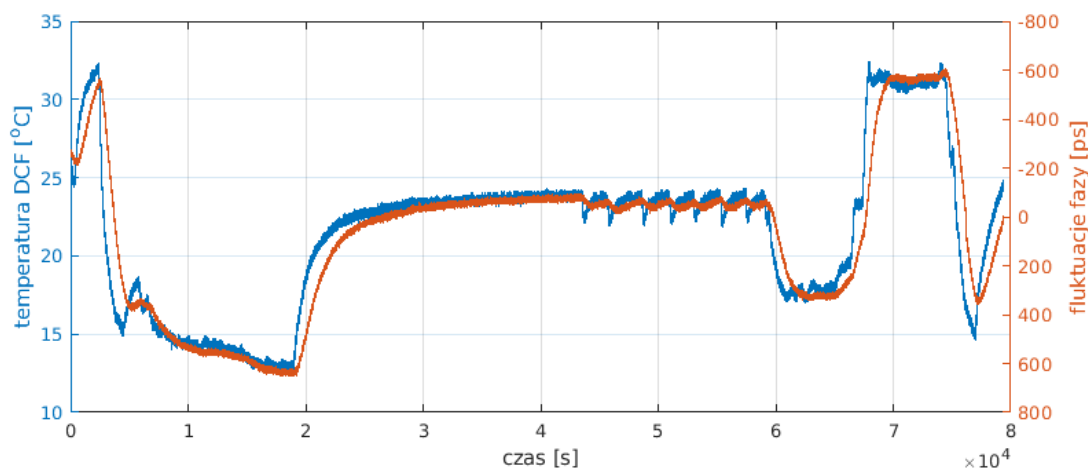
Jak już wskazano w punkcie 3.2.1, dobór długości szpul z włóknem kompensującym (DCF) następuje w procesie projektowania i optymalizacji sieci pod kątem uzyskania najlepszego stosunku sygnału do szumu. Niestety takie podejście powoduje, iż w jednym węźle mogą znaleźć się moduły o różnej długości w przeciwnych kierunkach transmisji.

Wahania temperatury pary modułów DCF zlokalizowanych w danym węźle są bardzo podobne (patrz rysunek 4.1), ponieważ zazwyczaj znajdują się one w sąsiednich slotach tej samej obudowy, jednak nierówna długość szpul jest tutaj kluczowa. Z praktycznych obserwacji wynika, że zmiany temperatury w typowych węzłach telekomunikacyjnych wahają się od kilku do kilkunastu kelwinów, a w przypadku awarii klimatyzacji nawet do kilkudziesięciu kelwinów. Zmiany opóźnienia różnicowego mogą więc być znaczne i sięgać nawet kilku nanosekund.



Rysunek 4.1 Przykład zmian temperatur par modułów DCF w ramach tego samego urządzenia DWDM (sąsiednie karty)

Punktem wyjścia dla dalszych rozważań jest równanie 3.2, określające zmianę różnicowego czasu propagacji na podstawie zmiany temperatury modułów DCF. Przedstawione dalej analizy poprzedzono krótkim eksperymentem, wykonanym w warunkach laboratoryjnych, weryfikującym zmianę czasu propagacji światła w pojedynczym module DCF (w tym przypadku zawierającego włókno o długości 3 km), w funkcji zmiany zarejestrowanej temperatury. Wynik tego eksperymentu jest przedstawiony na rysunku 4.2.

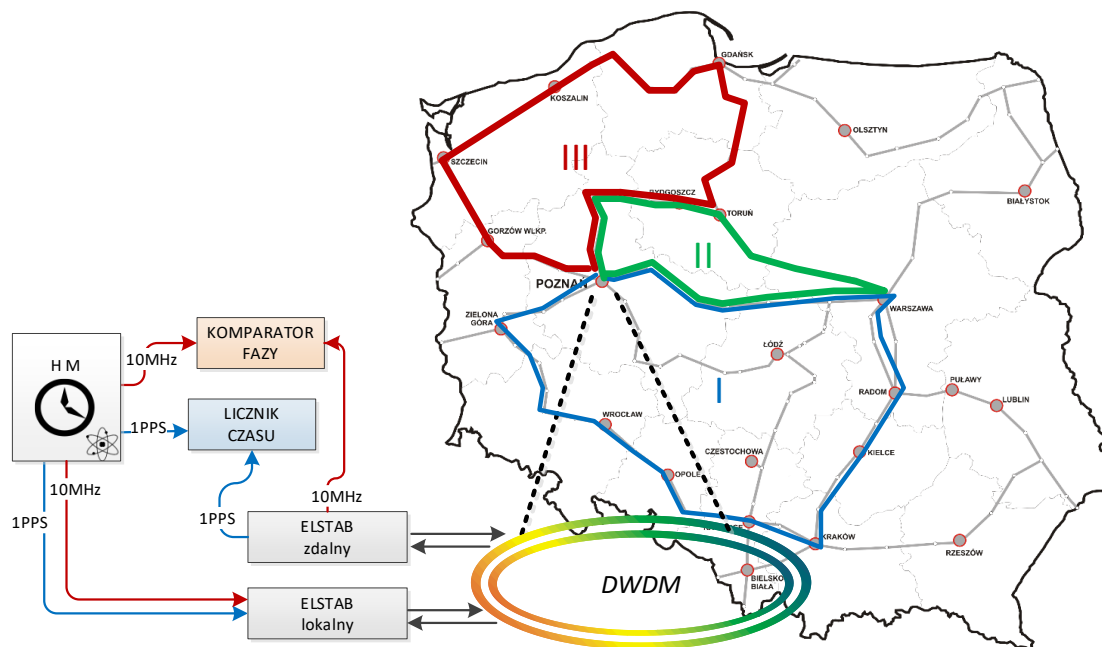


Rysunek 4.2 Zmiana czasu propagacji sygnału optycznego w module DCF przedstawiona na tle zarejestrowanej zmiany temperatury

Jak można zauważyć badany moduł DCF wykazuje pewną bezwładność (inercję) termiczną, dlatego zależność pomiędzy rejestrowaną temperaturą zewnętrzną, a wynikającymi z niej zmianami opóźnienia należy scharakteryzować z wykorzystaniem modelu dynamicznego i odpowiadającej mu funkcji przejścia. W tym miejscu należy zauważyć, iż inercja termiczna poszczególnych modułów może nieco się różnić, choćby ze względu na ilość nawiniętego włókna czy miejsce montażu (oddziaływanie termiczne urządzeń w sąsiednich slotach). Ze względu na praktyczny brak możliwości określenia inercji termicznej (w warunkach laboratoryjnych) wszystkich użytych modułów zdecydowano się na wyznaczenie jej uśrednionej wartości w procesie pomiarów realnej linii, zawierającej wiele modułów DCF o różnych długościach włókna kompensującego. Schemat układu eksperymentalnego został opisany w punkcie 4.1 natomiast sposób wyznaczenia modelu inercji termicznej (funkcji przejścia) opisany został w punkcie 4.2.

4.1 SCHEMAT UKŁADU EKSPERYMENTALNEGO

W celu wyznaczenia oraz weryfikacji metody korekcji wpływu modułów DCF, na zmiany różnicowego opóźnienia czasu propagacji użyto trzech różnych tras, zestawionych w sieci PIONIER w formie pętli (rysunek 4.3).



Rysunek 4.3 Schemat eksperymentalnego układu pomiarowego. Linie niebieska (I), czerwona (II) i zielona (III) pokazują geograficzne lokalizacje trzech różnych tras w sieci DWDM

Wszystkie eksperymenty były prowadzone w sieci operacyjnej, to znaczy takiej, w której metrologiczne sygnały referencyjne były transmitowane równoległe z sygnałami danych (o przepływności 10 Gbit/s modulowanych amplitudowo), używały realnych kabli światłowodowych, a urządzenia DWDM były chłodzone różnymi typami klimatyzatorów występującymi w rzeczywistej sieci telekomunikacyjnej. Poszczególne trasy mają następujące długości: pierwsza (I) 1550 km, druga (II) 1380 km, trzecia (III) 1000 km. Wszystkie bazowały na światłowodach doziemnych, tak aby zminimalizować wpływ fluktuacji różnicowego czasu propagacji w parze włókien światłowodowych. Poza modułami DCF w systemie DWDM zainstalowane były przełączniki optyczne (ROADM), filtry optyczne i wzmacniacze scharakteryzowane w punkcie 3.2.2. Długość poszczególnych modułów DCF mieściła się w przedziale od 1 do 10 km, z gradacją jednokilometrową. Dane temperaturowe zbierane były co sekundę, ze wszystkich modułów DCF, za pomocą protokołu SNMP.

Sygnały referencyjne (częstotliwość 10 MHz oraz znaczniki czasu 1 PPS, generowane z pasywnego masera wodorowego) zostały podłączone do urządzeń ELSTAB. Podobnie jak w układzie opisanym w punkcie 3.3, urządzenia ELSTAB zostały przystosowane do transmisji dwukierunkowej na parze "równoległych" włókien, w jednym kanale DWDM o szerokości spektralnej 50 GHz. W tym celu zarówno lokalne jak i zdalne lasery zostały dostrojone do tej samej długości fali świetlnej. Podstawowa idea stabilizacji fazy pozostała jednak niezmienną: wahania fazy były wykrywane i kompensowane za pomocą sygnału zwrotnego (wracającego z modułu zdalnego) za pomocą pary elektronicznie przestrajanych linii opóźniających, umieszczonych w torach nadawczym (w przód) i odbiorczym (w tył) – patrz punkt 2.2.3.

Ocenę stabilności dystrybuowanego sygnału czasu oraz częstotliwości dokonano za pomocą pomiaru rezydualnych (nieskompensowanych) fluktuacji fazy sygnału wyjściowego (z modułu zdalnego ELSTAB), względem sygnału odniesienia (sygnał na wejściu modułu lokalnego). Do tego celu użyto licznika

interwałów czasu MTC 108 (dla sygnału 1 PPS) oraz komparatora fazy VCH 314 (dla sygnału 10 MHz). Wszystkie zarejestrowane dane zostały oznaczone znacznikiem czasu z rozdzielczością 1 sekundy, tak aby umożliwić korelację zmian fazowych z zarejestrowanymi zmianami temperatury.

4.2 METODA KOREKCJI WPŁYWU MODUŁÓW DCF NA ASYMETRYCZNĄ ZMIANĘ CZASU PROPAGACJI

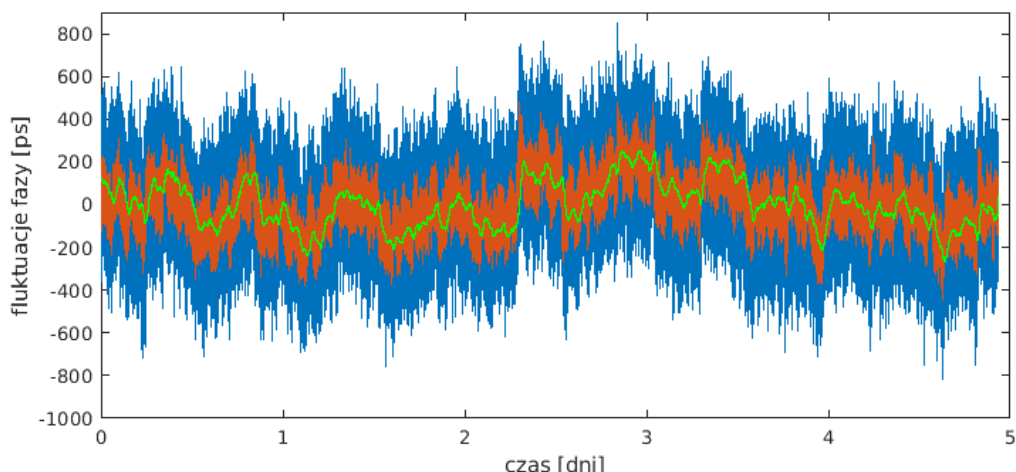
Użycie fabrycznie montowanych czujników temperatury dla określenia wpływu modułów DCF na asymetryczną zmianę czasu propagacji w obu kierunkach daje nadzieję na praktyczne wykorzystanie takiej metody. W praktyce oznaczałoby to wykorzystanie istniejących elementów infrastruktury sieciowej i brak konieczności ponoszenia dodatkowych kosztów. Przykładowo trasa nr I (rysunek 4.3) zawiera 60 modułów DCF w dwudziestu lokalizacjach, a więc instalacja dedykowanej infrastruktury sensorów wymagałaby znaczących nakładów inwestycyjnych i organizacyjnych.

Jak się jednak okazało, temperatury odczytane z fabrycznie zamontowanych czujników wykazują niestety dość duży rozrzut wartości mierzonych pomiędzy kolejnymi próbkami (około $\pm 0,25$ K). Bezpośrednie wykorzystanie danych temperaturowych zebranych w ten sposób w równaniu 3.2 powoduje bardzo duży szum obliczonych zmian opóźnienia. Dodatkowo zakres tych zmian skaluje się wraz z długością włókna światłowodowego zastosowanego w module DCF (im dłuższe włókno tym większy błąd całkowity wywołany jednostkowym błędem odczytanej temperatury). Ponieważ warunki termiczne w parze modułów DCF zainstalowanych w danym węźle w sąsiednich slotach obudowy są bardzo podobne (patrz rysunek 4.1), możliwe jest wykorzystanie uśrednionych odczytów z obu czujników temperatury (ΔT_{AVG_i}) jako wspólnego oszacowania dla modułów DCF w kierunku w przód i tył w poszczególnych węzłach. Dzięki tej modyfikacji zmniejsza się szum odczytów temperatury, a ponadto skaluje się on tylko z różnicą długości włókna pary modułów zainstalowanych w danym węźle (ΔL_{DCF_i}). Zmodyfikowana postać równania 3.2 przyjmuje postać:

$$\Delta\tau(t) = \frac{1}{2} A \sum_{i=1}^N \left(\Delta L_{DCF_i} \cdot \Delta T_{AVG_i}(t) \right) \quad (4.1)$$

gdzie A to czułość termiczna modułu DCF (wstępnie założono $38 \left[\frac{ps}{km \cdot K} \right]$ tak jak dla standardowych włókien jednomodowych), natomiast N to łączna ilość węzłów zawierających moduły DCF.

Na rysunku 4.4 przedstawiono porównanie fluktuacji fazy sygnału 10 MHz (przesyłanego w systemie DWDM w pętli I): zmierzonego komparatorem fazy (linia zielona) pomiędzy wejściem i wyjściem systemu dystrybucji, wyliczonego na podstawie znajomości zmian temperatur modułów DCF z wykorzystaniem wzoru 3.2 (linia niebieska) oraz wyznaczonego na podstawie wzoru 4.1 (linia pomarańczowa). Jak wynika z tych wykresów, zmodyfikowany wzór powoduje znaczne (około trzykrotne) obniżenie poziomu szumu związanego z pomiarem temperatury. W tym miejscu należy zaznaczyć iż w obliczeniach wykorzystane zostały wartości nominalne (katalogowe) długości kompensatorów dyspersji ze względu na praktyczny brak możliwości weryfikacji tego parametru, we wszystkich (ponad 120) modułach DCF występujących w trzech trasach pomiarowych (eksperymenty wykonywano w operacyjnie działającej sieci DWDM). Wyrzykowe pomiary takich modułów wskazują na rozpiętość długości nie przekraczającą 5% wartości nominalnej (co mieści się w deklarowanym przez producenta zakresie 8%).



Rysunek 4.4 Fluktuacje fazy obliczone na podstawie równania 3.2 (linia niebieska) i 4.1 (linia pomarańczowa) w porównaniu z bezpośrednio zmierzonymi zmianami fazy sygnału 10 MHz (linia zielona)

Jak widać powyżej, użycie do korekty danych wyznaczonych z równania 3.2 jak i zmodyfikowanej jego wersji 4.1 może spowodować dodanie dodatkowego szumu, który niejednokrotnie przewyższa nieskompensowane (rezydualne) fluktuacje opóźnienia różnicowego dystrybuowanego sygnału referencyjnego. Wynika to niewątpliwie z niedokładności pomiaru temperatury ale także i z faktu, że wspomniane równania zakładają bardzo powolne zmiany temperatury otoczenia wokół szpul DCF, a w konsekwencji jednolitą i równą temperaturę wewnątrz całego modułu (karty). Jak pokazano to już na rysunku 4.2 karta DCF wykazuje wyraźną inercję termiczną, którą należy uwzględnić w modelu. W związku z tym wzór 4.1 można uzupełnić do następującej postaci:

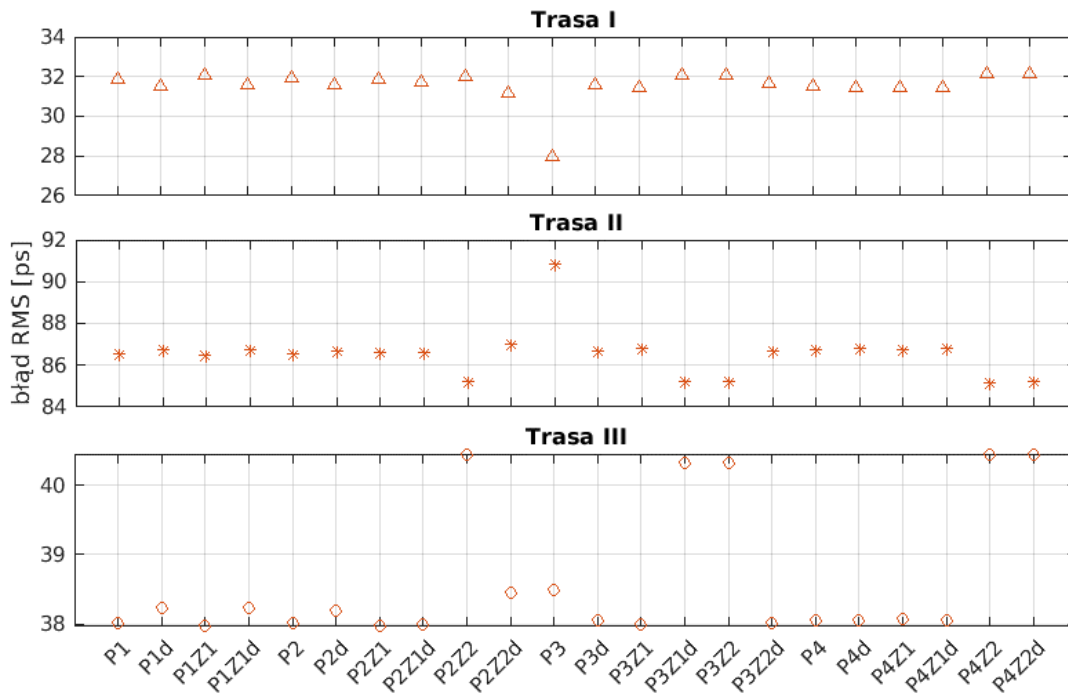
$$\Delta\tau(s) = H(s) \frac{1}{2} A \sum_{i=1}^N [\Delta L_{DCF_i} \cdot \Delta T_{AVG_i}(s)] \quad (4.2)$$

gdzie $H(s)$ to funkcja przejścia (transmitancja operatorowa), wspólna (taka sama) dla wszystkich modułów DCF. Założenie identyczności transmitancji jest pewnym przybliżeniem wynikającym z praktycznego ograniczenia: niemożliwości wyznaczenia osobnych transmitancji dla wszystkich modułów występujących w rzeczywistej linii. Do wyznaczenia konkretnej postaci $H(s)$ wykorzystane zostało środowisko Matlab, a w szczególności moduł „System Identification Toolbox” [91]. W module tym przewidywania różnicowych zmian opóźnienia wyznaczone na podstawie równania 4.2 zostały „dopasowane” w procesie optymalizacji do danych (rezydualnych zmian opóźnienia) zarejestrowanych bezpośrednio za pomocą komparatora fazy. Przyjęto następującą ogólną postać optymalizowanej funkcji:

$$H(s) = \frac{\prod(1 + sT_{Zi})}{\prod(1 + sT_{Pi})} e^{-isT_D} \quad (4.3)$$

gdzie T_{Zi} oraz T_{Pi} to odpowiednio zera i bieguny transmitancji, natomiast T_D to opóźnienie (czas martwy). W procesie optymalizacji funkcji $H(s)$ użyto danych zebranych we wszystkich trzech analizowanych trasach (opisanych w punkcie 4.1) oraz testowano wersje równania 4.3 zawierające do czterech biegunów oraz dwóch zer. Na rysunku 4.5 porównano skuteczność rozważanych modeli inercji termicznej o różnej liczbie biegunów i zer, oraz z opóźnieniem lub bez. Ocena skuteczności wyrażona jest w postaci błędów średniokwadratowego (RMS) pomiędzy oszacowanymi i bezpośrednio mierzonymi wahaniami fazowymi. Jak widać, nie ma oczywistej zalety stosowania modelu dynamicznego wyższego rzędu, co może sugerować, iż ograniczeniem są czynniki niezwiązane ze złożonością samego modelu. Dokonano także dodatkowej weryfikacji modeli, zoptymalizowanych w oparciu o wybrany odcinek czasowy danej trasy, wykorzystując go do oceny efektywności korekty także innych odcinków czasowych w tej samej

jak i alternatywnych tras. Wyznaczone w ten sposób poszczególne błędy rezydualne RMS nie różniły się od siebie więcej niż o kilkanaście procent.

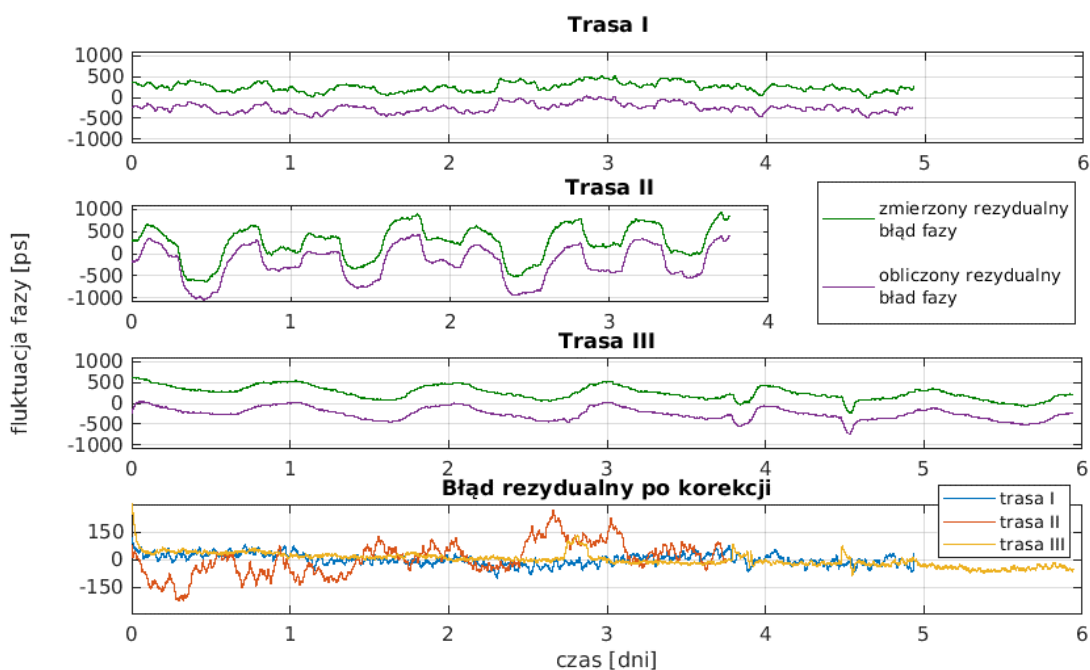


Rysunek 4.5 Porównanie efektywności poszczególnych modeli inercji termicznej w oparciu o błąd RMS. Nazwa modelu wskazuje liczbę używanych biegunów (P), zer (Z) oraz przy użyciu niezerowego parametru opóźnienia (d)

Analizując poszczególne rozwiązania, poszukiwano modelu inercji termicznej który byłby uniwersalny (wykazywał się największą skutecznością korekty dla wszystkich badanych tras oraz odcinków czasowych), a jednocześnie stosunkowo prosty. Ostatecznie na podstawie przeprowadzonych symulacji wybrano postać funkcji przejścia zawierającą tylko jeden biegun (bez zer i opóźnień). Stała czasowa tego bieguna została określona na $T_p = 1400$ s. Wartość tę można przeliczyć na częstotliwość odcięcia filtru dolnoprzepustowego na podstawie zależności: $f_g = \frac{1}{2\pi T_p} \approx 110$ μ Hz. W procesie optymalizacji modelu skorygowany został także współczynnik czułości termicznej włókna (A) stosowanego w modułach DCF z początkowo zakładanej wartości 38 ps/(km·K) na 42 ps/(km·K). Zmiana ta może wynikać z faktu, że włókna używane do kompensacji dyspersji chromatycznej różnią się od zwykłych włókien jednomodowych pod względem profilu współczynnika załamania światła (dokładna specyfikacja użytych włókien nie jest dostępna – nie podlegają one standaryzacji).

Dokonując porównania błędu RMS otrzymanego z wykorzystaniem zaproponowanego powyżej uniwersalnego modelu jednobiegunowego, z wynikami otrzymanymi przy użyciu modeli optymalizowanych dla danej konkretnej trasy (tj. posiadającymi indywidualnie wyznaczoną stałą czasową) stwierdzono, że otrzymane różnice nie przekraczają 3 ps. co potwierdza uniwersalny charakter wyznaczonego modelu.

Rysunek 4.6 przedstawia wykresy czasowe niestabilności fazy sygnału 10 MHz: zmierzone bezpośrednio (komparatorem fazy) i obliczone na podstawie opisanego modelu, dla wszystkich trzech tras. Jak można zauważyć trasa druga (II) charakteryzowała się największą wartością RMS zmian fazowych (390 ps) przed korektą, a wahania fazy po korekcie (wyrażone w wartości RMS) zmniejszyły się do 90 ps. Najniższą wartość RMS skorygowanej fazy zaobserwowano na trasie (I) – 110 ps przed a 30 ps po korekcie.



Rysunek 4.6 Błąd fazy (rezydualny) przesyłanego sygnału częstotliwości i obliczona korekta na podstawie temperatur DCF w trzech różnych trasach. Ostatni wykres przedstawia porównanie sygnałów błędów, po korekcie w trzech trasach. Dla poprawienia czytelności, krzywe na pierwszych trzech wykresach są celowo rozsunięte w pionie

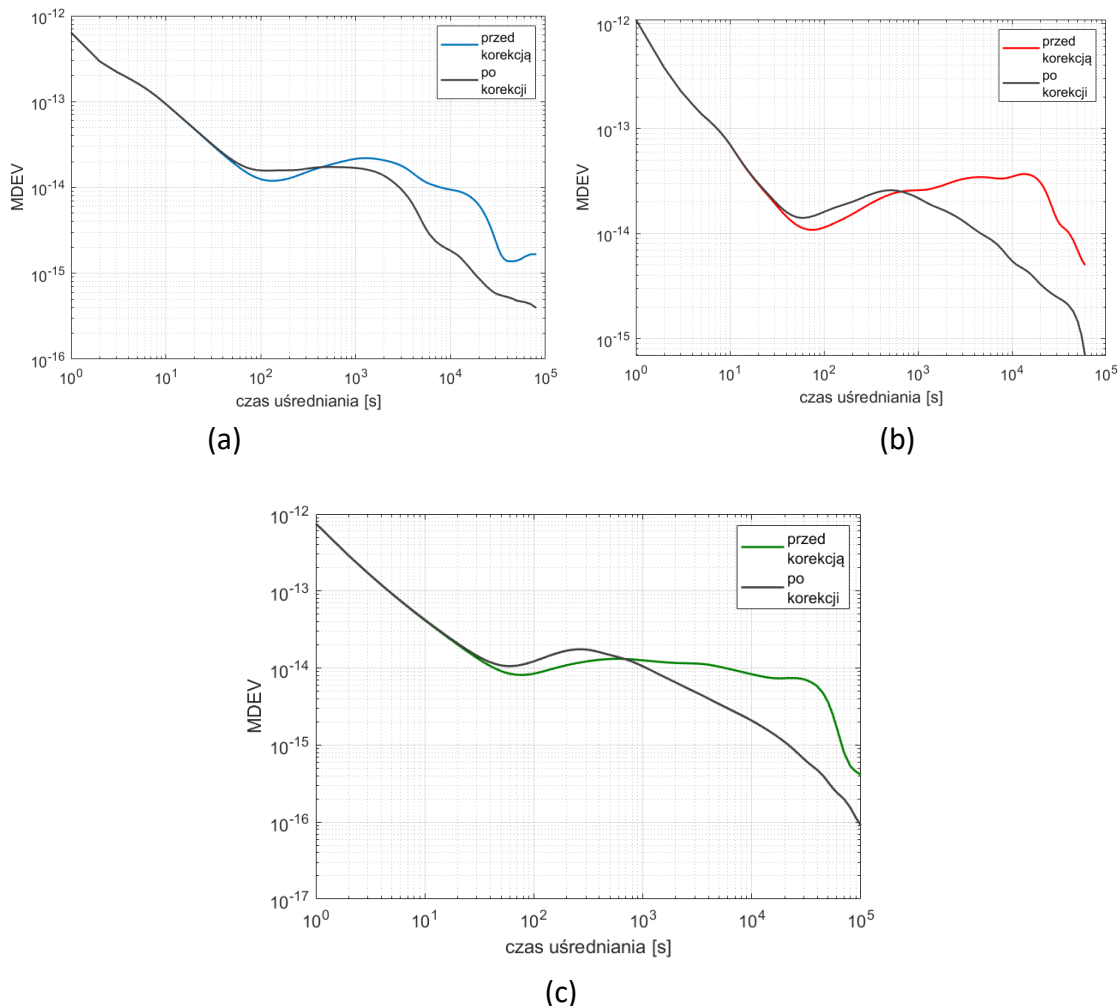
Ostatni, czwarty wykres na rysunku 4.6 przedstawia resztkowy błąd fazowy pozostały po korekcie. Zauważalną niedoskonałość korekty należy wiązać z dwoma grupami przyczyn. Pierwsza z nich jest bezpośrednio związana z przyjętymi założeniami zaproponowanej metodą korekty i obejmuje: niedokładności pomiaru temperatury (założono zastosowanie fabrycznie wbudowanych czujników) oraz niedokładność danych dotyczących długości włókna w modułach DCF (przyjęto wartości znamionowe). Zredukowanie wpływu tych czynników jest możliwe jednak wymaga znacznych, dodatkowych nakładów finansowych (instalacja dedykowanych czujników i wykonanie pomiarów długości wszystkich modułów DCF). Druga grupa obejmuje efekty pomijane w zaproponowanym modelu, takie jak zachowanie pozostałych modułów systemu DWDM (opisanych w punkcie 3.2.2) oraz wpływ fluktuacji różnicowego czasu propagacji w parze włókien światłowodowych (punkt 3.1.1). Ta druga grupa efektów została uwzględniona w modelu szacowania stabilności transferu czasu i częstotliwości (rozdział 5).

4.3 EFEKTYWNOŚĆ KOREKCJI

Korekta zmierzonych danych fazowych w oparciu o modelowanie zachowania łącza jest najczęściej stosowana w przypadku porównań dwóch odległych zegarów atomowych. W takich przypadkach oczekuje się, iż dodatkowa korekta zmniejszy niestabilność zarejestrowanych danych, a tym samym wyeliminuje (lub znacząco zmniejszy) szum niezwiązany z wzajemną różnicą wskazań samych wzorców. Dzięki temu możliwe jest osiągnięcie wymaganego poziomu dokładności porównania w krótszym okresie czasu. Dlatego też, w niniejszym rozdziale, efektywność korekty będzie zweryfikowana na podstawie oceny poprawy stabilności sygnału fazowego.

Zarejestrowane za pomocą komparatora dane fazowe transmitowanego sygnału 10 MHz w trzech różnych trasach (I, II oraz III), zostały poddane korekcie w oparciu o metodę opisaną w punkcie 4.2. Rysunek 4.7 przedstawia zmodyfikowaną dewiację Allana (MDEV) dystrybuowanego sygnału częstotliwości przed i po korekcie dla trzech różnych analizowanych tras. Jak widać, poprawa stabilności jest uzyskiwana już od około 1000 sekund czasu uśredniania. W przypadku uśrednień długookresowych, stabilność sygnału poprawia się od pięciu do dziesięciu razy. Dla uśrednień średniookresowych (od 50

do 500 s) zauważalny jest jednak niewielki wzrost niestabilności (MDEV), prawdopodobnie z powodu niedoskonałego modelowania dynamicznego wpływu temperatury zewnętrznej na opóźnienie propagacji sygnałów w modułach DCF. Z kolei dla uśrednień krótkookresowych stabilność dystrybuowanej częstotliwości nie jest pogorszona przez proponowaną metodę korekcji. Jak można zauważyć, modelowanie bezwładności termicznej modułów DCF filtruje dolnoprzepustowo dane pochodzące z czujników, co w efekcie tłumi szum pomiaru temperatury poniżej poziomu niestabilności krótkookresowej sygnału przesyłanego w systemie transmisyjnym (nie pogarsza jakości porównań).



Rysunek 4.7 MDEV dla zmian fazy sygnału 10MHz przed i po korekcie w trasach I (a), II (b) i III (c)

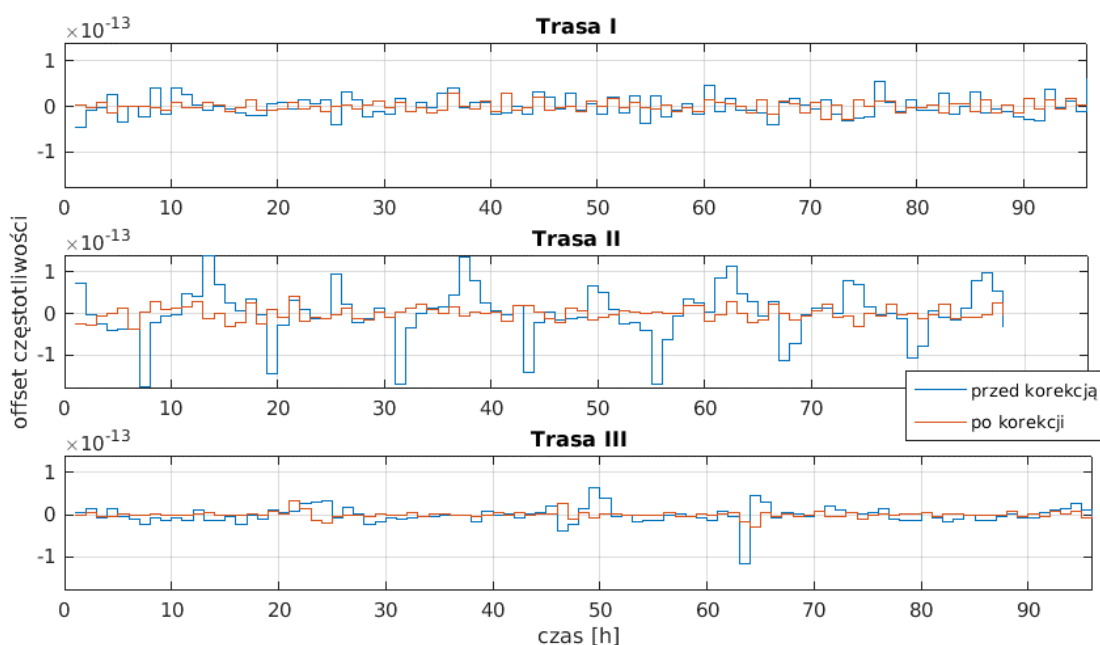
Ocenę efektywności korekcji dystrybuowanego sygnału 10 MHz można dokonać także analizując stopień redukcji średniego odchylenia częstotliwości w danym czasie obserwacji (offsetu) powstającego w kanale transmisyjnym (systemie DWDM). W niniejszej dysertacji analiza ta została wykonana dla trzech różnych zakresów uśrednienia: godzinnego, 10^4 sekund oraz jednego dnia (zakresy te zostały tak dobrane aby korelowały z różnymi zastosowaniami funkcjonalnymi dystrybucji sygnału częstotliwości).

Tabela 4 podsumowuje maksymalne i średnie (RMS) odchylenia częstotliwości (offsetów) wyliczonych z kolejnych rozłącznych przedziałów uśredniania dla trzech różnych długości tych przedziałów oraz trzech różnych tras DWDM. We wszystkich sytuacjach zaproponowana korekta częstotliwości spowodowała widoczną poprawę dokładności dystrybuowanej częstotliwości. W większości przypadków redukcja offsetu mieściła się w zakresie od dwóch do pięciu razy.

Tabela 4 Maksymalna i średniokwadratowa wartość odchylenia częstotliwości (offsetu) w różnych trasach DWDM, przed i po korekcie, dla różnego czasu uśredniania

Czas uśredniania		I	II	III
1 h	Przed korektą max / RMS	$6.1^{-14} / 2.2^{-14}$	$1.8^{-13} / 6.0^{-14}$	$1.2^{-13} / 1.8^{-14}$
	Po korekcie max / RMS	$3.0^{-14} / 1.1^{-14}$	$4.2^{-14} / 1.6^{-14}$	$7.6^{-14} / 8.9^{-15}$
10⁴ s	Przed korektą max / RMS	$3.4^{-14} / 1.4^{-14}$	$1.0^{-13} / 4.8^{-14}$	$4.6^{-14} / 1.3^{-14}$
	Po korekcie max / RMS	$8.0^{-15} / 2.9^{-15}$	$2.0^{-14} / 1.1^{-14}$	$2.3^{-14} / 4.6^{-15}$
1 dzień	Przed korektą max / RMS	$3.5^{-15} / 2.3^{-15}$	$4.9^{-15} / 3.0^{-15}$	$2.7^{-15} / 1.5^{-15}$
	Po korekcie max / RMS	$2.8^{-16} / 1.5^{-16}$	$2.0^{-15} / 1.7^{-15}$	$5.3^{-16} / 3.5^{-16}$

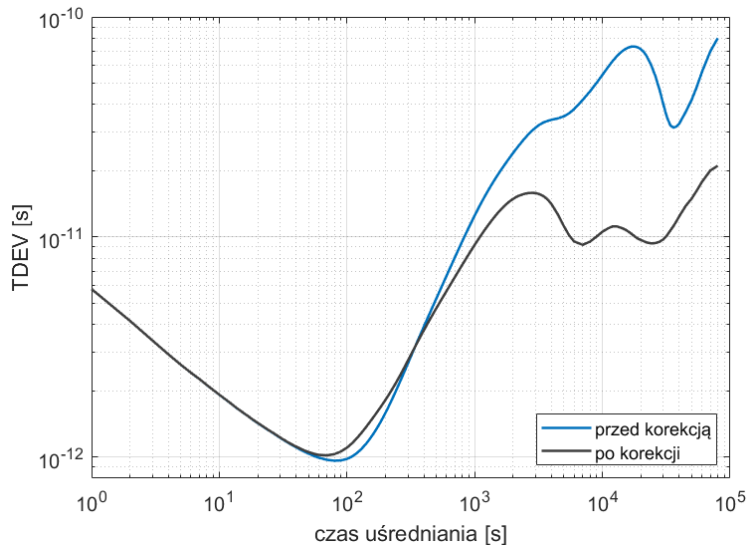
Dodatkowo, dla pełniejszego zobrazowania skuteczności zaproponowanej korekcji, na rysunku 4.8 przedstawiono ewolucję czasową względnych offsetów częstotliwości uśrednionych w kolejnych okresach jednogodzinnych dla pełnego okresu pomiarowego.



Rysunek 4.8 Względne przesunięcie częstotliwości (uśrednione w okresach jednogodzinnych) przed i po korekcie obliczone dla wszystkich trzech tras

Ponieważ w układzie eksperymentalnym użyto systemu ELSTAB, w którym równolegle dystrybuowano sygnały 1 PPS, dlatego możliwe było także zweryfikowanie zaproponowanego modelu inercji termicznej w aspekcie transferu czasu. Po zastosowaniu tych samych korekcji fazowych co w przypadku transferu częstotliwości, uzyskano wyraźną poprawę stabilności transferu czasu. Rysunek 4.9

przedstawia przykładowy wynik korekcji w linii (I), wyrażony w postaci wykresu dewiacji czasu (TDEV). Podobnie jak w przypadku sygnału częstotliwości 10MHz, proponowana metoda znacząco poprawia stabilność długookresową – niestabilność skorygowanego sygnału jest mniejsza niż 20 ps. Dzięki temu znacząco zwiększa się zakres praktycznych zastosowań tego rodzaju transferu.



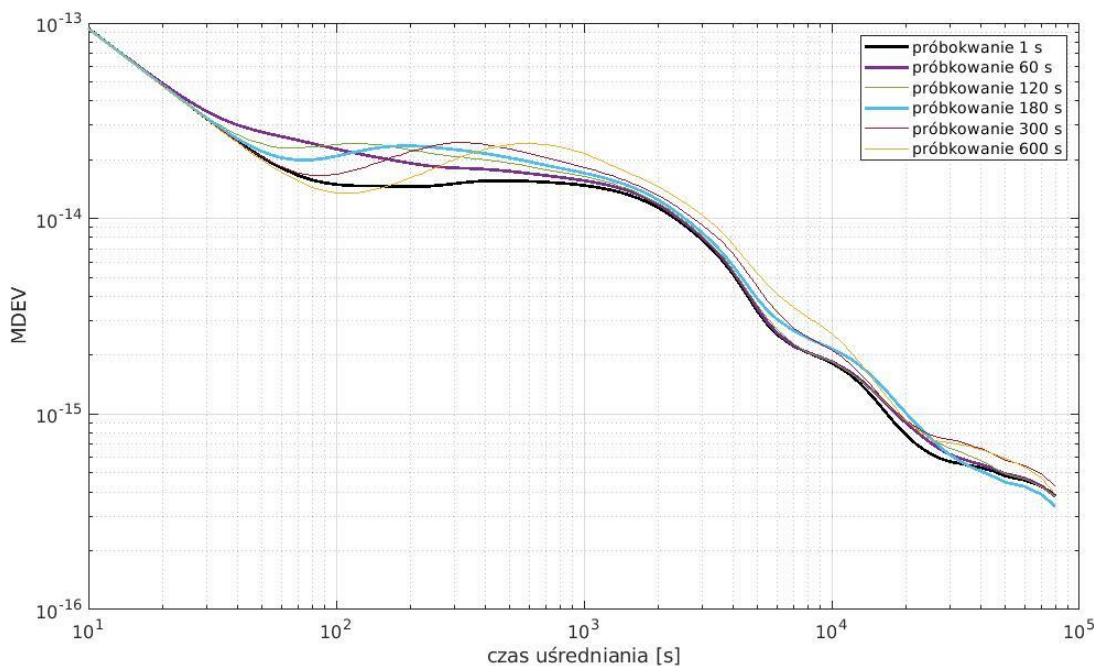
Rysunek 4.9 TDEV dla zmian fazy 1 PPS przed i po korekcie na trasie (I)

W tym miejscu należy zauważyć, że dystrybuowane sygnały czasu i częstotliwości w systemie ELSTAB są ze sobą ściśle skorelowane – sygnał czasu jest kodowany/markowany w jednym ze zboczy sygnału częstotliwości. Dlatego też wyniki stabilności obu typów sygnałów również są bardzo podobne. Ewentualne różnice w stabilności krótkookresowej wynikają głównie z precyzji pomiaru danym urządzeniem pomiarowym oraz ilości uśrednionych próbek pomiarowych w okresie 1 sekundy. Dlatego też efektywność metody korekcji jest taka sama zarówno dla sygnałów 1 PPS jak i 10 MHz.

4.4 WPŁYW WYDŁUŻENIA OKRESU PRÓBKOWANIA TEMPERATURY NA EFEKTYWNOŚĆ KOREKCJI

Z punktu widzenia zarządzania rozległą siecią telekomunikacyjną (DWDM), odpytywanie bardzo dużej liczby urządzeń z okresem jednosekundowym, poprzez protokół SNMP, stanowi znaczące obciążenie dla systemów zarządzania, zarówno w kontekście przepustowości kanałów serwisowych, przetwarzania jak i przechowywania danych. Dlatego też poniżej przedstawiono analizę skuteczności proponowanej metody korekcji w przypadku zmniejszenia częstotliwości próbkowania danych z czujników temperatury.

W niniejszej analizie wykorzystano temperatury modułów DCF zebrane dla trasy pierwszej (I), gdzie zgromadzone dane (z częstotliwością próbkowania jedna sekunda) zostały poddane decymacji (tzn. wszystkie odczyty w danym okresie zostały zignorowane z wyjątkiem jednego) w celu zasymulowania zmniejszonej szybkości generowania zapytań. Następnie otrzymane w ten sposób dane poddano interpolacji w celu uzyskania ciągów danych wejściowych o rozdzielczości jednej sekundy, zgodnych z poprzednimi obliczeniami. Tak przygotowane dane (odczyty temperatur) zostały użyte do obliczenia korekty danych fazowych z wykorzystaniem metody przedstawionej w punkcie 4.2. W analizie uwzględniono siedem różnych okresów próbkowania: 10, 30, 60, 120, 180, 300 i 600 sekund. Na rysunku 4.10 przedstawiono analizę stabilności skorygowanego sygnału fazy dla wybranych częstotliwości próbkowania oraz danych niezdecydowanych (oryginalnych).



Rysunek 4.10 Stabilność częstotliwości po korekcie, pokazana dla różnych częstotliwości próbkowania odczytów temperatury w modułach DCF

Zmiana okresu próbkowania, odczytów temperatur w modułach DCF, w zakresie od 10 do 60 sekund prowadzi do stopniowego pogorszenia stabilności (MDEV) dla okresu uśrednień od 50 do 1000 s. Jednak pogorszenie to nie jest większe niż o wartość 1,5. W przypadku długich czasów uśredniania, wykresy niemal pokrywają się, co oznacza, że w tym zakresie nawet próbkowanie z okresem minutowym nie wpływa w sposób zauważalny na efektywność korekcji. Dalsze zmniejszenie częstotliwości próbkowania (powyżej 120 sekund) powoduje, że efekt aliasingu pogarsza nieco również stabilność długookresową. W przypadku próbkowania o okresie 300 sekund, długoterminowa niestabilność jest większa (gorsza) o współczynnik 1,3.

Z powyższej analizy wynika, że szybkie próbkowanie temperatury modułów DCF nie jest krytyczne. Odpytywanie z okresem 60 sekund, wydaje się być satysfakcjonującym kompromisem pomiędzy wymogami (ograniczeniami) systemu zarządzania, a efektywnością (skutecznością) zaproponowanej metody kompensacji asymetrycznych zmian czasu propagacji.

5 MODELOWANIE JAKOŚCI TRANSFERU CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI W SIECI DWDM

Ocena przydatności danego sposobu transferu czasu i częstotliwości dla wybranego zastosowania wymaga określenia jego jakości. Jako miarę tej „jakości” najczęściej rozumie się niestabilność i niepewność dystrybuowanego sygnału wzorcowego. W analizie przedstawionej w niniejszym rozdziale, z całego spektrum czynników (opisanych w rozdziale 2) wpływających na jakość dystrybuowanych sygnałów wzorcowych wybrano te, które różnicują transfer w systemie DWDM (z wykorzystaniem pary włókien światłowodowych), w stosunku do rozwiązania referencyjnego, jakim jest transfer z wykorzystaniem dedykowanego, pojedynczego włókna. Przedstawione w niniejszym rozdziale parametry jakościowe należy traktować jako dodatkowe pogorszenie niestabilności i niepewności dystrybuowanych sygnałów. Należy jednak zaznaczyć, iż wyznaczone limity wynikają z faktu wykorzystania systemu DWDM do przesyłania sygnałów metrologicznych i nie odnoszą się to konkretnego rozwiązania systemu dystrybucji czasu i/lub częstotliwości. W związku z tym otrzymane wyniki należy ostatecznie porównać z możliwościami danego rozwiązania transferu aby sprawdzić czy i w jakim zakresie użycie systemu DWDM realnie limituje jakość przesyłanych sygnałów. Takie podejście do zaproponowanej analizy miało na celu zwiększenie jej uniwersalności i uniezależnienie od konkretnych rozwiązań technicznych.

Eksperymenty przedstawione w rozdziale 3 niniejszej dysertacji dla wyizolowanych fragmentów sieci DWDM (osobno kabli światłowodowych oraz urządzeń sieciowych) miały na celu określenie jednostkowego wpływu poszczególnych elementów na możliwość precyzyjnego odtworzenia sygnałów czasu i częstotliwości na zdalnym końcu systemu. Ponadto, jak pokazano w tym samym rozdziale, główną przyczyną niestabilności transferu czasu i częstotliwości są fluktuacje różnicowego czasu propagacji (fazy) przesyłanych sygnałów, wywołane zmianami temperatury tak urządzeń jak i światłowodów. Na potrzeby jak najdokładniejszego wyznaczenia modelu, uwzględniającego szerokie spektrum dostępnych informacji, zebrano i analizowano zmienności temperatur zmierzone bezpośrednio oraz oszacowane na podstawie zarejestrowanych fluktuacji fazy sygnału (opóźnienia) w badanym światłowodzie. W celu opracowania modelu wykorzystano następujące dane:

- zmiany temperatury zarejestrowane przez czujniki umieszczone w kilkudziesięciu węzłach rzeczywistej sieci DWDM – w tym temperatury pojedynczych kart/modułów urządzeń sieciowych,
- rekordy zmian temperatury z licznych stacji pogodowych rejestrujących zarówno temperaturę powietrza jak i gruntu na różnych głębokościach,
- zmierzone fluktuacje opóźnienia w rzeczywistych liniach światłowodowych wraz z wynikającym z nich oszacowaniem zmian uśrednionej (po długości linii) temperatury kabli (patrz wzór 2.19).

Łącznie stanowi to obszerny zbiór danych, umożliwiający szeroką analizę nawet bardzo długookresowych zmian i trendów. Niemniej, dane te są bardzo uciążliwe w analizie, nie tylko ze względu na rozmiar poszczególnych rekordów, ale także: zmienność okresów próbkowania, ograniczoną rozdzielczość, szumy czujników, niekompletność i nieciągłość danych w plikach, różnorodność formatów zapisu itd. W związku z tym zaproponowano modelowanie zarejestrowanych fluktuacji temperatury w dziedzinie widmowej, tj. poprzez widmową gęstość mocy, gdzie poszczególne parametry modelu dopasowano do danych zarejestrowanych w dziedzinie czasu. Dzięki takiemu podejściu zaproponowane modele mają niewielką liczbę parametrów i unifikowaną postać, a więc są dużo wygodniejsze w praktycznych zastosowaniach

szacowania limitów niestabilności i niedokładności transferu. Ponadto podejście takie ma kilka istotnych cech:

- Pozwala zidentyfikować i ewentualnie analizować oddzielnie wpływ różnych zjawisk, jak cykle pracy urządzeń klimatyzacyjnych, cykle dobowe oraz cykle roczne zmian temperatury powietrza i gruntu.
- Umożliwia łatwe dopasowanie modelu do danych zarejestrowanych w różnych warunkach, jak np. inne rozwiązania chłodzenia węzłów sieciowych czy instalacja światłowodu w innej strefie klimatycznej.
- Pozwala na różnicowanie na poziomie modelu sytuacji typowych i szczególnych, np. wadliwie działającego systemu klimatyzacji danego węzła sieciowego, czy instalacji światłowodu w nietypowym otoczeniu termicznym (np. w ciągu tras szybkiego ruchu, tunelach, terenach górskich, podmorskich itp.).

Daleko idąca równoważność widmowej reprezentacji fluktuacji temperatury (a w konsekwencji, po zastosowaniu odpowiedniego skalowania, także widmowej reprezentacji fluktuacji fazy przesyłanych sygnałów referencyjnych) z pierwotnym zbiorem próbek zarejestrowanych w dziedzinie czasu wynika z faktu, że reprezentacja widmowa pozwala obliczyć kluczowe parametry opisujące jakość transferu. Odbywa się to z wykorzystaniem odpowiedniej transmitancji $H(f)$, określonej dla danej miary stabilności lub niepewności, oraz wyznaczonej wcześniej widmowej gęstości mocy fluktuacji fazy.

Pierwszym z omówionych poniżej parametrów jakościowych, dających się wyznaczyć z reprezentacji widmowej, jest dewiacja Allana. Pierwotna definicja tego parametru została przedstawiona w punkcie 2.1.1 (wzór 2.6), jednakże można go wyrazić także w następującej postaci [28], [30], [92]:

$$ADEV(\tau) = \sqrt{\left\langle \left[\int_{-\infty}^{+\infty} y(t) h_{A_y}(t - t_k) dt \right]^2 \right\rangle} = \sqrt{\langle [y(t_k) * h_{A_y}(t_k)]^2 \rangle} \quad (5.1)$$

gdzie:

$$h_{A_y}(t) = \begin{cases} 0 & t \leq 0 \\ -1/\sqrt{2\tau} & 0 < t \leq \tau \\ 1/\sqrt{2\tau} & \tau < t \leq 2\tau \\ 0 & t > 2\tau \end{cases} \quad (5.2)$$

Czyli dewiacja Allana jest splotem odchylenia częstotliwości $y(t)$ z funkcją wagową $h_{A_y}(t)$. Powyższą zależność można przedstawić także w domenie częstotliwości [28], [30]:

$$ADEV(\tau) = \sqrt{\int_0^{\infty} S_y(f) \cdot |H_{A_y}(f)|^2 \cdot df} \quad (5.3)$$

gdzie $S_y(f)$ jest jednostronną funkcją gęstości mocy sygnału $y(t)$, natomiast $|H_{A_y}(f)|^2$ jest transformatą Fouriera funkcji $h_{A_y}(t)$. Z tego też:

$$|H_{A_y}(f)|^2 = 2 \cdot \frac{\sin^4(\pi\tau f)}{(\pi\tau f)^2} \quad (5.4)$$

Ponieważ używane dane pomiarowe wyrażone były za pomocą zmian fazy (a nie odchyłeń częstotliwości), dlatego skorzystano z zależności wiążącej widmową reprezentację fluktuacji fazy $S_x(f)$ z widmową gęstością częstotliwości $S_y(f)$ [31]:

$$S_x(f) = \frac{S_y(f)}{(2\pi f)^2} \quad (5.5)$$

Na podstawie powyższej zależności dewiację Allana wyznaczoną na podstawie fluktuacji fazy sygnału można przedstawić w następującej postaci:

$$ADEV(\tau) = \sqrt{\int_0^\infty S_x(f) \cdot |H_A(f)|^2 \cdot df} \quad (5.6)$$

gdzie:

$$|H_A(f)|^2 = 8 \cdot \frac{\sin^4(\pi\tau f)}{\tau^2} \quad (5.7)$$

Podobne wyprowadzenie jest możliwe także dla innych miar stabilności i niepewności, a poniżej przedstawione są te, które wykorzystano w niniejszym rozdziale [28], [30], [31]:

a) Modyfikowana dewiacja Allana (MDEV)

$$MDEV(\tau) = \sqrt{\int_0^\infty S_x(f) \cdot |H_{MA}(n, f)|^2 \cdot df} \quad (5.8)$$

gdzie:

$$|H_{MA}(n, f)|^2 = 8 \cdot \frac{\sin^6(\pi\tau f)}{(n\tau)^2 \cdot \sin^2\left(\pi \frac{\tau}{n} f\right)} \quad (5.9)$$

Liczba $n = \tau/\tau_0$, gdzie τ jest czasem obserwacji, a τ_0 jest podstawowym okresem próbkowania mierzonego sygnału. Zakładając iż $n \rightarrow \infty$ powyższą transmitancję można zapisać w postaci [28]:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} |H_{MA}(n, f)|^2 = 8 \cdot \frac{\sin^6(\pi\tau f)}{\pi^2 f^2 \tau^4} \quad (5.10)$$

W praktyce powyższa zależność jest wystarczająco dobrym przybliżeniem już dla $n=2$ [28].

b) Dewiacja czasu (TDEV)

$$TDEV(\tau) = \sqrt{\int_0^\infty S_x(f) \cdot |H_T(n, f)|^2 \cdot df} \quad (5.11)$$

gdzie:

$$|H_T(n, f)|^2 = 8 \cdot \frac{\sin^6(\pi\tau f)}{3 \cdot n^2 \cdot \sin^2\left(\pi \frac{\tau}{n} f\right)} \quad (5.12)$$

Można także posłużyć się bezpośrednim przekształceniem pomiędzy MDEV i TDEV na podstawie wzoru 2.14.

- c) Średniokwadratowy, względny błąd częstotliwości (FE_{RMS}) – zdefiniowany w punkcie 2.1.1 (wzór 2.13). Użycie tak określonej miary do oceny niepewności transferu częstotliwości w sieciach DWDM jest możliwe ze względu na charakter analizowanych zmian – fluktuacje fazy i częstotliwości spowodowane zmianami temperatury światłowodu oraz modułów DWDM są ograniczone i okresowe, a ich wartość oczekiwana jest równa zero. Możliwe jest zatem wyznaczenie średniokwadratowego, względnego błędu częstotliwości (FE_{RMS}). Korzystając z reprezentacji widmowej FE_{RMS} można przedstawić w następującej postaci [28]:

$$FE_{RMS}(\tau) = \sqrt{\int_0^{\infty} S_x(f) \cdot |H_{FE}(f)|^2 \cdot df} \quad (5.13)$$

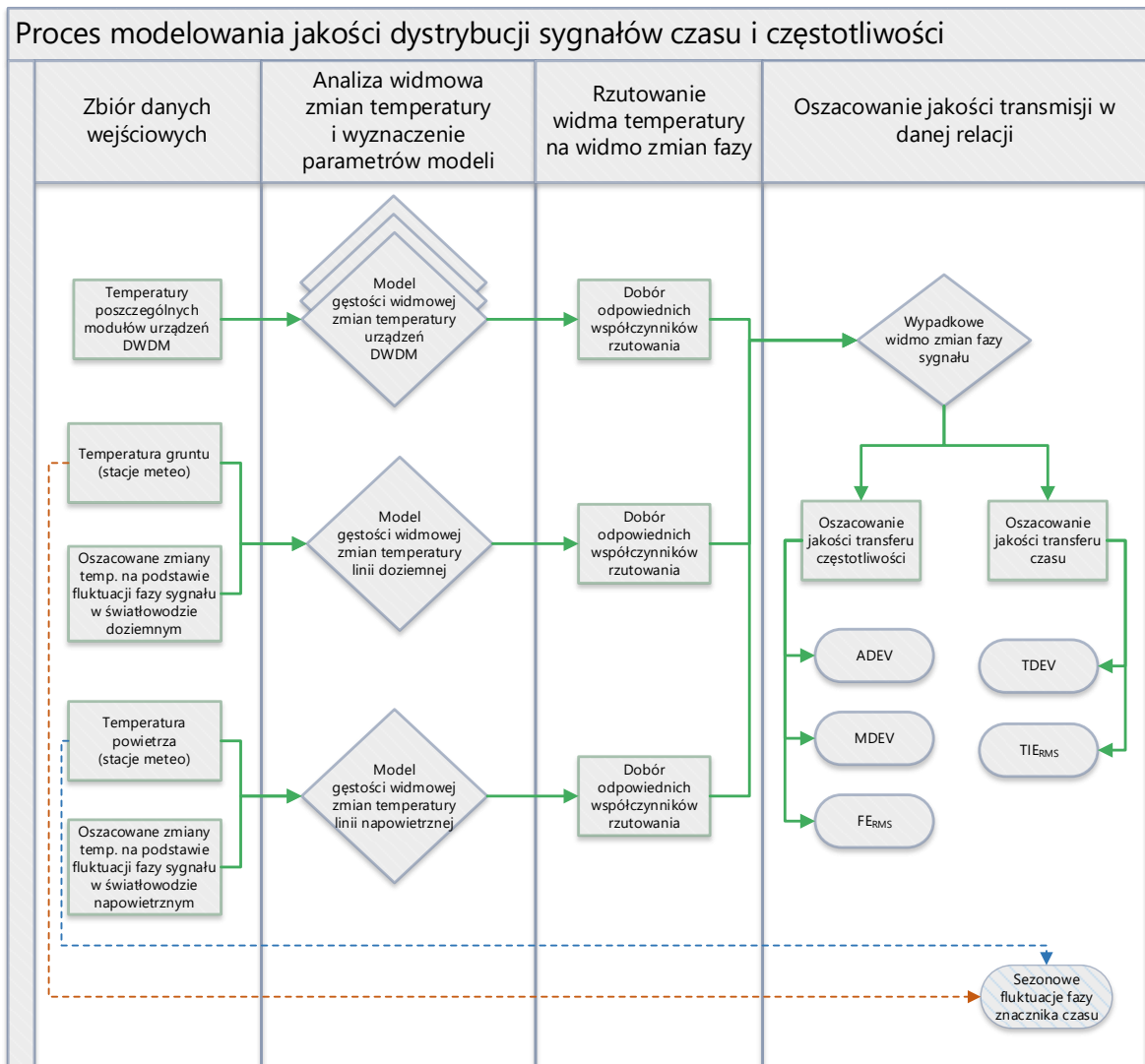
gdzie:

$$|H_{FE}(f)|^2 = 4 \cdot \frac{\sin^2(\pi\tau f)}{\tau^2} \quad (5.14)$$

- d) Powyższy wzór pomnożony przez τ obrazuje średniokwadratowy błąd transferu interwałów czasu [28]:

$$TIE_{RMS}(\tau) = FE_{RMS}(\tau) \cdot \tau \quad (5.15)$$

Ogólny schemat procesu modelowania jakości dystrybuowanych sygnałów czasu i częstotliwości zaproponowany w niniejszym rozdziale został przedstawiony na rysunku 5.1. Obszerny zakres danych wejściowych (temperatury zarejestrowane bezpośrednio oraz oszacowane na podstawie zmian opóźnienia propagacji sygnału w światłowodzie) zebranych z różną częstotliwością próbkowania i różnych okresach czasu posłużył do wyznaczenia modelu widmowej reprezentacji zmian temperatury poszczególnych elementów całego systemu transmisyjnego DWDM (zarówno kabli światłowodowych jak i urządzeń). Wstępnie przyjęto, iż poszczególne składowe widmowe będą reprezentowane za pomocą krzywych opisujących profile Lorentza. Dzięki temu możliwe było zamodelowanie cyklicznych zmian temperatury, jak choćby zmiany pogody w przypadku kabli światłowodowych (dobowe, roczne czy kilkunastodniowe związane z okresowym przemieszczaniem się frontów atmosferycznych), lub zmian termiki poszczególnych modułów urządzeń DWDM, a wynikających z okresowej pracy systemów klimatyzacji pomieszczeń oraz regulacji wewnętrznego obiegu powietrza tychże urządzeń. Jednakże cykliczność ta nie oznacza przebiegów ściśle okresowych (reprezentowanych w postaci poszczególnych wąskich prążków widma), a charakteryzuje się pewnym „rozmyciem” widmowym, związanym z nieidentycznością poszczególnych przebiegów. Ponadto, widmowa gęstość mocy zmian temperatury generalnie maleje wraz częstotliwością ze względu na fundamentalne ograniczenia fizyczne, jak choćby inercja termiczna, czy konwekcyjna wymiana ciepła. Te wszystkie cechy są dobrze reprezentowane właśnie w profilu Lorentza, który był punktem wyjścia w procesie odwzorowania poszczególnych składowych modelu gęstości widmowej. W tym miejscu należy zaznaczyć, iż głównym celem tworzonego modelu jest właściwe odwzorowanie poszczególnych miar oceny jakości transmisji. Dlatego też optymalizacji poszczególnych składowych modelu dokonano na podstawie porównania szacowanych stabilności (wyrażonych za pomocą MDEV) – porównywano dewiację Allana wyznaczoną z danych źródłowych z dewiacją Allana wyznaczoną z widma modelu (wzór 5.8). Wybór właśnie tej miary stabilności (MDEV) wynika z tego, że spośród wszystkich użytych miar jakości transferu, jest ona najbardziej selektywna częstotliwościowo – a zatem najbardziej czuła na niedoskonałość modelowania.



Rysunek 5.1 Schemat blokowy procesu modelowania jakości dystrybuowanych sygnałów czasu i częstotliwości

Wyznaczony model gęstości widmowej zmian temperatury poszczególnych elementów systemu DWDM został w następnym etapie modelowania przetransponowany (rzutowany) do postaci widma zmian fazy (zmian opóźnienia sygnału optycznego przesyłanego w danym elemencie). W tym zakresie oparto się o analizy zaprezentowane w rozdziale trzecim niniejszej dysertacji. Uzasadnienie doboru poszczególnych wartości modelu jest przedstawione w następujących podrozdziałach (5.1 oraz 5.2), dla poszczególnych elementów systemu. Tak otrzymane widma cząstkowe są podstawą do wyznaczenia widma wypadkowego zmian fazy, na podstawie którego (oraz wzorów od 5.6 do 5.15) możliwe jest wyznaczenie kluczowych miar jakości dystrybucji sygnału czasu i częstotliwości.

Wyznaczone w powyższy sposób, powszechnie uznane i używane, miary jakości transferu mają charakter wielkości średniokwadratowych. Miary te są często jedynymi, za pomocą których definiuje się dany system transmisyjny. Jednak dla pełniejszego zobrazowania jakości dystrybucji z wykorzystaniem systemu DWDM, powyższą analizę uzupełniono o dyskusję (zawartą w punkcie 5.1.1) na temat możliwości zmian opóźnienia znaczników czasu transmitowanych w parze włókien światłowodowych. W oszacowaniach tych bazowano na danych źródłowych, wyrażonych w domenie czasowej (fluktuacje temperatury).

Modelowanie ograniczeń jakości sygnałów czasu i częstotliwości dystrybuowanych w systemach DWDM ma istotne praktyczne znaczenie. Niemal wszystkie implementowane połączenia tego typu nie mają możliwości weryfikacji jakości transferu co najmniej równoważnym jakościowo, alternatywnym systemem wzorcowym. Dzięki zaproponowanemu sposobowi modelowania istnieje elastyczna możliwość korzystania z informacji o fluktuacjach temperatur poszczególnych elementów z wykorzystaniem wielu dostępnych źródeł, a w przypadku ich braku, użycia typowych wartości zaprezentowanych w kolejnych rozdziałach. W rozdziale 5.1 analizowany jest wpływ zmian temperatury kabli światłowodowych na stabilność i niepewność transferu sygnałów wzorcowych, natomiast w rozdziale 5.2 rozpatrywany jest wpływ zmian temperatury urządzeń/komponentów DWDM. Rozdział 5.3 zawiera przykładowe oszacowanie niestabilności dla kilku alternatywnych linków w sieci PIONIER, natomiast w rozdziale 5.4 znajduje się podsumowanie oraz eksperymentalna weryfikacja zaproponowanej metodyki modelowania.

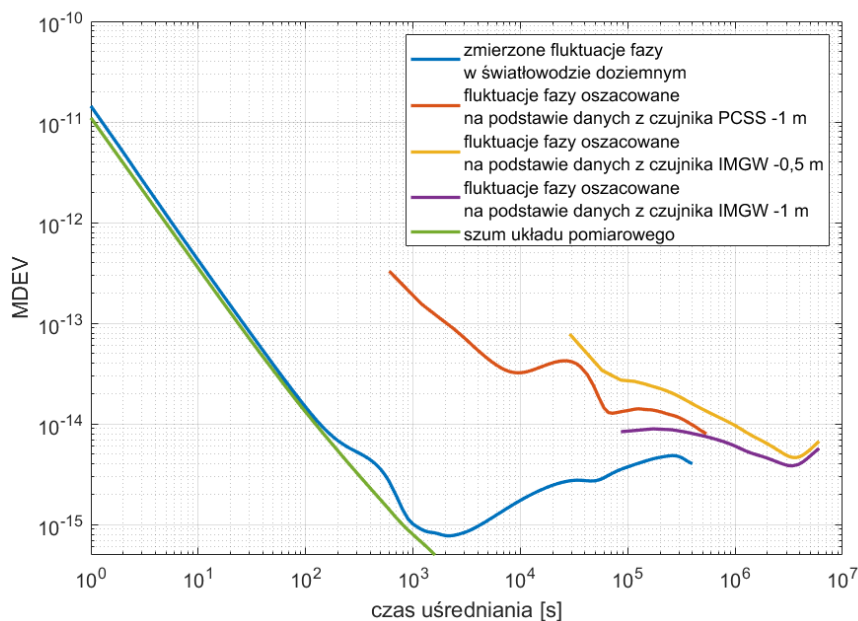
5.1 WPŁYW ZMIAN TEMPERATURY KABLI ŚWIATŁOWODOWYCH NA JAKOŚĆ DYSTRYBUCJI CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI

Jak wynika z analizy przeprowadzonej w punkcie 3.1, fluktuacje różnicowego czasu propagacji w parze włókien światłowodowych są bezpośrednio skorelowane z ogólną zmianą temperatury samego światłowodu. Zaobserwowana właściwość jest kluczowa dla dalszych rozważań na temat jakości dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości. Bazując na niej możliwe jest wyznaczenie podstawowych parametrów opisujących limit niestabilności oraz niepewności transferu, z wykorzystaniem procesu modelowania przedstawionego na rysunku 5.1. Niemniej kluczowym aspektem jest pozyskanie wiarygodnych danych umożliwiających prawidłowe odwzorowanie zmian temperatury włókien w kablu światłowodowym. Poniżej, w pierwszej kolejności, przedstawiona została analiza doziemnych, a następnie napowietrznych linii światłowodowych.

Niewątpliwie największym repozytorium danych, zawierającym informacje o zmienności temperatur w Polsce, jest Instytut Metrologii i Gospodarki Wodnej [93]. W celu określenia przydatności pomiarów raportowanych przez stacje meteorologiczne (dla celu analizy zmian czasu propagacji sygnału transmitowanego w światłowodzie doziemnym), porównano wyniki fluktuacji całkowitego opóźnienia w światłowodzie do wartości oszacowanej na podstawie znajomości zmienności temperatury gruntu. Zmiany opóźnienia sygnału we włóknie optycznym zostały zarejestrowane w pętli Poznań-Gniezno-Poznań z wykorzystaniem systemu ELSTAB pracującego w trybie wyłączonej kompensacji opóźnienia. W efekcie wszelkie zmiany czasu propagacji w takiej pętli mogły zostać zarejestrowane licznikiem czasu. Łączna długość linii światłowodowej to $2 \cdot 70$ km. Najbliższe instalacje meteorologiczne rejestrujące pomiar temperatury gruntu to stacja zlokalizowana na terenie PCSS w Poznaniu [94] oraz stacja IMGW zlokalizowana na lotnisku Ławica. W obu stacjach rejestrowane są zmiany temperatury na głębokościach 0,5 oraz 1,0 metr, z tym że w stacji IMGW udostępniane są dane zbierane z częstotliwością trzech pomiarów na dobę (dla głębokości 0,5 metra), oraz jeden pomiar na dobę (dla głębokości 1 metra). Stacja PCSS rejestruje dane odczytywane co 10 minut.

Rysunek 5.2 przedstawia porównanie zmierzonej i oszacowanej niestabilności opóźnienia sygnału propagowanego w światłowodzie o długości $2 \cdot 70$ km z wykorzystaniem zmodyfikowanej dewiacji Allana (MDEV). Linia niebieska została wyznaczona bezpośrednio z zarejestrowanych zmian fazy sygnału, natomiast linie czerwona, żółta i fioletowa są oszacowaniem możliwych zmian opóźnienia linii światłowodowej na podstawie zarejestrowanych fluktuacji temperatury gruntu (ΔT) pomnożonych przez współczynnik czułości termicznej światłowodu ($A = 38 \left[\frac{ps}{km \cdot K} \right]$) oraz łączną długość światłowodu (L).

$$\Delta x = A \cdot \Delta T \cdot L \quad (5.16)$$

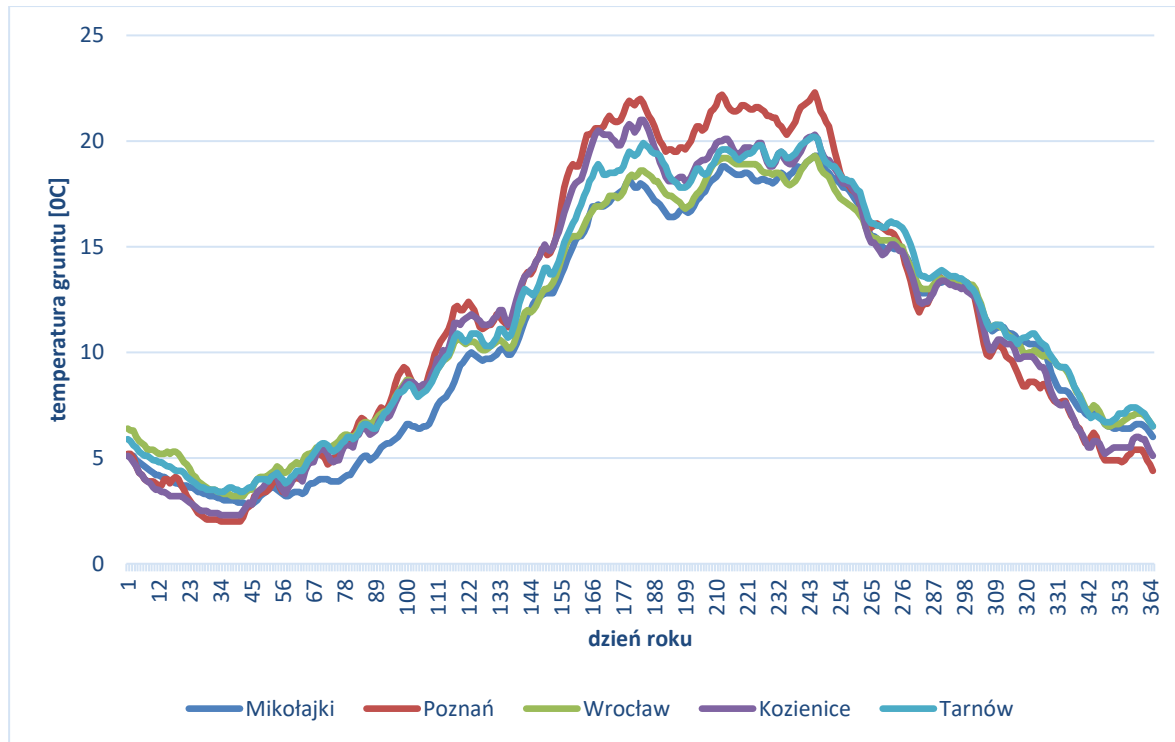


Rysunek 5.2 Zmienności opóźnień zmierzonych w linii światłowodowej oraz oszacowane na podstawie zarejestrowanych temperatur gruntu

Jak widać na rysunku 5.2, rzeczywista (zmierzona) zmienność opóźnienia (a w konsekwencji także niestabilność transmisji) w zakresie uśrednień od 10^3 do 10^5 sekundy jest znacznie mniejsza (lepsza) niż wyliczona na podstawie dostępnych zarejestrowanych temperatur gruntu. W tym miejscu należy zaznaczyć, iż dokładność powszechnie używanych w stacjach meteorologicznych czujników temperatury (Vaisala QMT107), jest określana na poziomie 0,3 K. Jednocześnie średnie, dobowe wahania temperatury wskazywane przez te czujniki wynoszą 0,4 K. Oznacza to, iż małe zmiany temperatury (czyli praktycznie dla okresów mniejszych niż kilka dni) są obciążone znaczną niepewnością pomiaru, a co za tym idzie należy je uznać za mało wiarygodne. Możliwe jest, iż niepewność podawana przez producenta, uwzględnia w sobie czynnik związany z przewodnością cieplną samej sondy. Przewodność taka może powodować zafałszowanie wyniku, poprzez oddziaływanie temperatury zewnętrznej (na powierzchni) na końcowy wynik pomiaru w gruncie. Błąd ten nie jest krytyczny dla typowych zastosowań meteorologicznych, jednak dla analizy średniookresowej (poniżej jednej doby) stabilności dystrybucji sygnałów w światłowodzie jest dyskwalifikujący (w skrajnym przypadku stabilność oszacowana na podstawie dostępnych rejestracji temperatury i zmierzona bezpośrednio różnią się o ponad dwa rzędy wielkości). Z drugiej strony, niestabilność transmitowanego sygnału częstotliwości na poziomie 10^{-15} w linii około $2 \cdot 70$ km dla uśrednień 1000 sekund była obserwowana także w innych pomiarach realizowanych w ramach niniejszej dysertacji jak i raportowana w innych pracach zrealizowanych na terenie Polski [25], dlatego wydaje się, iż bezpośredni pomiar fluktuacji fazy został zrealizowany prawidłowo (odzwierciedla realną niestabilność czasu propagacji i wynikającą z tego zmienność temperatur).

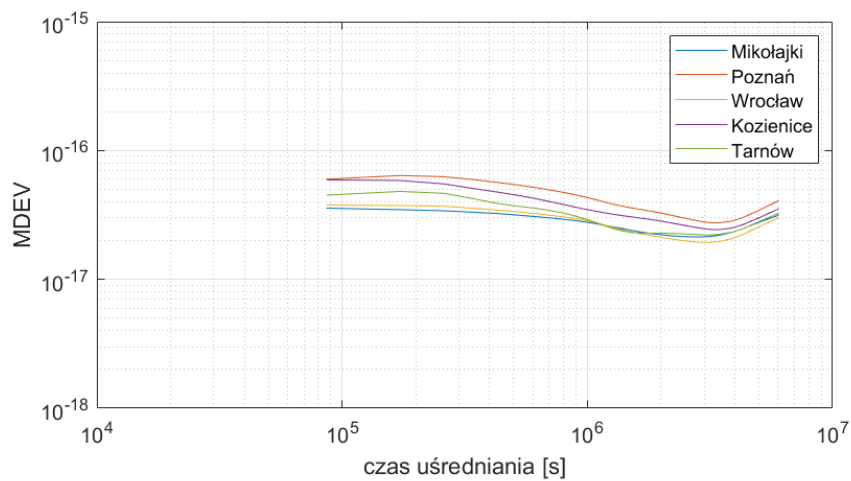
Dla bardzo długich czasów uśrednień (powyżej kilku dni), zarówno oszacowanie stabilności bazujące na bezpośrednio zmierzonych fluktuacjach fazy jak i wyliczone na podstawie pomiaru temperatury, dążą do podobnych wartości. Wynika z tego, iż w dalszej analizie konieczne jest posłużenie się obydwoimi źródłami danych. Dla czasów uśrednień poniżej 10^5 s, niezbędne jest korzystanie z bezpośrednich pomiarów zmienności fazy w światłowodzie (pomiar temperatury są w tym zakresie ewidentnie niewiarygodne). Natomiast dane ze stacji metrologicznych są wystarczająco dokładne (zgodne z pomiarami fazy) i jednocześnie jedynymi dostępnymi dla bardzo długich czasów obserwacji (powyżej kilku tygodni).

W celu określenia obszaru przestrzeni w jakim pomiar temperatury gruntu z danej stacji meteorologicznej jest użyteczny w procesie modelowania, przeprowadzono analizę stopnia podobieństwa długookresowych zmian temperatury gruntu, na podstawie danych zebranych w pięciu stacjach IMGW rozrzuconych na terenie całego kraju: Poznań (Ławica), Mikołajki, Wrocław, Kozienice, Tarnów. Na rysunku 5.3 przedstawione są zmiany temperatury gruntu odnotowane w poszczególnych stacjach.



Rysunek 5.3 Roczne zmiany temperatury gruntu (na podstawie danych IMGW) w pięciu wybranych lokalizacja na terenie Polski

Analizując zmiany temperatur w tych pięciu znacznie oddalonych lokalizacjach można zauważyć znaczące podobieństwo (korelację) tych zmian. Dodatkowo na podstawie tych samych danych (oraz wzoru 5.16) oszacowano, jednostkową (na kilometr), niestabilność czasu propagacji w światłowodzie dla każdej z wymienionych lokalizacji, oraz przedstawiono na rysunku 5.4 w postaci zmodyfikowanej dewiacji Allana.



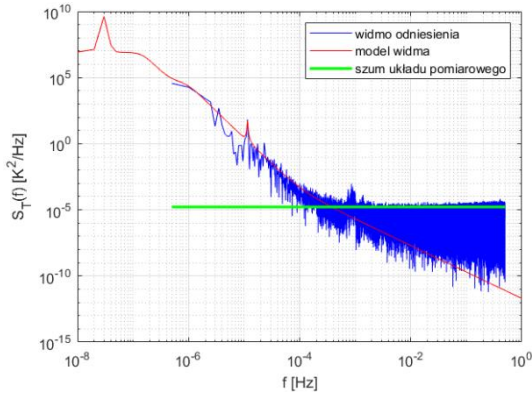
Rysunek 5.4 Oszacowana, jednostkowa (na kilometr) niestabilność czasu propagacji w światłowodzie wyznaczona na podstawie zmian temperatury gruntu

Jak wynika z wykresów przedstawionych na rysunku 5.4, stabilność oszacowana na podstawie danych ze stacji IMGW Poznań (Ławica) jest najmniejsza, a więc przyjęcie danych z tej stacji może w konsekwencji skutkować nieznacznym przeszacowaniem niestabilności. Jednak należy w tym miejscu podkreślić, iż różnice niestabilności dla wszystkich pięciu lokalizacji są niewielkie ponieważ różnią się w skrajnym przypadku zaledwie o czynnik 1,5 co dla oszacowania niestabilności można uznać za akceptowalne. Mając na uwadze powyższe wnioski oraz znaczące podobieństwo przebiegów czasowych (rysunek 5.3) w dalszych rozważaniach przyjęto, że w przypadku analizy stabilności transferu w liniach doziemnych, zadowalające jest użycie danych (zmian temperatury) z jednej, dowolnie wybranej stacji pogodowej (w obszarze tej samej strefy klimatycznej). Takie rozwiązanie w znaczący sposób upraszcza analizę gdyż nie wymusza konieczności tworzenia dedykowanych modeli z wielu stacji pogodowych oraz uwzględniania ich wpływu na stabilność transferu z odpowiednimi wagami, zależnymi od długości światłowodu w danym regionie. Zyskiem tak znaczącej komplikacji modelu byłoby nieznaczące (mniej niż półtorakrotnie) poprawienie oszacowania długookresowej stabilności modelowanego sygnału.

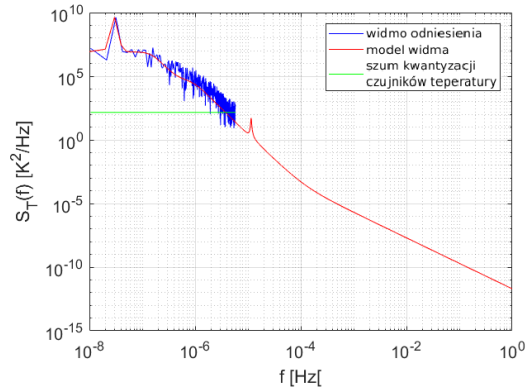
Następnym krokiem, po wstępnej analizie wiarygodności i przydatności poszczególnych danych pomiarowych, jest sprowadzenie ich do wspólnej domeny. W zaproponowanym procesie modelowania jest to domena fluktuacji temperatury. Zmiany temperatury w gruncie oszacowane na podstawie zmierzonych fluktuacji fazy w światłowodzie doziemnym, zostały wyznaczone na podstawie przekształconego wzoru 5.16, przy czym w tym miejscu założono podobne zmiany temperatury wzdłuż całego analizowanego odcinka światłowodu. Następnie, dla obu źródeł danych (zmierzonych bezpośrednio zmian temperatury gruntu oraz oszacowanych zmian temperatury światłowodu na podstawie pomiarów fluktuacji opóźnienia) wyliczono odpowiadające im gęstości spektralne mocy ($S_T(f)$) zmian temperatury. Tak uzyskane widma były podstawą do wyznaczenia odpowiednich parametrów modelu. Gęstość spektralna mocy zmian temperatury wyrażona jest jednostkami $[K^2/Hz]$.

W celu zagwarantowania prostoty użycia modelu oraz łatwości jego późniejszej modyfikacji (w zależności od specyficznych uwarunkowań – jak np. strefy klimatycznej w której znajduje się światłowód), założono iż wyznaczany model powinien charakteryzować się niewielką liczbą parametrów przy jednoczesnym zachowaniu jak największej wierności odwzorowania miar jakości transferu. Biorąc pod uwagę to założenie oraz charakter wyliczonego widma gęstości spektralnej mocy $S_T(f)$, zdecydowano się na aproksymowanie modelu widma za pomocą zaledwie czterech składowych o charakterze krzywych (profilu) Lorentza.

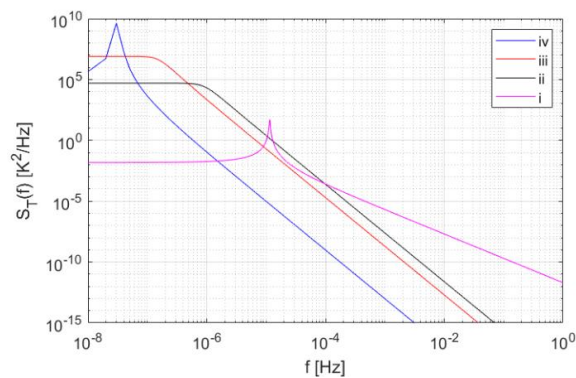
Budując model dla transferu wykorzystującego parę włókien kabla doziemnego, starano się aby rozkład gęstości mocy widma aproksymowanego dobrze odwzorowywał w zakresie częstotliwości powyżej 1 μ Hz widmo zmian temperatury oszacowanej na podstawie przeprowadzonych pomiarów zmian fazy (opóźnienia) w światłowodzie. Natomiast dla niższych częstotliwości widmo dopasowywano do pomiarów temperatury zarejestrowanej na głębokości 1 metra w stacji meteorologicznej. Do dalszych rozważań wykorzystano temperaturę zmierzoną w stacji IMGW w Poznaniu reprezentującej przypadek najgorszy (najmniej stabilny – patrz rysunek 5.4), oraz zmiany temperatury oszacowane na podstawie zarejestrowanych zmiany opóźnienia w światłowodowej linii doziemnej z okolic Poznania. Wykresy na rysunkach 5.5a i b przedstawiają zarówno widma odniesienia (odpowiednio oszacowane i zmierzone zmiany temperatury gruntu) jak i wyznaczone w procesie dopasowania, wypadkowe widmo aproksymowane modelem. Na obu rysunkach (a i b) model widma jest identyczny tak aby pokazać całość aproksymowanego widma na tle danego pomiaru. Ponadto rysunek 5.5c przedstawia poszczególne składowe wyznaczonego modelu widmowego.



a)



b)



c)

Rysunek 5.5 Model widmowej gęstości mocy zmian temperatury światłowodu doziemnego: a) model (linia czerwona) przedstawiony na tle oszacowanej widmowej gęstości mocy zmian temperatury (linia niebieska) wyliczonej na podstawie zmierzonych fluktuacji fazy w światłowodzie, b) model (linia czerwona) przedstawiony na tle widmowej gęstości mocy zmian temperatury (linia niebieska) zmierzonej w gruncie, c) poszczególne składowe modelu widmowego

Jak można zauważyć na rysunku 5.5a, wyraźne widoczne są składowe związane z dobowym (11,5 μHz) oraz na rysunku 5.5b rocznym (31,6 nHz) cyklem zmian temperatury. Ponadto można wyróżnić także dwie inne (bardziej rozproszone) składowe o okresach kilku i kilkudziesięciu dni. Są one związane z warunkami pogodowymi umiarkowanej strefy klimatycznej w jakiej znajduje się Polska, a w szczególności z szybkością przemieszczania się frontów atmosferycznych w otoczeniu poszczególnych układów barycznych (wyżów oraz niżów).

Budując aproksymowany model widma linii światłowodowej, zamodelowano składową rezonansową dla okolic doby z wykorzystaniem krzywej o profilu Lorentza i ogólnej postaci:

$$S_{T_i}(f) = \frac{K_i}{1 + (b_i \cdot (f - a_i))^2} \quad (5.17)$$

gdzie:

$$i. \quad K_1 = 50 [K^2/Hz],; a_1 = 11,5 \cdot 10^{-6} [Hz]; b_1 = 5 \cdot 10^6 [s].$$

W celu właściwego odwzorowania widma odniesienia, trzy pozostałe składowe widma aproksymowanego

modelem muszą szybciej zanikać dla rosnących częstotliwości, dlatego też zostały wyznaczone na podstawie wzoru 5.17 zmodyfikowanego do postaci:

$$S_{T_i}(f) = \frac{K_i}{1 + (b_i \cdot (f - a_i))^4} \quad (5.18)$$

Poszczególne składowe wynoszą odpowiednio:

- ii. $K_2 = 5 \cdot 10^4 [K^2/Hz]; a_2 = 83,6 \cdot 10^{-9} [Hz]; b_2 = 1,2 \cdot 10^6 [s]$
- iii. $K_3 = 8 \cdot 10^6 [K^2/Hz]; a_3 = 31,6 \cdot 10^{-9} [Hz]; b_3 = 8 \cdot 10^6 [s]$
- iv. $K_4 = 6 \cdot 10^9 [K^2/Hz]; a_4 = 31,6 \cdot 10^{-9} [Hz]; b_4 = 5 \cdot 10^8 [s]$

Jak można zauważyć na rysunku 5.5a, wypadkowe widmo aproksymowane, dla częstotliwości większych niż 1 mHz nie pokrywa się z widmem odniesienia (widmem gęstości mocy oszacowanym na podstawie zarejestrowanych fluktuacji czasu propagacji w światłowodzie). Miejsce to jest wyznaczone w punkcie przecięcia modelu widma z linią odcięcia (linia zielona na wykresie) określająca poziom szumu układu pomiarowego (w tym użytego licznika czasu). Dla częstotliwości większych niż miejsce przecięcia obu linii (wypadkowego modelu widma z oszacowaniem szumu układu pomiarowego) nie dopasowywano widma aproksymowanego do widm odniesienia. Wyniki dla częstotliwości wyższych niż wspomniane miejsce przecięcia należy uznać za niemiarodajne. Dodatkowo na rysunku 5.5b, wyznaczono podobną linię odcięcia, jednak w tym przypadku wynikającą z oszacowania szumu kwantyzacji czujników temperatury (tutaj widmo odniesienia wyliczono na podstawie zarejestrowanych fluktuacji temperatury gruntu). Widmową gęstość mocy szumu kwantyzacji wyliczono na podstawie zależności:

$$S_{kwant}(f) = \frac{\Delta^2}{12} \cdot \frac{f_s}{2} = \frac{\Delta^2}{6f_s} \quad (5.19)$$

gdzie $\Delta^2/12$ to moc szumu kwantyzacji zależna od rozdzielczości pomiaru temperatury Δ (w naszym przypadku wynoszącym $0,1^\circ\text{C}$), natomiast f_s to szybkość próbkowania (częstotliwość odczytów temperatury).

Ponieważ aproksymowany model widmowy opisuje zmiany temperatury światłowodu dlatego weryfikację poprawności doboru parametrów tego modelu, wykonano na podstawie porównań stabilności temperatury. Stabilność tą opisano za pomocą ekwiwalentu zmodyfikowanej dewiacji Allana ($MDEV_T$ – zmodyfikowana dewiacja Allana wyliczona z próbek temperatury), a wyznaczonej:

- A. oszacowania temperatury światłowodu na podstawie pomiaru zmian opóźnienia propagacji sygnału w światłowodzie ,
- B. bezpośrednio z danych źródłowych zmierzonych czujnikiem temperatury w gruncie,
- C. z gęstości spektralnej mocy wyliczonej z danych źródłowych (oszacowania temperatury oraz pomiaru temperatury),
- D. z widma gęstości mocy aproksymowanego modelem, będącego sumą poszczególnych składowych widmowych opisanych powyżej.

W tym miejscu należy przypomnieć, że fluktuacje fazy (opóźnienia) sygnału propagowanego w światłowodzie są wprost proporcjonalne do zmian temperatury tego światłowodu pomnożonych przez współczynnik czułości termicznej światłowodu oraz jego długość (patrz wzór 5.16). Dlatego też powyżej wspomniane (w podpunkcie A. oraz B.) oszacowanie niestabilności temperatury w postaci ekwiwalentu zmodyfikowanej dewiacji Allana ($MDEV_T$) można wyrazić za pomocą przekształconego wzoru 2.10 do następującej zależności:

$$MDEV_T(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2n^4\tau_0^2(N-3n+1)} \sum_{j=1}^{N-3n+1} \left\{ \sum_{i=j}^{j+n-1} [T_{i+2n} - 2T_{i+n} + T_i] \right\}^2} \quad (5.20)$$

gdzie T oznacza temperaturę, natomiast $MDEV_T(\tau)$ jest określony w jednostkach $[K/s]$.

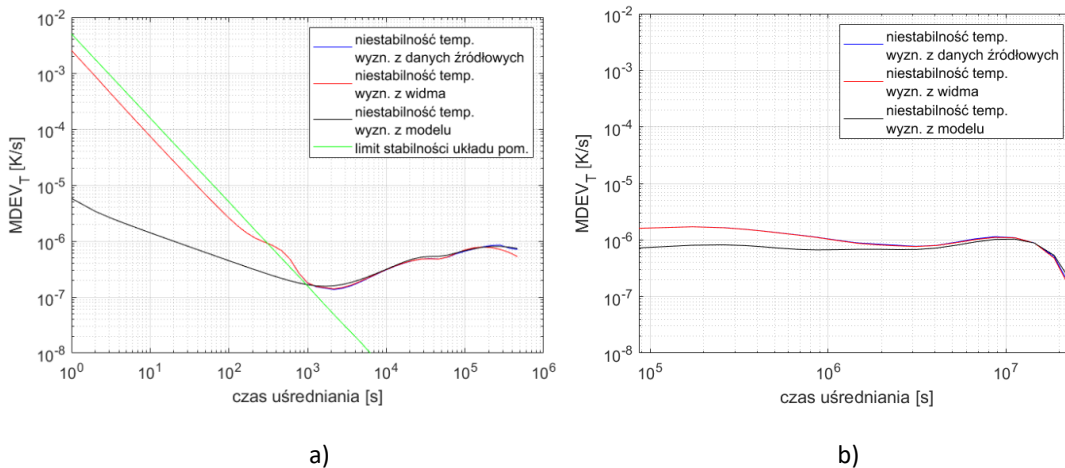
Dla dwóch ostatnich przypadków (podpunkty C. i D.), wykorzystano zależność określoną wzorem 5.8, zmodyfikowaną do postaci:

$$MDEV_T(\tau) = \sqrt{\int_0^{\infty} S_T(f) \cdot |H_T(n, f)|^2 \cdot df} \quad (5.21)$$

gdzie:

$$|H_T(n, f)|^2 = 8 \cdot \frac{\sin^6(\pi\tau f)}{\pi^2 f^2 \tau^4} \quad (5.22)$$

Wyniki porównania przedstawione są na rysunkach 5.6a i b. Dodatkowo linią zieloną (na rysunku a) zaznaczono limit stabilności układu pomiarowego. W praktyce jest to linia odcięcia poniżej której wyznaczona niestabilność jest niewiarygodna, ponieważ nie przedstawia realnych ograniczeń transferu, a jedynie obrazuje szum metody pomiarowej.



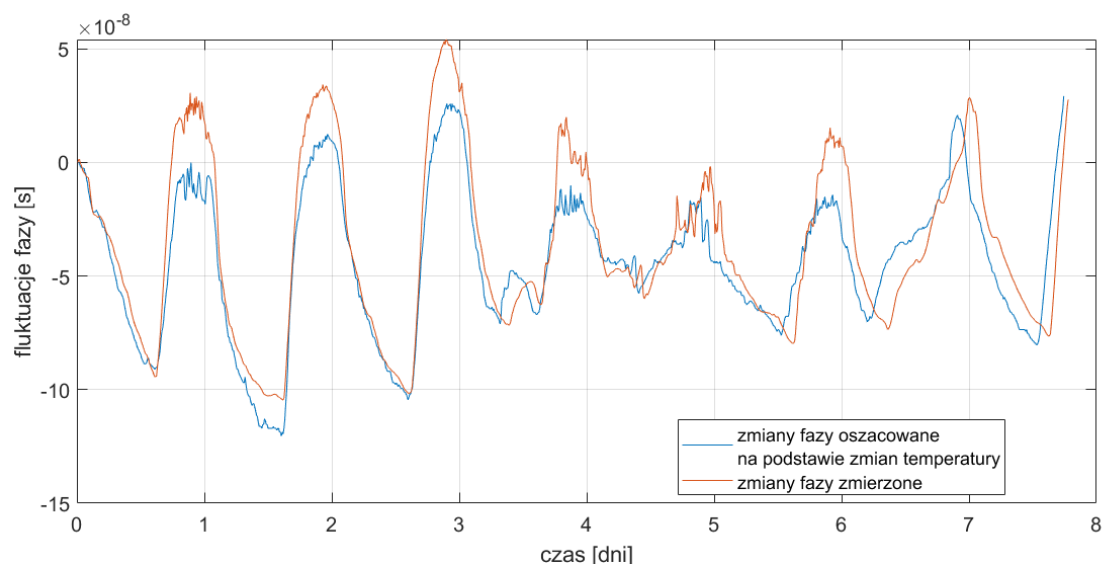
Rysunek 5.6 Ocena modelu na podstawie porównania niestabilność temperatury światłowodu doziemnego względem: a) oszacowanych zmian temperatury wliczonej na podstawie znajomości zarejestrowanych zmian fazowych, b) zmierzonej temperatury gruntu

Krzywe obrazujące $MDEV_T$ wyznaczone z danych źródłowych (określonych w podpunktach A. i B.) w stosunku do odpowiadających im danych wyznaczonych z widma (podpunkt C.), niemal idealnie się pokrywają, co świadczy o poprawnej implementacji konwersji pomiędzy analizą w domenie czasu i częstotliwości (wzory 5.21 i 5.22). Krzywa czarna wyznaczona na podstawie widma aproksymowanego modelem (podpunkt D.), dobrze pokrywa się dla bardzo długich czasów uśrednień (większych niż 10^6 s), z oszacowaniem niestabilności temperatury zarejestrowanej przez czujniki w stacjach meteorologicznych. Dla czasów uśrednień z zakresu od 10^3 s do 10^6 s, widmo aproksymowane dobrze odwzorowuje stabilność temperatury wyliczoną na podstawie pomiarów zmienności opóźnienia linii światłowodowej (przekształcony wzór 5.16). Wyniki oszacowania niestabilności temperatury dla zakresu uśrednień mniejszego niż 10^3 s, na podstawie tych samych pomiarów należy uznać za niewiarygodne ponieważ w tym zakresie dominuje szum własny systemu pomiarowego. Co więcej nie ma fizycznych podstaw do

występowania szybkozmiennego szumu termicznego ze względu na inercję termiczną kabla światłowodowego zakopanego na głębokości jednego metra i ułożonego w wielowarstwowej osłonie kablowej. Na tej podstawie przyjęto iż nie występują przesłanki do występowania innych (szybszych) komponentów w widmie gęstości mocy, a co za tym idzie niestabilność temperatury dla zakresu uśrednień mniejszych niż 10^3 s jest ekstrapolowana jedynie na podstawie opisanych wcześniej składowych widma (zakłada się brak dodatkowych składowych widma). Uzyskanie właściwego modelu widmowego zmian temperatury jest kluczowe dla oszacowania niestabilności transferu czasu i częstotliwości w światłowodzie. Niemniej następne kroki tego procesu (wyznaczenie jakości dystrybucji sygnałów referencyjnych w światłowodzie na podstawie opisanego modelu temperatury) zostaną omówione w dalszej części tego rozdziału po analizie zmienności temperatury kabli napowietrznych.

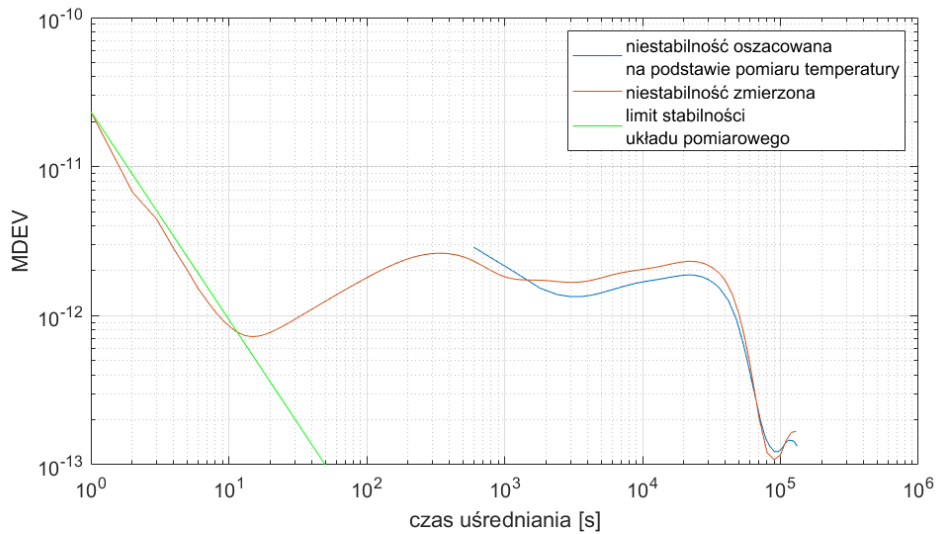
Właściwe oszacowanie fluktuacji temperatury kabli napowietrznych wydaje się dużo bardziej skomplikowane, niż dla linii doziemnych, ze względu na dużą ilość czynników wpływających na ostateczną zmienność termiki samego włókna światłowodowego. Poza ogólną zmianą temperatury powietrza są to między innymi: zmiana nasłonecznienia, opady i osady atmosferyczne, siła i kierunek wiatru. W związku z tym nasuwa się kluczowe pytanie: na ile użyteczne są temperatury zarejestrowane w meteorologicznej stacji pogodowej dla predykcji zmian opóźnienia czasu propagacji sygnału w światłowodzie?

Dla oszacowania stopnia korelacji zmian opóźnienia światłowodu oraz zmian temperatur zarejestrowanych w stacji pogodowej wykorzystano pomiary zmienności opóźnienia wykonane na linii światłowodowej przebiegającej pomiędzy Warszawą a Wyszkowem (o długości 110 kilometrów). Stacja pogodowa IMGW, znajdującą się w pobliżu tej linii (ok. 25 km od osi linii) zlokalizowana jest w Legionowie. Na rysunku 5.7 przedstawione są zarejestrowane, zmiany opóźnienia sygnału optycznego w światłowodzie oraz oszacowane zmiany fazy sygnału (patrz wzór 5.16) na podstawie dostępnych danych – temperatura zmierzona we wspomnianej wyżej stacji meteorologicznej, w tym samym okresie czasu.



Rysunek 5.7 Porównanie zarejestrowanych zmian fazy propagowanego sygnału optycznego w 110 km światłowodzie napowietrznym oraz oszacowanych na podstawie zarejestrowanych zmian temperatury powietrza w stacji meteorologicznej

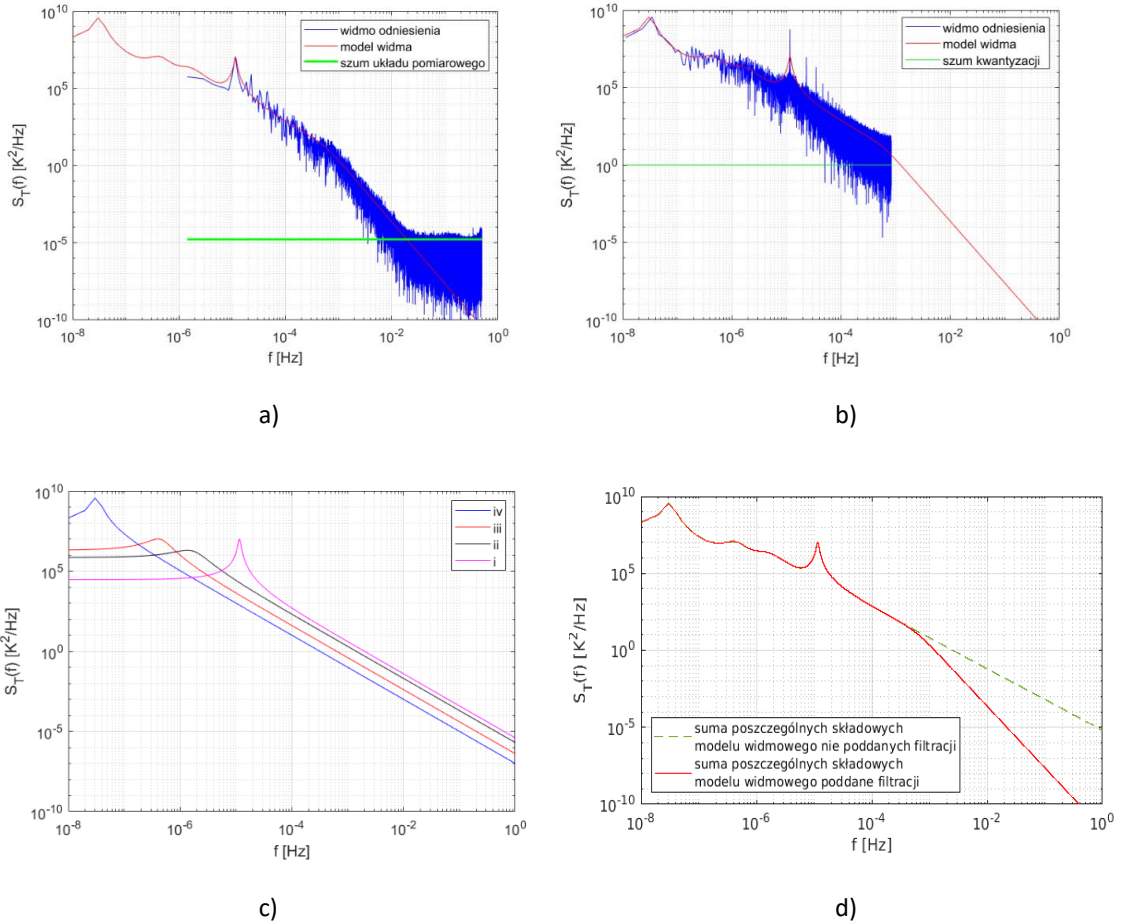
Jak wynika z powyższego rysunku, pomimo zauważalnych różnic w przebiegu obu krzywych, można dostrzec ich bardzo wyraźną korelację. Stopień podobieństwa widać także na wykresie modyfikowanej dewiacji Allan wyznaczonej dla obu wspomnianych przebiegów (rysunek 5.8).



Rysunek 5.8 Porównanie zmierzonych i oszacowanych (na podstawie zmian temperatury) niestabilności czasu propagacji w napowietrznej linii światłowodowej o długości 110 km

Wbrew wstępnym oczekiwaniom, zauważalna jest bardzo duża zgodność obu stabilności (zmierzonej oraz oszacowanej) już w dużo krótszym okresie obserwacji, niż miało to miejsce dla linii doziemnej. Przyczyn należy upatrywać w większej amplitudzie zmian temperatury w stosunku do dokładności jej pomiaru. Okazuje się także, iż widoczne na rysunku 5.7, różnice w przebiegach czasowych nie rzutują w sposób znaczący na różnice oszacowania średnio i długoczasowej niestabilności. W tym miejscu należy wyjaśnić, iż dane temperatury powietrza, udostępniane są (przez IMGW) w interwałach dziesięciominutowych. Dlatego też wykres stabilności określonej na podstawie tej temperatury zaczyna się od okresu obserwacji 600 sekund.

Na podstawie wyników powyższego eksperymentu wydaje się, iż uprawnione jest oszacowanie wpływu zmian klimatycznych (temperatury) na zmiany opóźnienia transmisji sygnałów optycznych w światłowodzie, w sposób analogiczny jak zaprezentowano powyżej dla linii doziemnej. Także w tym przypadku (na potrzeby dalszego procesu modelowania jakości transferu) konieczne jest wyznaczenie odpowiedniego modelu widmowego zmian temperatury światłowodu. Do tego celu wykorzystane zostały widma gęstości spektralnych mocy zmierzonych i oszacowanych zmian temperatury – tym razem kabla napowietrznego. Na tej podstawie wyznaczone zostało widmo aproksymowane modelem, dopasowane pod względem rozkładu gęstości mocy, w zakresie częstotliwości poniżej $11,6\mu\text{Hz}$ (okresu doby) do widma odniesienia wyznaczonego z pomiarów temperatury (z prawie trzyletnich obserwacji) zarejestrowanej w stacji IMGW Legionowo. Dla wyższych częstotliwości (aż do $0,02\text{ Hz}$), widmo było dopasowane do widma odniesienia wyznaczonego z estymowanej zmiany temperatury światłowodu napowietrznego, wyliczonej na podstawie zarejestrowanych zmiany czasu propagacji sygnału w światłowodzie (przekształcony wzór 5.16). Drugie z wymienionych widm odniesienia (estymowane zmiany temperatury światłowodu) w zakresie powyżej $0,02\text{ Hz}$ jest zdominowane szumem własnym układu pomiarowego (w tym użytego licznika). Rysunki 5.9a i b przedstawiają analizowane widma odniesienia na tle widma aproksymowanego modelem, którego poszczególne składowe pokazane są na rysunku 5.9c.



Rysunek 5.9 Model widmowej gęstości mocy zmian temperatury światłowodu napowietrznego: a) model (linia czerwona) przedstawiony na tle oszacowanej widmowej gęstości mocy zmian temperatury (linia niebieska) wyliczonej na podstawie zmierzonych fluktuacji fazy w światłowodzie, b) model (linia czerwona) przedstawiony na tle widmowej gęstości mocy zmian temperatury zmierzonej w powietrzu (linia niebieska), c) poszczególne składowe modelu widmowego, c) suma poszczególnych składowych modelu widmowego przed i po filtracji dolnoprzepustowej

Jak można było się spodziewać, poszczególne maksima widmowej gęstości mocy są zlokalizowane niemal w tych samych miejscach jak dla linii doziemnej (ponieważ wynikają z tej samej cykliczności zmian pogodowych), jednak ich intensywność (gęstość widmowa) jest wyraźnie większa. W tym przypadku wszystkie cztery składowe opisane zostały za pomocą profilu Lorentza opisanego wzorem 5.17, gdzie:

- i. $K_1 = 10 \cdot 10^6 [K^2/Hz]$; $a_1 = 11,58 \cdot 10^{-6} [Hz]$; $b_1 = 1,6 \cdot 10^6 [s]$
- ii. $K_2 = 2 \cdot 10^6 [K^2/Hz]$; $a_2 = 1,35 \cdot 10^{-6} [Hz]$; $b_2 = 1 \cdot 10^6 [s]$
- iii. $K_3 = 10 \cdot 10^6 [K^2/Hz]$; $a_3 = 0,4 \cdot 10^{-6} [Hz]$; $b_3 = 5 \cdot 10^6 [s]$
- iv. $K_4 = 4 \cdot 10^9 [K^2/Hz]$; $a_4 = 31,68 \cdot 10^{-9} [Hz]$; $b_4 = 2 \cdot 10^8 [s]$

W celu właściwego odwzorowania inercji termicznej napowietrznego kabla światłowodowego oraz konwekcyjnego współczynnika wymiany ciepła w powietrzu, sumaryczne widmo (składające się z powyżej opisanych składowych widmowych) zostało dodatkowo poddane filtracji dolnoprzepustowej (pierwszego rzędu) o transmitancji:

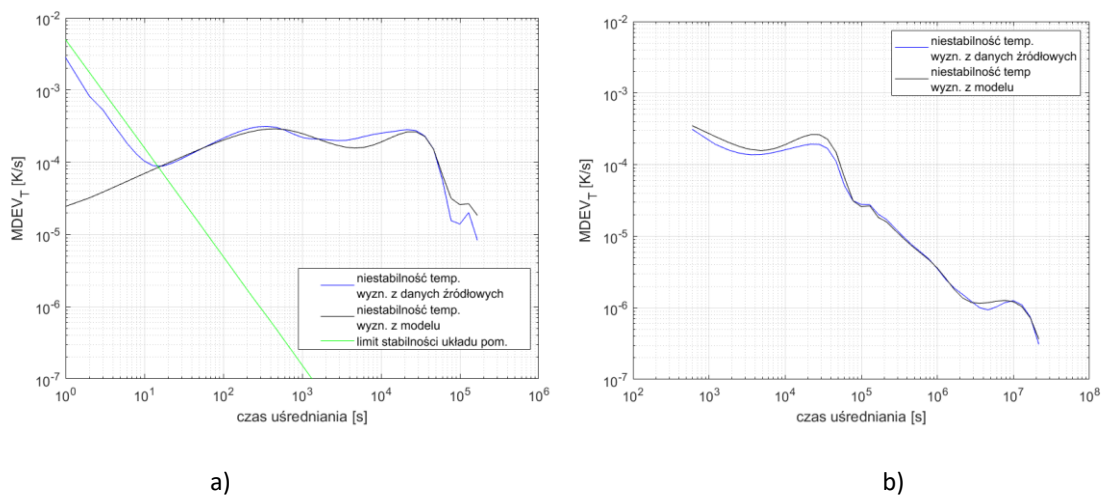
$$|H_{LP}(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_g}\right)^4}} \quad (5.23)$$

oraz częstotliwości granicznej $f_g = 0,6$ mHz. Filtracja ta jest niezbędna aby zaproponowany model widma właściwie obrazował zmiany temperatury wewnątrz kabla światłowodowego. Częstotliwość graniczną filtra dolnoprzepustowego określono w procesie dopasowania wypadkowego widma aproksymowanego modelem do widma odniesienia (wyznaczonego z estymowanej zmiany temperatury światłowodu napowietrznego) przedstawionego na rysunku 5.9a. Widmo aproksymowane modelem zmian temperatury powietrza (model widma przed filtracją) oraz widmo zmian temperatury wewnątrz światłowodu (model poddany filtracji) przedstawiono na rysunku 5.9d. Podobnie jak w przypadku kabla doziemnego na rysunkach 5.9a i b pokazano linie odcięcia, poniżej których dominuje odpowiednio: szum układu pomiarowego i szum kwantyzacji pomiaru temperatury (wyznaczony na podstawie wzoru 5.19), a więc zakresu od którego dane odniesienia są niewiarygodne. Biorąc pod uwagę inercję termiczną napowietrznego kabla światłowodowego, dopasowanie widm aproksymowanego modelem i odniesienia (wyznaczonego z estymowanej zmiany temperatury światłowodu napowietrznego – rysunek 5.9a) dla zakresu powyżej 0,02 Hz (punktu przecięcia modelu widma z poziomem szumu układu pomiarowego) nie znajduje fizycznego uzasadnienia. Dlatego też, w tym zakresie założono brak dodatkowych składowych widmowych a model widma jest ekstrapolowany na podstawie wcześniej opisanych składowych (uwzględniając także przedstawioną powyżej filtrację dolnoprzepustową).

Analogicznie, jak dla kabla doziemnego, potwierdzenia poprawności doboru parametrów modelu, dokonano na podstawie porównania stabilności fluktuacji temperatury za pomocą ekwiwalentu zmodyfikowanej dewiacji Allana ($MDEV_T$ – zmodyfikowana dewiacja Allana wyliczona z próbek temperatury), a wyznaczonej:

- A. bezpośrednio z danych źródłowych zmierzonych czujnikiem temperatury powietrza,
- B. oszacowania temperatury światłowodu na podstawie pomiaru zmian opóźnienia propagacji sygnału w światłowodzie (wzór 5.20),
- C. z widma gęstości mocy aproksymowanego modelem, będącego sumą poszczególnych składowych widmowych opisanych powyżej i poddanych odpowiedniej filtracji dolnoprzepustowej (wzór 5.21).

Wyniki porównania przedstawione są na rysunkach 5.10a i b.

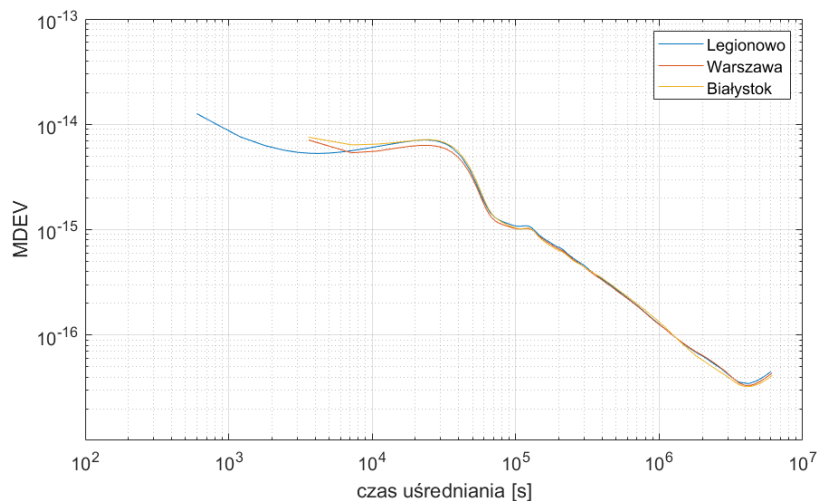


Rysunek 5.10 Ocena modelu na podstawie porównania niestabilności temperatury światłowodu napowietrznego względem: a) oszacowanych zmian temperatury wliczonej na podstawie znajomości zarejestrowanych zmian fazowych, b) zmierzonej temperatury powietrza

Krzywa czarna obrazująca $MDEV_T$, a wyznaczona z wykorzystaniem widma aproksymowanego modelem, bardzo dobrze pokrywa z oszacowaniem niestabilności temperatury zarejestrowanej przez czujniki

w stacjach meteorologicznych (rysunek 5.10b). Dla czasów uśrednień większych niż 50 sekund równie dobrze odwzorowuje stabilność temperatury wyliczoną na podstawie pomiarów zmienności opóźnienia linii światłowodowej (rysunek 5.10a). Wyniki oszacowania niestabilności temperatury dla zakresu uśrednień mniejszego niż 50 s, na podstawie tych samych pomiarów należy uznać za niewiarygodne ponieważ w tym zakresie dominuje szum własny systemu pomiarowego. Ponadto, jak już wspomniano wcześniej, nie ma fizycznych podstaw do występowania szybkozmiennego szumu termicznego ze względu na inercję termiczną kabla światłowodowego. W związku z tym model w tym zakresie jest ekstrapolacją (przedłużeniem) krzywych opisanych profilem Lorentza (bez dodawania dodatkowych składowych) z uwzględnieniem filtracji dolnoprzepustowej (opisanej powyżej) modelującej własności fizyczne kabla.

Powyżej analizowana trasa (Warszawa – Wyszaków) jest częścią dłuższej linii napowietrznej Warszawa – Białystok. Ze względu na dużo większą niż w liniach doziemnych, dynamikę zmian temperatury, nasuwa się pytanie: czy oszacowanie fluktuacji opóźnienia w ponad 300 km linii jest możliwe bazując na modelu zbudowanym na podstawie danych z zaledwie jednej stacji pogodowej? W celu odpowiedzi na tak postawione pytanie przeanalizowano dane termiczne z dwóch dodatkowych stacji meteorologicznych IMGW, zlokalizowanych na przeciwległych końcach linii (w Warszawie i Białymstoku). Niestety w tym przypadku dostępne były jedynie dane zbierane co godzinę. Na podstawie rocznego rekordu zmian temperatur oszacowano, jednostkowe zmiany opóźnienia w światłowodzie (o długości 1 km) na podstawie wzoru 5.16 dla wszystkich trzech lokalizacji. Następnie porównano ich stabilności z wykorzystaniem zmodyfikowanej dewiacji Allana. Wynik tego porównania jest przedstawiony na rysunku 5.11. Jak widać, niestabilności czasu propagacji sygnału w światłowodzie, oszacowane na podstawie zmian temperatury we wszystkich trzech lokalizacjach są niemal identyczne. Oznacza to, że wyznaczenie modelu na bazie danych z zaledwie jednej stacji meteorologicznej nie wnosi zauważalnego błędu oszacowania niestabilności czasu propagacji w światłowodzie.



Rysunek 5.11 Oszacowanie jednostkowej (dla 1 km) niestabilności czasu propagacji w światłowodzie napowietrznym na podstawie zarejestrowanych zmian temperatury w lokalizacjach: Białystok, Warszawa i Legionowo

Przedstawione powyżej analizy zmienności temperatury kabli światłowodowych (zarówno doziemnych jak i napowietrznych) mają swoje bezpośrednie przełożenie na zmianę opóźnienia propagacji sygnału optycznego w światłowodzie. To z kolei (jak zostało przedstawione w rozdziale 3.1) ma bezpośredni wpływ na różnicowe i niemożliwe do skompensowania fluktuacje sygnału na wyjściu systemu transmisyjnego. Jak pokazano w tabeli 1 procentowy współczynnik proporcjonalności (θ) fluktuacji różnicowych w stosunku do całkowitych zmian opóźnienia zawiera się przedziale od 0,2 do 3%. Z tego też wynika, iż jednostkowe, różnicowe fluktuacje czasu propagacji w światłowodzie będą wynosiły od 0,076 do 1,14 $[\frac{ps}{km \cdot K}]$. Niestety ograniczone możliwości przetestowania dużej ilości różnych kabli

światłowodowych powodują, iż nie jest możliwe statystyczne określenie wartości oczekiwanej współczynnika proporcjonalności. Należy jednak zauważyć, iż kolejne odcinki linii światłowodowej mogą przybierać różne bezwzględnie wartości zmian opóźnienia różnicowego transmitowanego sygnału. W tym miejscu powstaje pytanie: jak wyznaczone doświadczalnie fluktuacje jednostkowe będą skalowały się dla długich linii światłowodowych? Mimo wielu przeprowadzonych eksperymentów nie udało się ustalić bezpośredniej przyczyny obserwowanych zmian opóźnienia różnicowego pary włókien. Niemniej wydaje się bardzo prawdopodobne, iż przyczyna ta leży w technologii procesu produkcyjnego kabli. Przyjęcie takiego założenia może oznaczać, że obserwowane fluktuacje opóźnienia różnicowego mogą się nie kompensować w wielosegmentowej linii światłowodowej. Przyczyną takiego stanu rzeczy jest „uporządkowany” sposób budowy systemów DWDM, gdzie najczęściej pierwsze (nieparzyste) włókno z pary służy do transmisji w jednym kierunku, a drugie (parzyste) do transmisji w kierunku przeciwnym na całej długości systemu. Ponadto budując nowe linie często zachowuje się kolejność światłowodowych odcinków produkcyjnych. Paradoksalnie to „uporządkowanie” może powodować, iż całkowita zmiana opóźnienia różnicowego nie będzie się redukować wraz ze wzrastającą ilością poszczególnych odcinków linii światłowodowej o losowym rozkładzie bezwzględnych zmian opóźnienia różnicowego każdego z nich. To oznacza także, iż można się spodziewać istotnego podobieństwa współczynników proporcjonalności w kolejnych odcinkach linii światłowodowej, zarówno co do wartości jak i znaku. Na podstawie powyższej argumentacji, w niniejszej dysertacji zaproponowano estymację zmian fazy dystrybuowanego sygnału ($MDEV$) opartą się o skalowanie liniowe względem całkowitej długości linii (L):

$$MDEV = MDEV_T \cdot A \cdot \theta \cdot L_0 \cdot \frac{L}{L_0} \quad (5.24)$$

gdzie $MDEV_T$ jest wyznaczoną niestabilnością zmian temperatury światłowodu (patrz wzór 5.20), a L_0 jest jednostkową długością światłowodu odniesienia (referencyjnego) dla którego wyznaczono $MDEV_T$. Taki sposób skalowania może nie być w pełni adekwatny i może prowadzić do niedoszacowania parametrów opisujących jakość transferu dla linii zbudowanej z wielu odcinków światłowodów dostarczanych od różnych dostawców, w której kolejność włókien nie jest zachowana oraz bardzo długich linii napowietrznych gdzie zmiany temperatury mogą się różnić w sposób znaczący dla kolejnych odcinków linii. W takim przypadku bardziej właściwym będzie skalowanie różnicowych zmian opóźnienia (i wynikającej z tego niestabilności transmitowanych sygnałów referencyjnych) wraz z pierwiastkiem długości linii:

$$MDEV = MDEV_T \cdot A \cdot \theta \cdot L_0 \cdot \sqrt{\frac{L}{L_0}} \quad (5.25)$$

Oba podejścia opisane wzorami 5.24 i 5.25 można traktować jako bardziej i mniej zachowawcze (w tym przypadku wzór 5.24 rozumiany jest jako „najgorszy przypadek”). W symulacjach przedstawionych w punkcie 5.3 przyjęto wariant pierwszy.

Uwzględnienie współczynników skalujących (A , θ oraz długość linii światłowodowej) na etapie wyznaczania miar stabilności dystrybuowanego sygnału (np.: $MDEV$) jest szczególnie wygodne kiedy dostępna jest już odpowiednia miara stabilności temperatury danego kabla (np.: $MDEV_T$) – wyznaczona w dowolny sposób. W tym przypadku zaletą jest łatwość przeskalowania posiadanych wyników do docelowej postaci. Niemniej w zaproponowanej metodzie modelowania wygodniejsze będzie uwzględnienie odpowiednich współczynników już na etapie analizy widmowej. Umożliwi to zsumowanie wielu cząstkowych widm (widma zmian fazy w światłowodzie oraz w poszczególnych modułach DWDM), a następnie wyznaczenie odpowiednich miar jakości sygnału. Tak więc wspomniane współczynniki skalujące mogą zostać uwzględnione na etapie analizy widmowej wiążąc widmową gęstość mocy zmian

temperatury $S_T(f)$ z widmową gęstością mocy niestabilności opóźnienia propagowanego w światłowodzie $S_x(f)$:

$$S_x(f) = \left(A \cdot \theta \cdot L_0 \cdot \frac{L}{L_0} \right)^2 \cdot S_T(f) \quad (5.26)$$

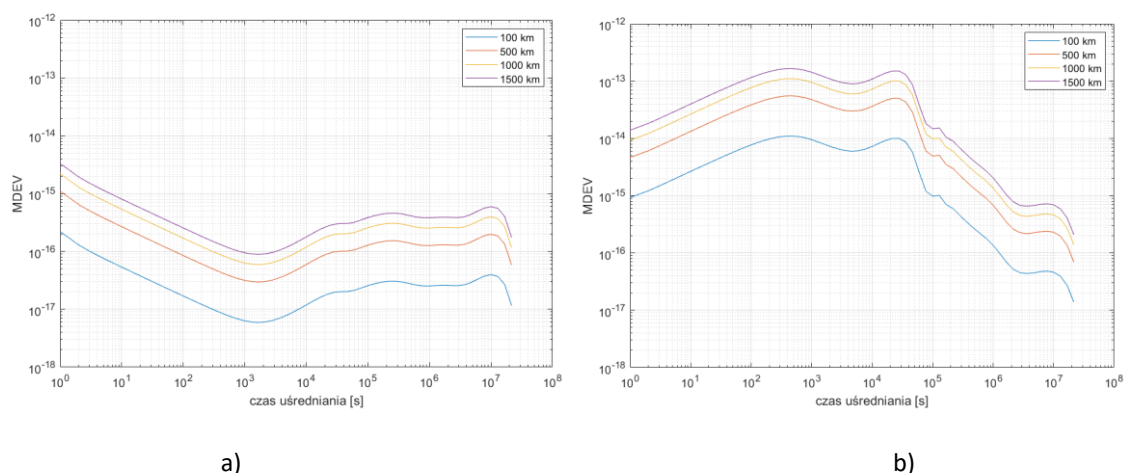
lub odpowiednio:

$$S_x(f) = \left(A \cdot \theta \cdot L_0 \cdot \sqrt{\frac{L}{L_0}} \right)^2 \cdot S_T(f) \quad (5.27)$$

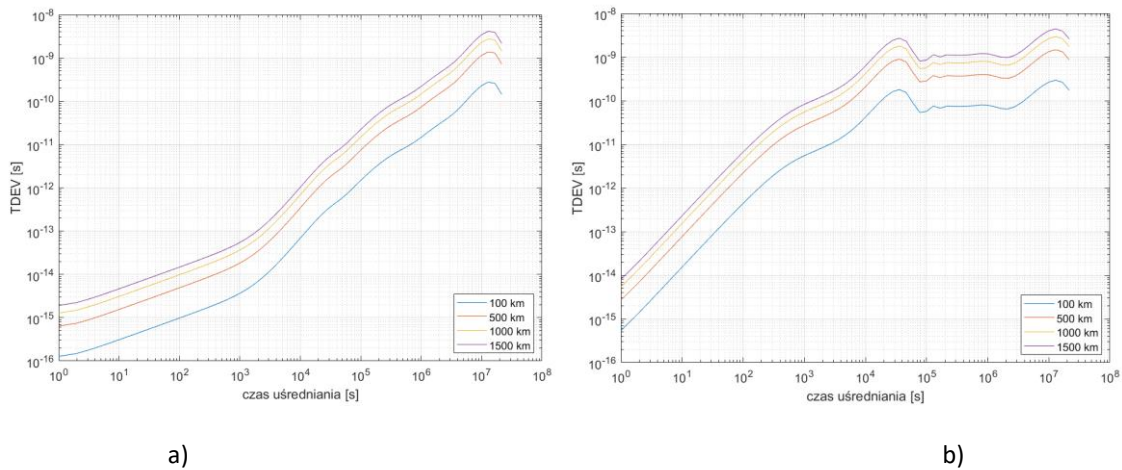
Następnie, korzystając z powyższych zależności oraz wzoru 5.8 możliwe jest wyznaczenie łącznej niestabilności (MDEV) lub pozostałych miar jakości dystrybuowanego sygnału (wzory 5.6 do 5.15) w systemach wykorzystujących parę włókien światłowodowych (jak ma to miejsce w DWDM).

Dla zobrazowanie wpływu linii światłowodowej na transfer czasu i częstotliwości, na rysunkach 5.12a, b oraz rysunkach 5.13a, b przedstawione są przykładowe wyniki oszacowania niestabilności (wyrażone za pomocą MDEV oraz TDEV) dystrybucji sygnałów metrologicznych w linii doziemnej i napowietrznej o różnych długościach, a bazujące na opisanych powyżej modelach widmowych. We wszystkich przypadkach przyjęto skalowanie liniowe wraz długością linii światłowodowej oraz założono, iż współczynnik θ wynosi 1% całkowitych zmian czasu propagacji. Przedstawione wykresy uwzględniają jedynie wpływ kabli światłowodowych i pomijają (na obecnym etapie rozważań) wpływ urządzeń DWDM.

Jak wynika z wykresów przedstawionych na rysunkach 5.12a, b oraz rysunkach 5.13a, b, wybór typu linii światłowodowej (doziemna/napowietrzna) ma istotny wpływ na potencjalną niestabilność transferu czasu i częstotliwości. Dla typowych aplikacji metrologicznych, gdzie poszczególne zegary porównuje się w okresach od doby do kilku dni, zastosowanie nawet wielokrotnie dłuższej linii światłowodowej doziemnej, zamiast linii napowietrznej, może przynieść znaczącą poprawę stabilności transferu, a w konsekwencji także efektywność porównań zegarów końcowych.



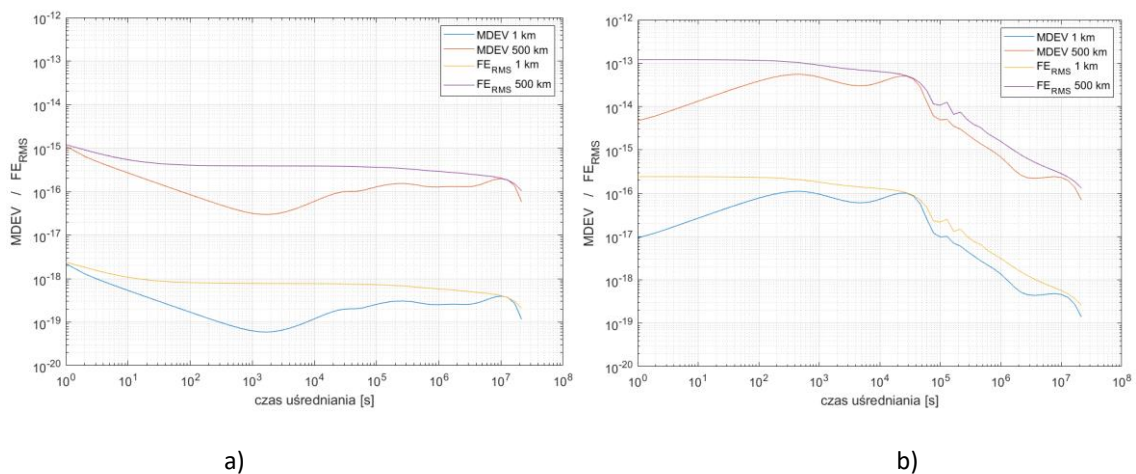
Rysunek 5.12 Oszacowanie niestabilności transferu częstotliwości w linii światłowodowej: a) doziemnej, b) napowietrznej



Rysunek 5.13 Oszacowanie niestabilności transferu znaczników czasu w linii światłowodowej: a) doziemnej, b) napowietrznej

W przypadku, kiedy przez dłuższy okres czasu (kilka dni) średnia zmiana temperatury linii światłowodowej utrzymuje stały trend (rośnie albo maleje) można zaobserwować quasi stałe (stałe w danym czasie obserwacji) przesunięcie częstotliwości na wyjściu systemu dystrybucyjnego. Ponieważ miary stabilności, takie jak ADEV czy MDEV, nie są wrażliwe na stały offset częstotliwości (nie można go zidentyfikować na wykresie tych miar), dlatego potrzebny jest inny sposób jego identyfikacji, pomocny do określenia niepewności transmitowanego sygnału wzorcowego. W niniejszym modelu zaproponowano opis linku dodatkowym parametrem: średniokwadratowym, względnym błędem unormowanej częstotliwości (FE_{RMS}), który uwzględnia także quasi stałe przesunięcie częstotliwości.

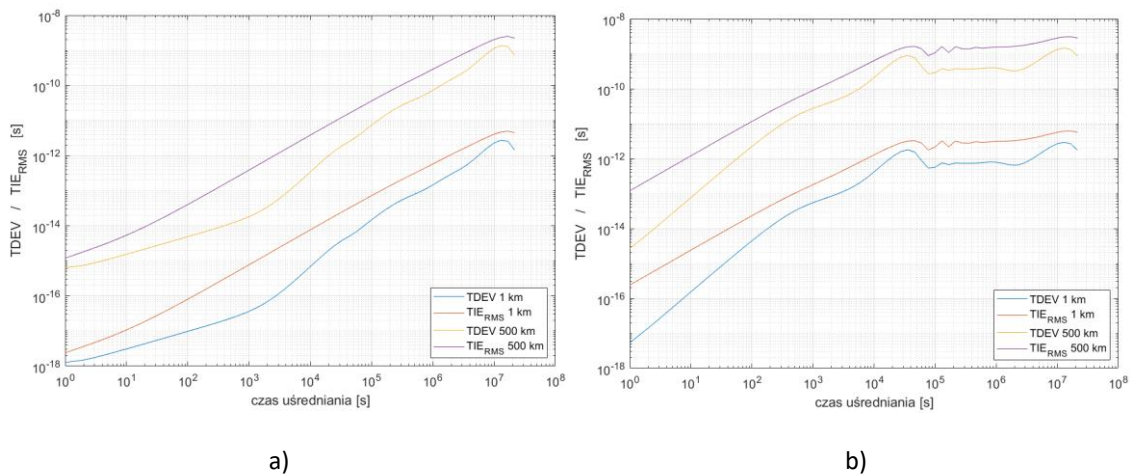
Na rysunkach 5.14a i b przedstawiono miarę FE_{RMS} na tle stabilności MDEV, odpowiednio dla linii doziemnej i napowietrznej. W przypadku linii doziemnej i czasu obserwacji około 10^3 s widać znaczącą dysproporcję stabilności i średniokwadratowego błędu częstotliwości. Wynika to głównie z faktu występowania offsetu częstotliwości (stałego dla danego czasu obserwacji przesunięcia częstotliwości). Dysproporcja ta (zgodnie z oczekiwaniami) zmniejsza się dla długich czasów obserwacji, dla których to offset częstotliwości w przybliżeniu wynosi zero (w związku z rocznymi, cyklicznymi zmianami temperatury). W tym miejscu należy podkreślić, iż wartość FE_{RMS} została wyznaczona na podstawie modelu bazującego na danych temperaturowych z kilku lat obserwacji. Oznacza to, iż jest to wartość średniokwadratowa dla długiego (ponad rocznego) horyzontu czasowego.



Rysunek 5.14 Oszacowana niestabilność transferu częstotliwości (MDEV) oraz niepewność (FE_{RMS}) w linii światłowodowej: a) doziemnej, b) napowietrznej

W przypadku linii napowietrznej (patrz rysunek 5.14b) różnica pomiędzy miarami MDEV oraz FE_{RMS} jest znacznie mniejsza. Wynika to z faktu występowania znacznie większych i szybszych fluktuacji temperatury (głównie o okresie doby) w stosunku do ogólnych quasi liniowych zmian sezonowych, powodujących liniową zmianę opóźnienia różnicowego, a w konsekwencji quasi stałe przesunięcie częstotliwości niewidoczne na wykresach dewiacji Allana. Mimo to niepewność transferu częstotliwości jest nadal znacznie gorsza (o dwa rzędy wielkości) niż w analogicznej (tej samej długości) linii doziemnej.

Na rysunkach 5.15a i b przedstawione jest oszacowanie średniokwadratowego błędu transferu interwału czasu (TIE_{RMS}) na tle dewiacji czasu. Analogicznie jak dla opisanego powyżej transferu częstotliwości, także w tym przypadku, transfer w linii doziemnej wykazuje większą dysproporcję tych dwóch miar dla średnich czasów obserwacji, rzędu 10^3 s, niż ma to miejsce dla linii napowietrznej. Także tu niepewność transferu czasu jest znacznie mniejsza (lepiej) w linii doziemnej dla dowolnego zakresu obserwacji.



Rysunek 5.15 Oszacowania niestabilności transferu czasu (TDEV) oraz niepewność (TIE_{RMS}) w linii światłowodowej: a) doziemnej, b) napowietrznej

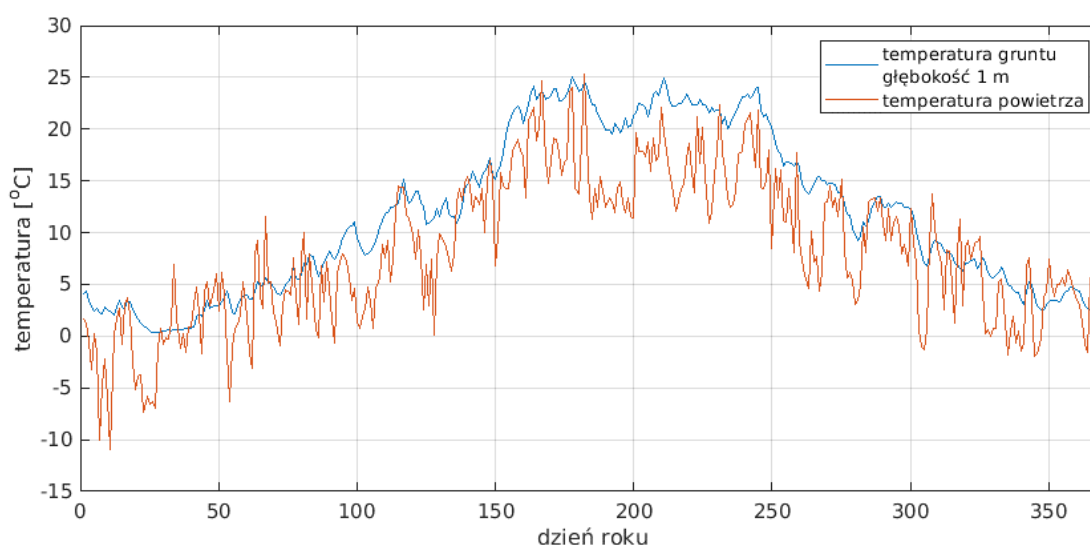
Poza szumem (niestabilnością transferu) wywołanymi zmianami temperatury, dla bardzo krótkich czasów obserwacji (poniżej jednej sekundy), oraz dla systemów transmitujących nośną optyczną uwidacznia się wpływ drgań akustycznych linii światłowodowej. Jednak jak wykazano w artykule [95] wpływ ten jest niemal identyczny zarówno dla transferu w pojedynczym włóknie jak i w parze włókien. Dlatego też, wpływ ten jako nieróżnicujący obu rodzajów transmisji został pominięty w niniejszej analizie.

5.1.1 OSZACOWANIE ZAKRESU ZMIENNOŚCI OPÓŹNIENIA ZNACZNIKÓW CZASU TRANSMITOWANYCH W PARZE WŁÓKIEN ŚWIATŁOWODOWYCH

Do prawidłowego odtworzenia skali czasu wymagane jest określenie dokładnego związku (opóźnienia) czasowego pomiędzy wejściowymi i wyjściowymi znacznikami czasu (1 PPS). Oszacowanie takie (zwane pomiarami kalibracyjnymi) można wykonać z wykorzystaniem różnych metod (w tym także satelitarnych) jednak jest ono ważne (prawdziwe) dla momentu wykonania takiej kalibracji („chwili zero”). W przypadku kiedy system transmisyjny nie jest w stanie precyzyjnie utrzymywać stałej wartości opóźnienia, pomiar kalibracyjny traci swoją wartość informacyjną. Jak już wspomniano wcześniej, omawiany transfer czasu w systemach DWDM nie jest w stanie skompensować zmian fazy związanych ze zmianą asymetrii czasu propagacji w parze włókien światłowodowych. W związku z tym istnieje konieczność określenia co najmniej zakresu zmian fazy transmitowanego sygnału czasu w stosunku do pomiaru kalibracyjnego.

Powszechnie używane miary średniokwadratowe, takie jak dewiacja czasu czy średniokwadratowy błąd interwału czasu, nie odzwierciedlają jednoznacznie procesu zmian fazy sygnału w czasie. Oznacza to praktyczny problem określenia maksymalnego błędu odtworzenia skali czasu na zdalnym końcu – po przestaniu przez dany system transmisyjny. Oszacowanie tego błędu (wartości maksymalnych) nie jest możliwe z wykorzystaniem opisanych miar średniokwadratowych.

Niestety tego typu analizy nie da się wykonać bazując na przekształceniu z modelu gęstości widmowej, ze względu na brak możliwości odtworzenia czasowej ewolucji fazy sygnału. W związku z tym istnieje konieczność odwołania się do danych źródłowych (zarejestrowanych zmian opóźnienia w czasie). Ze względu na brak bardzo długich rekordów pomiarów fluktuacji czasu propagacji w światłowodzie, wykorzystano w poniższych rozważaniach wartości oszacowane na podstawie zarejestrowanych (w stacjach IMGW) zmian temperatury gruntu (na głębokości jednego metra), oraz w powietrzu (rysunek 5.16).

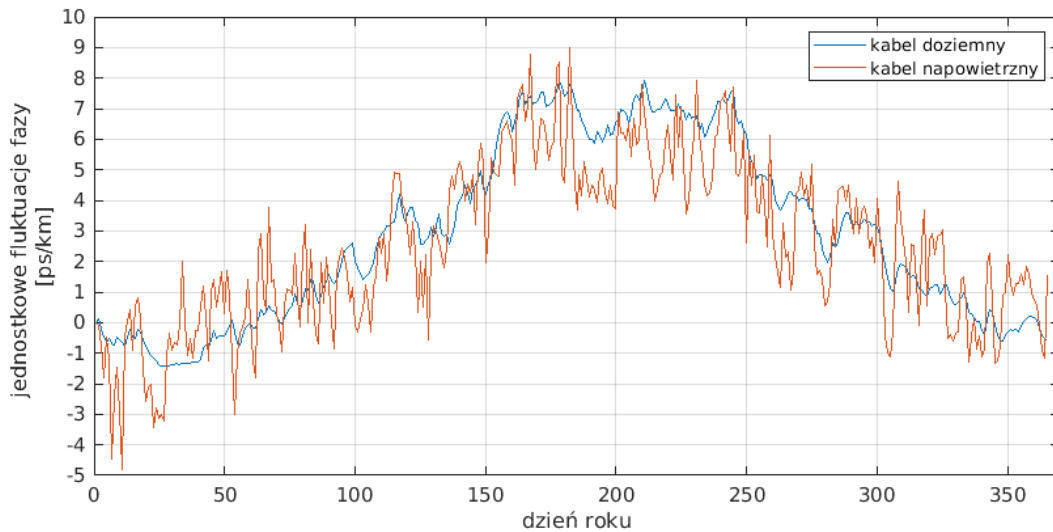


Rysunek 5.16 Przykładowe, roczne zmiany temperatury gruntu na głębokości jednego metra w Poznaniu oraz powietrza w Legionowie, zarejestrowane w 2019 roku w stacjach IMGW. Dla czytelności wykresu dane zostały ograniczone do jednego pomiaru na dobę

Do oszacowania ogólnych zmian opóźnienia sygnału transmitowanego w światłowodzie wykorzystano zależność 5.16. Ponadto przyjęto, że różnicowe zmiany fazy (niemożliwe do skompensowania) stanowią 1% zmian ogólnych i na podstawie tych danych wyznaczono łączne, jednostkowe (dla jednego kilometra linii), roczne fluktuacje sygnału, spowodowane faktem dystrybucji z wykorzystaniem pary włókien światłowodowych. Obliczenia te wykonano zarówno dla kabla doziemnego jak i napowietrznego (rysunek 5.17). W tym miejscu należy przypomnieć, iż analiza zmian fazy sygnału w okresach krótszych niż kilka dni, wyznaczona na podstawie zmian temperatury zarejestrowanej przez czujniki w gruncie, wykazała znaczne przeszacowanie (patrz rysunek 5.2 wraz z komentarzem).

Jak wynika z wykresów przedstawionych na rysunku 5.17, rocznym zmianom temperatury w gruncie wynoszącym około 25°C, będzie odpowiadać nieskompensowana zmiana opóźnienia wynosząca około 9,5 ps na kilometr. Dla przykładowej linii doziemnej z Warszawy do Poznania o długości 380 km, skalibrowanej w miesiącu styczniu bądź czerwcu, maksymalny błąd transferu skali czasu może wynosić nieco ponad 3,6 ns. Z powyższego wynika praktyczny wniosek, iż kalibrację takiego systemu najlepiej przeprowadzić wiosną lub jesienią. W takim przypadku roczna, maksymalna niezgodność transferu czasu (błąd odtworzenia skali czasu na wyjściu systemu), a wynikająca z faktu dystrybucji sygnału z wykorzystaniem pary włókien światłowodowych, wynosić będzie $\pm 1,8$ ns. Powyższe oszacowanie zakłada

linowy przyrost (wraz z długością linii), niemożliwej do skompensowania, asymetrycznej zmiany czasu propagacji (patrz uzasadnienie w punkcie 5.1).



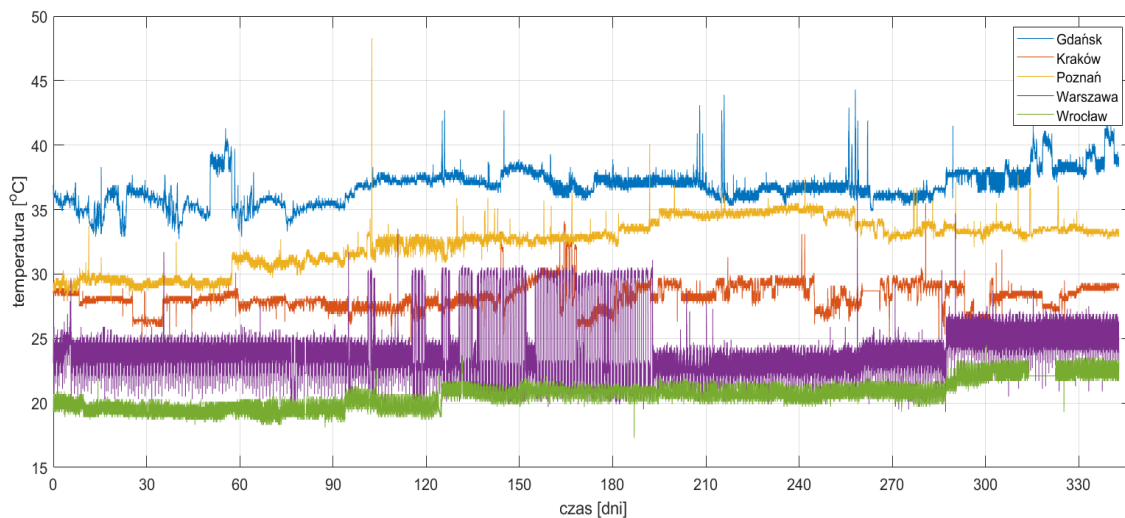
Rysunek 5.17 Przykład oszacowania, jednostkowych zmian opóźnienia sygnału dystrybuowanego z wykorzystaniem pary włókien światłowodowych wyznaczone na podstawie przykładowych rocznych zmiń temperatury gruntu (Poznań) oraz powietrza (Legionowo) zarejestrowane w 2019 roku. Dla czytelności wykresu zmiany fazy ograniczono do jednej wartości na dobę

W przypadku kabli napowietrznych zmiany fazy transmitowanego sygnału, w przeciągu kilku dni mogą osiągnąć nawet połowę rocznych zmian obserwowanych w kablu ziemnym. To pokazuje, że transmisja sygnałów referencyjnych w systemie DWDM wykorzystującym linie napowietrzne obciążona będzie znaczącą niepewnością dystrybuowanej skali czasu. Ponadto, realne dobowe fluktuacje temperatury kabla napowietrznego sięgają nawet kilkunastu stopni Celsjusza (a w konsekwencji również jednostkowe zmiany fazy są rzędu kilku ps/km). Praktyczne zastosowanie transferu czasu w sieciach DWDM wykorzystujących parę włókien w kablach napowietrznych jest ograniczone niemal wyłącznie do zastosowań niewymagających dużej precyzji odtworzenia skali czasu lub w których porównania są uśredniane w bardzo długim okresie (powyżej kilkunastu dni). Znaczne ograniczenie dokładności odwzorowania skali czasu w sieciach tego typu może być dużą przeszkodą dla rozwoju tej techniki w krajach w których dominują światłowody napowietrzne.

5.2 WPŁYW ZMIAN TEMPERATURY KOMPONENTÓW DWDM

Urządzenia telekomunikacyjne są zlokalizowane (w przeważającej większości) w klimatyzowanych pomieszczeniach chroniąc tym samym urządzenia elektroniczne przed przegrzaniem lub nadmiernym wychłodzeniem. Mimo to akceptowalny zakres temperatur jest dość szeroki, co skutkuje, iż warunki termiczne poszczególnych serwerowni (pomieszczeń telekomunikacyjnych) różnią się między sobą. W zależności od przyjętego rozwiązania technicznego oraz jego konfiguracji, systemy klimatyzacji mają różną charakterystykę działania (tu rozumianą jako czas załączenia, intensywności nawiewu, poziomu chłodzenia). Zakres zmian temperatury, częstotliwość, okresowość działania (bądź jej brak) rozważana zarówno w kontekście całości węzła jak i poszczególnych modułów ma istotny wpływ na jakość transmitowanych sygnałów referencyjnych. Czułość termiczna poszczególnych komponentów wchodzących w skład systemu DWDM została przedstawiona w rozdziale 3.2. Poniżej omówione zostały typowe warunki termiczne panujące w węzłach, ich wpływ na urządzenia sieciowe, oraz zaproponowany został sposób modelowania zmian temperatury urządzeń na jakość transmisji sygnałów czasu i częstotliwości.

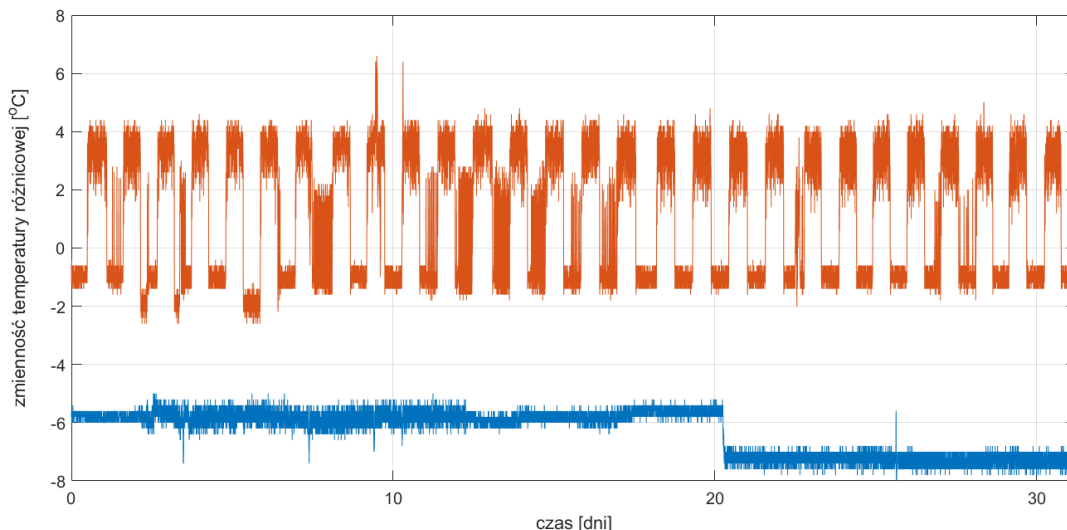
Na rysunku 5.18 przedstawiono roczną zmienność temperatur (zarejestrowaną wewnątrz testowanych urządzeń) w pięciu różnych pomieszczeniach telekomunikacyjnych (lokalizacjach). Jak widać zmiany te mają bardzo różny charakter w zależności od typu użytej klimatyzacji i lokalnego sposobu jej skonfigurowania. Większość dużych serwerowni utrzymuje zadaną temperaturę w sposób ciągły przez całą dobę i cały rok. Ewentualne istotne zmiany temperatur (powyżej 2°C) mogą być związane z pracami serwisowymi, znaczącą zmianą ilości włączonych urządzeń (emitujących ciepło), bądź niewystarczającą wydajnością działania klimatyzacji w czasie ekstremalnych warunków pogodowych (najczęstszym problemem są bardzo duże upały). Roczne zmiany temperatury nie przekraczają zazwyczaj 10°C.



Rysunek 5.18 Przykładowe roczne fluktuacje temperatury urządzeń w wybranych pięciu dużych serwerowniach sieciowych. Dla czytelności wykresu poszczególne krzywe zostały rozsunięte na osi pionowej

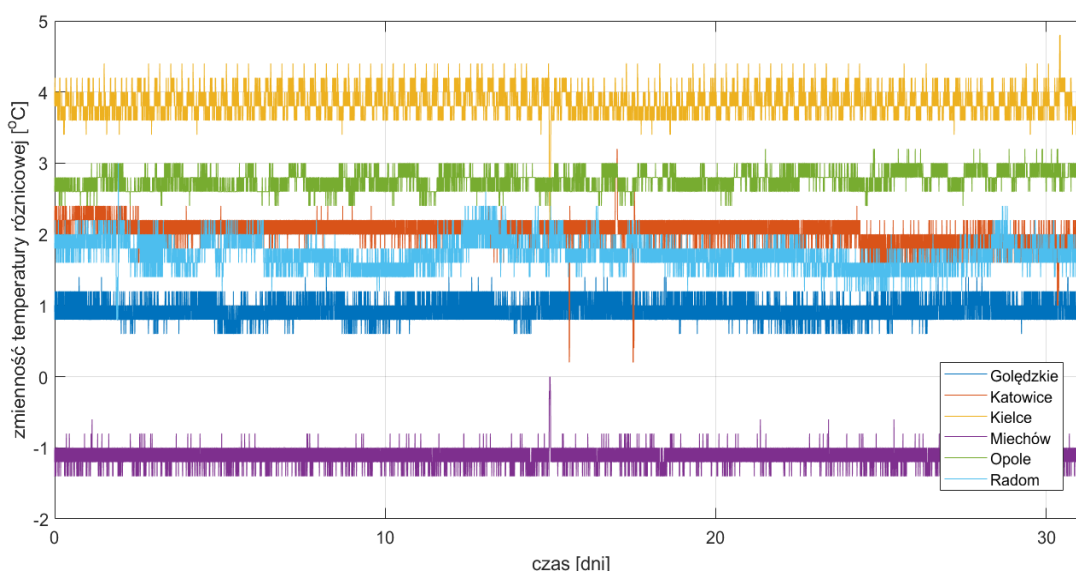
Występują także obiekty w których klimatyzacja działa w trybie „dwustanowym”. W takich węzłach dana temperatura jest utrzymywana przez pierwszą połowę okresu (określony czas), natomiast przez następną zmniejszana jest intensywność nawiewu i utrzymywana jest temperatura o kilka stopni wyższa. W przypadku kilku analizowanych obiektów, pełen okres wynosił 8 lub 12 godzin, a efektywna zmiana temperatury zarejestrowana wewnątrz poszczególnych urządzeń wynosiła od 2 do nawet 10°C.

Jak wynika z analizy przeprowadzonej w rozdziale 3.2, niezwykle istotnym czynnikiem mającym wpływ na zmianę asymetrii czasu propagacji (a więc mającym bezpośredni wpływ na jakość dystrybuowanych sygnałów referencyjnych) jest zmiana różnicowej temperatury poszczególnych modułów systemu DWDM obsługujących transmisję w przeciwnych kierunkach. Na rysunku 5.19 przedstawione są dwa skrajne przypadki (w dwóch różnych lokalizacjach) zmienności różnicowej temperatury, pomiędzy dwoma obudowami pojedynczego systemu DWDM. Jak widać, fluktuacje mogą sięgać nawet kilku stopni (w analizowanym przypadku około 5°C). Tak duże zmiany temperatury różnicowej są zazwyczaj spowodowane zmianą intensywności nawiewu klimatyzacji oraz efektywności chłodzenia urządzenia, regulowanego wewnętrznym, wymuszonym obiegiem powietrza.



Rysunek 5.19 Przykładowa zmienność temperatury różnicowej pomiędzy parą obudów systemu DWDM, zarejestrowana w dwóch różnych węzłach sieci Pionier. Dla czytelności wykresu poszczególne krzywe zostały rozsunięte na osi pionowej

Dużo lepiej utrzymywana jest jednorodność zmian temperatury wewnątrz tej samej obudowy urządzenia DWDM (rysunek 5.20), a sytuacja taka jest charakterystyczna dla węzłów typu ILA, czyli pełniących jedynie funkcje wzmocnienia sygnału optycznego - w takich miejscach wszelkie niezbędne komponenty (karty) optyczne mieszczą się wewnątrz jednej obudowy. W większości węzłów tego typu, w czasie normalnej pracy, odnotowana różnica temperatur pomiędzy dwoma kartami przeważnie nie przekracza $\pm 0,2^{\circ}\text{C}$. Ewentualne fluktuacje różnicowej temperatury pary kart, wynikają głównie ze sposobu rozprowadzenia chłodzenia oraz działania wewnętrznego obiegu powietrza. Wszelkie większe odchylenia temperatury różnicowej (pomiędzy dwoma kartami) są zazwyczaj związane z pracami serwisowymi i eksploatacyjnymi w pobliżu tych urządzeń.



Rysunek 5.20 Przykładowa zmienność temperatury różnicowej pary kart systemu DWDM wewnątrz tej samej obudowy. Dla czytelności wykresu poszczególne krzywe zostały rozsunięte na osi pionowej

W testowanym systemie DWDM (sieci PIONIER), poszczególne karty były rozmieszczone w taki sposób, że w każdej półce (obudowie) znajdowała się ta sama liczba modułów EDFA w obu (przeciwnych)

kierunkach. Wspomniane moduły EDFA nie zawsze były częścią wzmacniaczy liniowych ale także kart pełniących funkcję przełączników optycznych (ROADM), czy rekonfigurowanych filtrów optycznych. Należy jednak podkreślić, że rozmieszczenie poszczególnych kart nie było optymalizowane pod kątem transmisji sygnałów czasu i częstotliwości, a wynikało z przyjętej praktyki instalacyjnej. Przedstawiony w dalszej części model bazuje na pomiarach przeprowadzonych właśnie w systemie DWDM sieci PIONIER, jednak założenia procesu modelowania są uniwersalne i nie wykluczają innego (niż opisanego powyżej) rozmieszczenia poszczególnych modułów optycznych. Ponadto zaproponowany proces modelowania wykorzystuje analizę widmową zmian temperatury (patrz rysunek 5.1).

Ogólny opis zmiany różnicowego opóźnienia (fazy) sygnału transmitowanego w przeciwnych kierunkach przez dany węzeł sieciowy DWDM, można przedstawić jako:

$$\Delta x = \zeta_A \cdot \Delta T_A - \zeta_B \cdot \Delta T_B \quad (5.28)$$

gdzie ζ_A, ζ_B to asymetria czułości termicznej danej karty dla sygnałów transmitowanych w przeciwnych kierunkach, natomiast T_A i T_B to ich temperatura. Łatwo można zauważyć, iż temperatury T_A oraz T_B są bardzo mocno skorelowane ze sobą, gdyż na obydwie oddziałuje ten sam system klimatyzacji pomieszczenia, w którym zainstalowane są obudowy zawierające te karty. Oznacza to, że wypadkowa gęstość widmowa mocy fluktuacji fazy nie będzie równa sumie gęstości widmowych mocy obu składników prawej strony powyższego równania. Zauważmy jednak, że powyższą zależność można przekształcić do postaci:

$$\Delta x = \zeta_A \cdot \Delta T_A - \zeta_B \cdot \Delta T_B = (\zeta_A - \zeta_B) \cdot \frac{(\Delta T_A + \Delta T_B)}{2} + \frac{(\zeta_A + \zeta_B)}{2} \cdot (\Delta T_A - \Delta T_B) \quad (5.29)$$

W powyższej zależności zmiana różnicowego opóźnienia została opisana za pomocą: średniej zmiany temperatury $\frac{(\Delta T_A + \Delta T_B)}{2}$ pomnożonej przez różnicę asymetrii termicznych pary kart, oraz zmiany różnicowej temperatury tych kart $(\Delta T_A - \Delta T_B)$ pomnożonej przez średnią asymetrię termiczną. Zmiana temperatury średniej $\frac{(\Delta T_A + \Delta T_B)}{2}$ zależy głównie od sposobu pracy systemu klimatyzacji, natomiast zmiany różnicowej temperatury dwóch kart wewnątrz obudowy zależą głównie od algorytmu systemu sterowania intensywnością wewnętrznego obiegu powietrza. Dlatego dwa składniki sumy po prawej stronie równania 5.29 są słabo skorelowane i łączną widmową gęstość mocy fluktuacji fazy można przedstawić z dobrym przybliżeniem jako sumę widmowych gęstości mocy składników prawej strony równania.

Poniżej, przedstawiony jest sposób wyznaczenia parametrów modelu dla przykładowego (jednego z jedenastu analizowanych) węzła typu ILA. W tabelach 5 oraz 6 znajdują się wyznaczone parametry modelu pozostałych węzłów ILA oraz dodatkowo czterech węzłów typu Add/Drop (mających możliwość programowego przekierowywania ruchu optycznego). W drugim przypadku, analizy dokonano osobno dla dwóch różnych półek (obudów) wchodzących w skład danego węzła, a wyniki przedstawiono w tabeli 6.

Podobnie jak w przypadku kabli światłowodowych, ocenę niestabilności opóźnienia różnicowego urządzeń DWDM przeprowadzono bazując na zamodelowaniu fluktuacji poszczególnych temperatur w domenie częstotliwości i wykorzystaniu wzoru 5.8. Zmiany temperatury, zarejestrowane przez fabrycznie wbudowane (w poszczególnych kartach systemu DWDM operacyjnej sieci PIONIER) sensory, posłużyły do obliczenia widm gęstości spektralnej mocy (widm odniesienia) zmian temperatury średniej $\left(\frac{(\Delta T_A + \Delta T_B)}{2}\right)$ oraz różnicowej $(\Delta T_A - \Delta T_B)$. Widma aproksymowane modelem zostały wyznaczone (w procesie dopasowania do widm odniesienia) z wykorzystaniem składowych o profilu Lorentza (wzór 5.17).

Rysunek 5.21a przedstawia analizowane widmo odniesienia zmian temperatury średniej $(\frac{\Delta T_A + \Delta T_B}{2})$ na tle widma aproksymowanego modelem, którego składowe pokazane są na rysunku 5.21b. Poszczególne składowe profilu Lorentza (wzór 5.17) mają w tym przypadku następujące wartości:

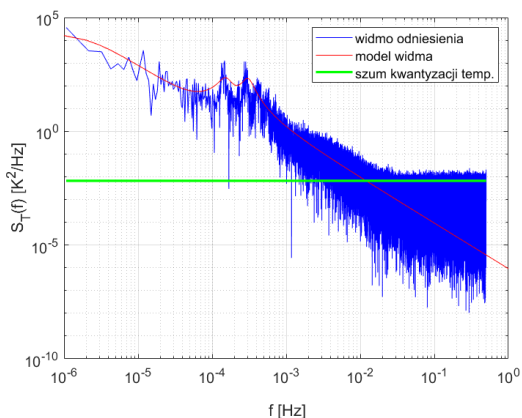
- i. $K_1 = 2 \cdot 10^3 [K^2/Hz]$; $a_1 = 1 \cdot 10^{-8} [Hz]$; $b_1 = 5 \cdot 10^5 [s]$
- ii. $K_2 = 200 [K^2/Hz]$; $a_2 = 1,5 \cdot 10^{-4} [Hz]$; $b_2 = 3 \cdot 10^4 [s]$
- iii. $K_3 = 200 [K^2/Hz]$; $a_3 = 3 \cdot 10^{-4} [Hz]$; $b_3 = 1,8 \cdot 10^4 [s]$

Jak można zauważyć na rysunku 5.21a, wypadkowe widmo aproksymowane dla częstotliwości większych niż 10 mHz nie pokrywa się z widmem odniesienia. Linię odcięcia od której nie dopasowywano obu widm oznaczono kolorem zielonym. Położenie tej linii wynika z oszacowania poziomu od którego wynik jest zdominowany przez szum kwantyzacji użytych czujników temperatury ($\pm 0,2^\circ C$). Wyniki poniżej linii odcięcia należy uznać za niewiarygodne. Taki charakter szybkozmiennego szumu termicznego wyklucza też sama konstrukcja kart systemu DWDM oraz sposób ich chłodzenia. Dlatego też poniżej linii odcięcia widmowa gęstość mocy jest ekstrapolowana wyłącznie na podstawie wcześniej opisanych składowych widmowych (zakłada się brak dodatkowych składowych widma).

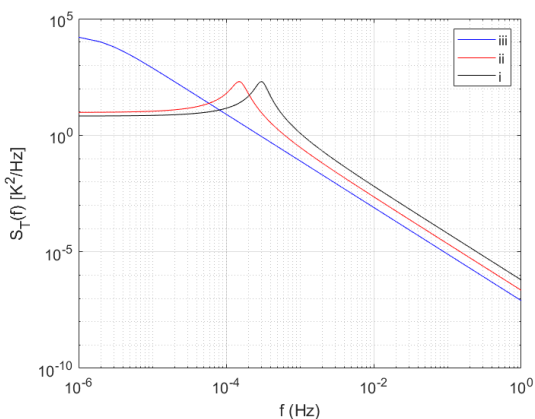
W celu potwierdzenia poprawności doboru parametrów modelu, wykonano porównanie stabilności temperatury za pomocą ekwiwalentu zmodyfikowanej dewiacji Allana ($MDEV_T$ – zmodyfikowana dewiacja Allana wyliczona z próbek temperatury), a wyznaczonej:

- A. bezpośrednio z danych źródłowych (fluktuacji temperatury średniej),
- B. z widma gęstości mocy aproksymowanego modelem, będącego sumą poszczególnych składowych widmowych opisanych powyżej.

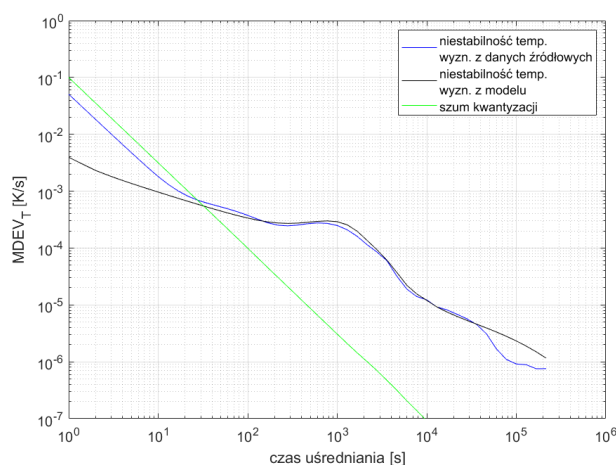
Wynik porównania przedstawiony jest na rysunku 5.21c. Dodatkowo na tym samym rysunku zaznaczono linią zieloną poziom szumu kwantyzacji pomiaru temperatury. Jak wynika z zaprezentowanego porównania, model widmowy właściwie odwzorowuje stabilność dla czasów uśrednień powyżej 30 sekund, czyli powyżej linii odcięcia oszacowanej na podstawie szumu kwantyzacji. Znaczący wzrost niestabilności MDEV obliczonej z danych źródłowych, dla czasów uśrednień poniżej 30 sekund jest niewiarygodny ze względu na inercję termiczną światłowodu umieszczonego wewnątrz obudowy danego modułu optycznego (patrz rysunek 3.14 w punkcie 3.2.2 obrazujący inercję termiczną wybranych kart DWDM). Właśnie na tej podstawie przyjęto iż nie występują przesłanki do występowania innych (szybszych) komponentów w widmie gęstości mocy, a co za tym idzie niestabilność temperatury dla zakresu uśrednień mniejszych niż 30 sekund jest ekstrapolowana jedynie na podstawie opisanych wcześniej składowych widma (zakłada się brak dodatkowych składowych widma). Z tego też powodu wydaje się, że zaproponowany model właściwie odwzorowuje rzeczywiste zmiany (niestabilność) temperatury średniej $(\frac{\Delta T_A + \Delta T_B}{2})$ analizowanego modułu.



a)



b)



c)

Rysunek 5.21 Model widmowej gęstości mocy zmian temperatury średniej urządzenia DWDM zlokalizowanego w węźle ILA: a) model (linia czerwona) przedstawiony na tle widmowej gęstości mocy zmian temperatury średniej, b) poszczególne składowe modelu widmowego, c) porównanie stabilności $MDEV_T$ wyznaczonych z danych źródłowych i na podstawie modelu

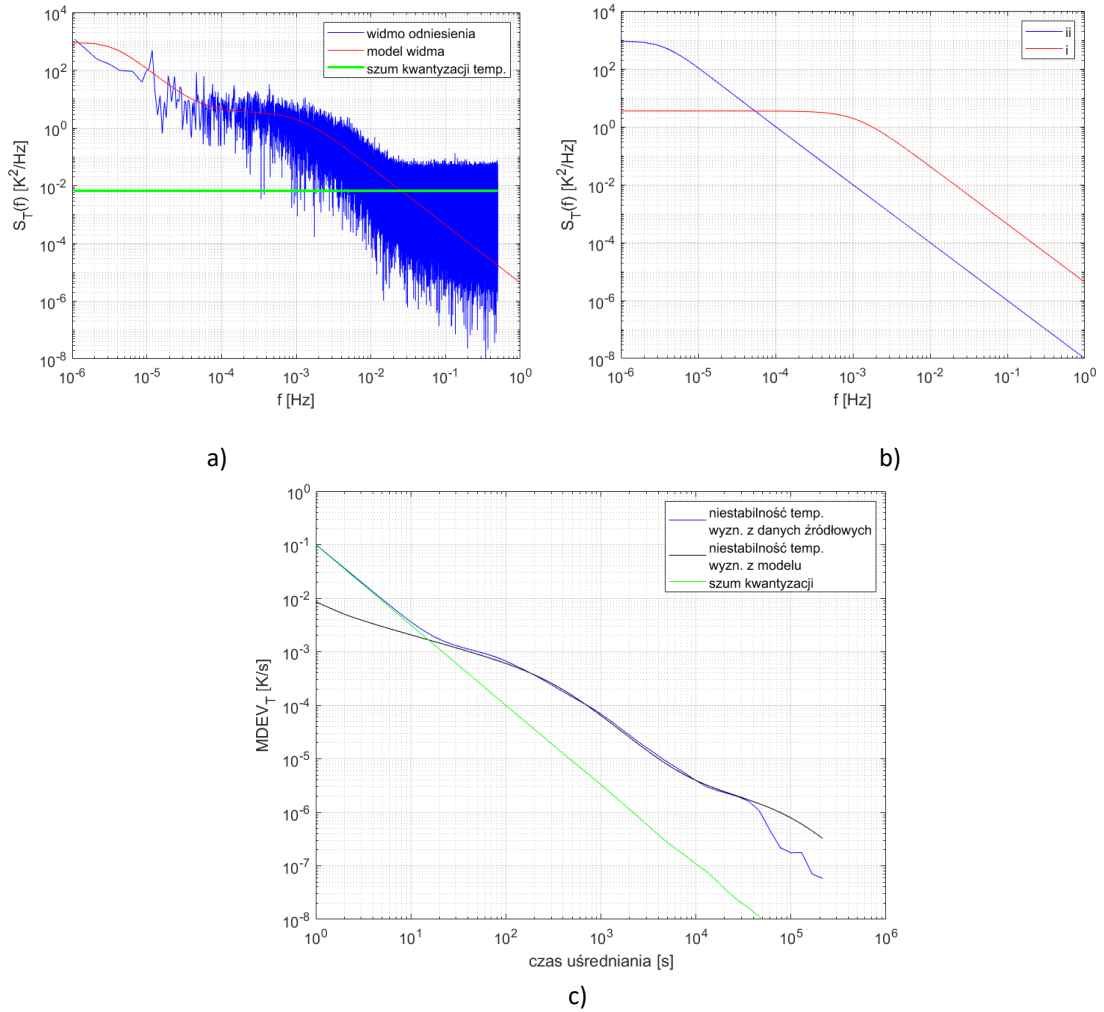
Rysunek 5.22a przedstawia analizowane widmo odniesienia zmian temperatury różnicowej ($\Delta T_A - \Delta T_B$) na tle widma aproksymowanego modelem, którego składowe pokazane są na rysunku 5.22b. Poszczególne składowe profilu Lorentza (wzór 5.17) mają następujące wartości:

- i. $K_1 = 900 [K^2/Hz]$; $a_1 = 1 \cdot 10^{-6} [Hz]$; $b_1 = 3 \cdot 10^5 [s]$
- ii. $K_2 = 3,5 [K^2/Hz]$; $a_2 = 1 \cdot 10^{-5} [Hz]$; $b_2 = 900 [s]$

Również w przypadku tej analizy kolorem zielonym zaznaczono linię odcięcia wynikającą z oszacowania szumu kwantyzacji. Ponadto na rysunku 5.22c przedstawiono wynik porównania stabilności temperatury za pomocą ekwiwalentu zmodyfikowanej dewiacji Allana ($MDEV_T$), a wyznaczonej:

- A. bezpośrednio z danych źródłowych (fluktuacji temperatury różnicowej),
- B. z widma gęstości mocy aproksymowanego modelem, będącego sumą poszczególnych składowych widmowych.

Zielona linia na rysunku 5.22c, przedstawia poziom szumu kwantyzacji. Przeprowadzona analiza potwierdza poprawny dobór parametrów modelu.



Rysunek 5.22 Model widmowej gęstości mocy zmian temperatury różnicowej urządzenia DWDM zlokalizowanego w węźle ILA: a) model (linia czerwona) przedstawiony na tle widmowej gęstości mocy zmian temperatury średniej, b) poszczególne składowe modelu widmowego, c) porównanie stabilności MDEV wyznaczonych z danych źródłowych i na podstawie modelu

Powyżej przedstawiony proces doboru parametrów modelu został wykonany także dla kilkunastu innych węzłów sieci PIONIER, a poszczególne współczynniki profilu Lorentza definiujące gęstości spektralne mocy zmian temperatury średniej ($S_{T_{mean}}(f)$ dla $\frac{(\Delta T_A + \Delta T_B)}{2}$) oraz różnicowej ($S_{T_{diff}}(f)$ dla $(\Delta T_A - \Delta T_B)$) zostały przestawione w tabeli 5 oraz 6. W tym miejscu należy zauważyć, że obydwa widma zmian temperatury muszą zostać przeskalowane przez odpowiednie współczynniki asymetrii czułości kart termicznych (wynikające ze wzoru 5.29):

$$S_x(f) = (\zeta_A - \zeta_B)^2 \cdot S_{T_{mean}}(f) + \left(\frac{\zeta_A + \zeta_B}{2}\right)^2 \cdot S_{T_{diff}}(f) \quad (5.30)$$

W punkcie 3.2.2 (tabela 2) niniejszej dysertacji znajdują się zmierzone wartości asymetrii współczynników czułości termicznej dla poszczególnych typów kart. W testowanych fragmentach sieci PIONIER, w węzłach typu ILA występowały następujące kombinacje kart (w ramach pojedynczej obudowy):

- dwie karty hybrydowe wzmacniaczy (łączące w sobie wzmacniacze Ramana i EDFA)
- karta hybrydowa wzmacniacza i karta wzmacniacza EDFA.

Natomiast w węzłach typu Add/Drop, w ramach jednej obudowy występowały następujące konfiguracje kart:

- karta hybrydowa wzmacniacza wraz kartą ROADM
- karta wzmacniacza EDFA wraz kartą ROADM
- karta ROADM wraz rekonfigurowalnym filtrem optycznym

Tabela 5 Zebrane parametry modelu widmowej gęstości mocy zmian temperatury różnicowej $S_{T_{diff}}(f)$ oraz średniej $S_{T_{mean}}(f)$ dla wybranych węzłów typu ILA, opisanych za pomocą współczynników profilu Lorentza (wzór 5.17)

Węzły ILA	<i>i</i>	$S_{T_{diff}}(f)$			$S_{T_{mean}}(f)$		
		K_i	a_i	b_i	K_i	a_i	b_i
		[K ² /Hz]	[Hz]	[s]	[K ² /Hz]	[Hz]	[s]
Gołdźskie	1	1	$3 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^2$	100	$75 \cdot 10^{-5}$	$9 \cdot 10^3$
	2	20	$8 \cdot 10^{-4}$	$8 \cdot 10^3$	140	$18 \cdot 10^{-5}$	$12 \cdot 10^4$
	3	150	$9 \cdot 10^{-6}$	$25 \cdot 10^4$	10000	$1 \cdot 10^{-8}$	$2 \cdot 10^5$
Katowice	1	3	$6 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^2$	5	$3 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^3$
	2	2500	$6 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^5$	5	$5 \cdot 10^{-4}$	$12 \cdot 10^2$
	3	-	-	-	3500	$1 \cdot 10^{-6}$	$7 \cdot 10^4$
Kędzierzyn	1	1	$4 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^2$	0,3	$4 \cdot 10^{-3}$	$55 \cdot 10^2$
	2	190	$1 \cdot 10^{-5}$	$3 \cdot 10^4$	2000	$5 \cdot 10^{-5}$	$14 \cdot 10^4$
	3	-	-	-	15000	$1 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^5$
Kielce	1	4	$2 \cdot 10^{-4}$	$11 \cdot 10^2$	20	$6 \cdot 10^{-4}$	$9 \cdot 10^3$
	2	40	$12 \cdot 10^{-6}$	$6 \cdot 10^4$	16000	$1 \cdot 10^{-6}$	$13 \cdot 10^4$
Konin	1	90	$23 \cdot 10^{-4}$	$65 \cdot 10^2$	300	$1 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^3$
	2	1000	$11 \cdot 10^{-4}$	$57 \cdot 10^2$	2000	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^5$
	3	2500	$11 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^5$	-	-	-
Lubin	1	0,13	$1 \cdot 10^{-3}$	$65 \cdot 10^1$	0,09	$1 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^2$
	2	30	$12 \cdot 10^{-7}$	$4 \cdot 10^4$	350	$12 \cdot 10^{-7}$	$16 \cdot 10^4$
Miechów	1	0,3	$7 \cdot 10^{-3}$	$15 \cdot 10^1$	20	$18 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^4$
	2	17	$9 \cdot 10^{-4}$	$9 \cdot 10^3$	150	$1 \cdot 10^{-6}$	$7 \cdot 10^3$
	3	400	$5 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^4$	1000	$9 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^4$
Opole	1	4	$1 \cdot 10^{-4}$	$13 \cdot 10^2$	2500	$1 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^4$
	2	80	$1 \cdot 10^{-6}$	$6 \cdot 10^4$	-	-	-
Radom	1	4	$6 \cdot 10^{-4}$	$8 \cdot 10^2$	15000	$1 \cdot 10^{-6}$	$8 \cdot 10^4$
	2	1500	$1 \cdot 10^{-6}$	$9 \cdot 10^4$	-	-	-
	3	-	-	-	-	-	-
Wolsztyn	1	1	$9 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^2$	1	$28 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^3$
	2	2000	$1 \cdot 10^{-6}$	$8 \cdot 10^5$	1,5	$1 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^3$
	3	-	-	-	2000	$1 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^6$
Zielona Góra	1	3,5	$1 \cdot 10^{-5}$	$9 \cdot 10^2$	200	$3 \cdot 10^{-4}$	$18 \cdot 10^3$
	2	900	$1 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^5$	200	$1,5 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^4$
	3	-	-	-	20000	$1 \cdot 10^{-8}$	$5 \cdot 10^5$

Tabela 6 Zebrane parametry modelu widmowej gęstości mocy zmian temperatury różnicowej $S_{T_{diff}}(f)$ oraz średniej $S_{T_{mean}}(f)$ dla wybranych węzłów typu Add/Drop, opisanych za pomocą współczynników profilu Lorentza (wzór 5.17)

Węzły Add/Drop	<i>i</i>	$S_{T_{diff}}(f)$			$S_{T_{mean}}(f)$		
		K_i	a_i	b_i	K_i	a_i	b_i
		[K ² /Hz]	[Hz]	[s]	[K ² /Hz]	[Hz]	[s]
Wrocław 1	1	3	$8 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^2$	180	$6 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^3$
	2	20	$6 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^3$	8000	$27 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^6$
	3	2000	$27 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^6$	50000	$1 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^6$
	4	10000	$1 \cdot 10^{-8}$	$5 \cdot 10^5$	-	-	-
Wrocław 2	1	1,2	$8 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^2$	40	$5 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^3$
	2	9	$55 \cdot 10^{-5}$	$6 \cdot 10^3$	6000	$27 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^6$
	3	150	$27 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^6$	50000	$1 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^6$
	4	1500	$1 \cdot 10^{-8}$	$5 \cdot 10^5$	-	-	-
Warszawa 1	1	0,05	$3 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^2$	0,01	$3 \cdot 10^{-2}$	$15 \cdot 10^1$
	2	0,2	$11 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^2$	0,1	$11 \cdot 10^{-3}$	$25 \cdot 10^1$
	3	10	$135 \cdot 10^{-5}$	$4 \cdot 10^3$	500	$135 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^4$
	4	50	$1 \cdot 10^{-6}$	$4 \cdot 10^4$	10000	$1 \cdot 10^{-6}$	$6 \cdot 10^4$
Warszawa 2	1	10	$1 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^2$	200	$14 \cdot 10^{-4}$	$25 \cdot 10^2$
	2	10000	$1 \cdot 10^{-5}$	$8 \cdot 10^5$	2000	$7 \cdot 10^{-5}$	$8 \cdot 10^3$
	3	10000	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^6$	1000000	$1 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^5$
	4	-	-	-	1000000	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^6$
Poznań 1	1	0,6	$3 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^2$	20	$21 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^4$
	2	5	$21 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^4$	80	$35 \cdot 10^{-5}$	$7 \cdot 10^3$
	3	10	$12 \cdot 10^{-6}$	$4 \cdot 10^5$	300	$12 \cdot 10^{-6}$	$4 \cdot 10^5$
	4	200	$1 \cdot 10^{-6}$	$15 \cdot 10^5$	1000	$1 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^5$
Poznań 2	1	0,8	$3 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^2$	30	$2 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^4$
	2	3	$21 \cdot 10^{-4}$	$8 \cdot 10^3$	100	$3 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^3$
	3	200	$1 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^6$	800	$1 \cdot 10^{-6}$	$4 \cdot 10^5$
Kraków 1	1	0,8	$5 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^2$	2	$1 \cdot 10^{-4}$	$8 \cdot 10^2$
	2	100	$15 \cdot 10^{-6}$	$17 \cdot 10^4$	25000	$1 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^5$
	3	400	$5 \cdot 10^{-6}$	$8 \cdot 10^5$	300000	$1 \cdot 10^{-6}$	$15 \cdot 10^5$
	4	500	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^7$	-	-	-
Kraków 2	1	0,6	$5 \cdot 10^{-4}$	$15 \cdot 10^1$	5	$1 \cdot 10^{-4}$	$8 \cdot 10^2$
	2	150	$15 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^5$	30000	$9 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^5$
	3	500	$1 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^5$	200000	$1 \cdot 10^{-6}$	$15 \cdot 10^5$

Bazując na dokumentacji technicznej oraz przeprowadzonych eksperymentach można przyjąć iż wyznaczone współczynniki asymetrii (czułości termicznej) poszczególnych kart mogą się różnić o około $\pm 5\%$. Wartość ta wynika z oszacowania „dokładności wykonania” poszczególnych modułów. „Dokładność wykonania” rozumiana jest tutaj jako rzeczywista długość optyczna danego modułu i wynikająca z tego bezpośrednio czułość termiczna danego elementu. Przyjmując powyższe założenie oraz dane zawarte w tabeli 2, można wyznaczyć minimalne, maksymalne i średnie wartości współczynników termicznych pary kart. Podsumowanie, dla analizowanej sieci znajduje się w tabeli 7.

Tabela 7 Wartości współczynników termicznych wybranych par kart systemu DWDM występujących najczęściej w obu typach węzłów

Typ współczynnika		Węzły ILA		Węzły ROADM		
		karta hybrydowa / karta hybrydowa	Karta hybrydowa / EDFA	karta hybrydowa / ROADM	EDFA / ROADM	ROADM / filtr rekonfigurowalny
		[ps/K]	[ps/K]	[ps/K]	[ps/K]	[ps/K]
$\frac{(\zeta_A + \zeta_B)}{2}$	Min	1,33	1,47	1,47	1,62	1,66
	Średnia	1,4	1,55	1,55	1,7	1,75
	Max	1,47	1,63	1,63	1,78	1,84
$(\zeta_A - \zeta_B)$	Min	0	0	0	0	0
	Średnia	0,07	0,23	0,23	0,085	0,23
	Max	0,14	0,46	0,46	0,17	0,46

Jak już wspomniano wcześniej, poszczególne karty wykazują zauważalną inercję termiczną (par rysunek 3.14), niwelującą wpływ bardzo szybkich zmiany temperatury. Tę inercję, dla potrzeb budowy modelu, można opisać filtrem dolnoprzepustowym o częstotliwości odcięcia (f_g). Na podstawie przeprowadzonych eksperymentów przyjęto średnią wartość tej częstotliwości równą $f_g = 0,05 \text{ Hz}$. Filtracja ta poprawia (urealnia) oszacowaną niestabilność (ADEV/MDEV/TDEV) w zakresie uśrednień mniejszych niż kilkanaście sekund. Ponadto należy zauważyć, że na sygnał wyjściowy na zdalnym końcu systemu dystrybucji czasu i częstotliwości oddziałuje połowa asymetrycznej zmiany opóźnienia w obu kierunkach. Oznacza to, że wynikowe widmo powinno być podzielone przez czynnik (2^2). W związku z tym wzór 5.30 został rozwinięty do następującej postaci:

$$S_x(f) = \frac{1}{4} \cdot [(\zeta_A - \zeta_B)^2 \cdot S_{T_{mean}}(f) + \left(\frac{\zeta_A + \zeta_B}{2}\right)^2 \cdot S_{T_{diff}}(f)] \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_g}\right)^2}} \quad (5.31)$$

Powyższe równanie jest wystarczające dla węzłów typu ILA zawierających parę kart ze wzmacniaczami EDFA umieszczonych w jednej obudowie. W przypadku węzłów bardziej rozbudowanych (typu Add/Drop) składających się z wielu kart umieszczonych w kilku obudowach, przyjęto w dalszej analizie, że karty zawierające moduły EDFA są grupowane parami (w praktyce para kart z jednej obudowy). Następnie wyznaczany jest dla nich dedykowany model widmowy. Ponieważ zmiany temperatur obudów wchodzących w skład jednego węzła Add/Drop są skorelowane (znajdują się w tym samym pomieszczeniu), dlatego przyjęto iż sumowanie poszczególnych modeli widmowych wyznaczonych dla każdej z obudów będzie odbywać się w następujący sposób:

$$S_x(f) = \left[\sum_{i=1}^n \sqrt{S_{x_i}(f)} \right]^2 \quad (5.32)$$

gdzie $S_{x_i}(f)$ oznacza widmową gęstość mocy wyznaczoną dla pojedynczej obudowy, a n ilość analizowanych obudów.

Sumując gęstości widmowe $\sum S_x(f)$ wyrażające zmienność opóźnienia transmitowanego sygnału optycznego wszystkich węzłów wchodzących w skład danej linii dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości, możliwe jest, na podstawie wzoru 5.8, wyznaczenie łącznego limitu niestabilności, wnoszonego przez urządzenia transmisyjne systemu DWDM.

5.2.1 WPŁYW MODUŁÓW DCF

Rozważania przedstawione w punkcie 5.2 są wystarczające dla zamodelowania wpływu urządzeń w systemach DWDM, nie zawierających komponentów kompensujących dyspersję chromatyczną w postaci włókien o odwróconej charakterystyce dyspersyjnej (DCF). Wpływ tych modułów na jakość transferu czasu i częstotliwości został szeroko skomentowany w rozdziale czwartym niniejszej dysertacji (przy okazji omówienia metod korekcji fluktuacji różnicowego czasu propagacji). Ponadto w rozdziale 4.2 (wzór 4.2) zaproponowano zależność opisującą wpływ temperatury na zmianę czasu propagacji w modułach DCF. W modelu tym (ze względu na powszechną praktykę instalacyjną) założono, że oba moduły DCF znajdują się w najbliższym sąsiedztwie (w sąsiednich slotach obudowy), a więc ich temperatura zmienia się niemal identycznie. To założenie jest tym bardziej uzasadnione, że moduły te są elementami pasywnymi – nie generującymi ciepła. Dlatego też, w porównaniu z wzorem 5.30, pominięto czynnik różnicowej zmiany temperatury ($\Delta T_A - \Delta T_B$). Jak wskazano w rozdziale 4.2 uwzględnienie tego czynnika jest w tym przypadku niewskazane ze względu na istotny wpływ szumu odczytu temperatury (zależącego od jakości użytych czujników) skalującego się ze znaczącą (kilka kilometrów) długością optyczną modułów DCF. W ogólności czynnik ten powinien zostać uwzględniony jedynie w przypadkach, w których na parę kompensatorów dyspersji oddziałują znacząco różne zmiany temperatury.

W przypadku kiedy średnie zmiany temperatury ($\frac{(\Delta T_A + \Delta T_B)}{2}$) pary modułów DCF wyrażone są w postaci widmowej gęstości mocy $S_{T_{mean}}(f)$ możliwe jest wyznaczenie (na podstawie zależności wprowadzonych w rozdziale 4.2) widma zmian opóźnienia w danym węźle sieci:

$$S_x(f) = \left[\left(\frac{1}{2} \cdot A \cdot \Delta L_{DCF} \right)^2 \cdot S_{T_{mean}}(f) \right] \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_g} \right)^2}} \quad (5.33)$$

gdzie A to czułość termiczna światłowodu kompensującego (oszacowana w rozdziale 4 na 42 [ps/(km·K)]), natomiast ΔL_{DCF} to różnica długości światłowodu użytego w dwóch modułach DCF pracujących w przeciwnych kierunkach. Czynnikiem $1/\sqrt{1 + (f/f_g)^2}$ odpowiada za filtrację dolnoprzepustową, wynikającą z inercji termicznej modułów DCF. Częstotliwość odcięcia (f_g) została również wyznaczona w rozdziale 4.2 i dla analizowanych kart wynosi 110 μ Hz.

Współczynniki poszczególnych składowych profilu Lorentza dla widmowej gęstości mocy z średnich zmian temperatury modułów DCF przedstawiono w tabeli 8 dla kilku wybranych węzłów sieci Pionier. Dodatkowo w tabeli tej zamieszczono informacje o asymetrii długości zainstalowanych kompensatorów dyspersji – dla zilustrowania skali praktycznie spotykanych różnic.

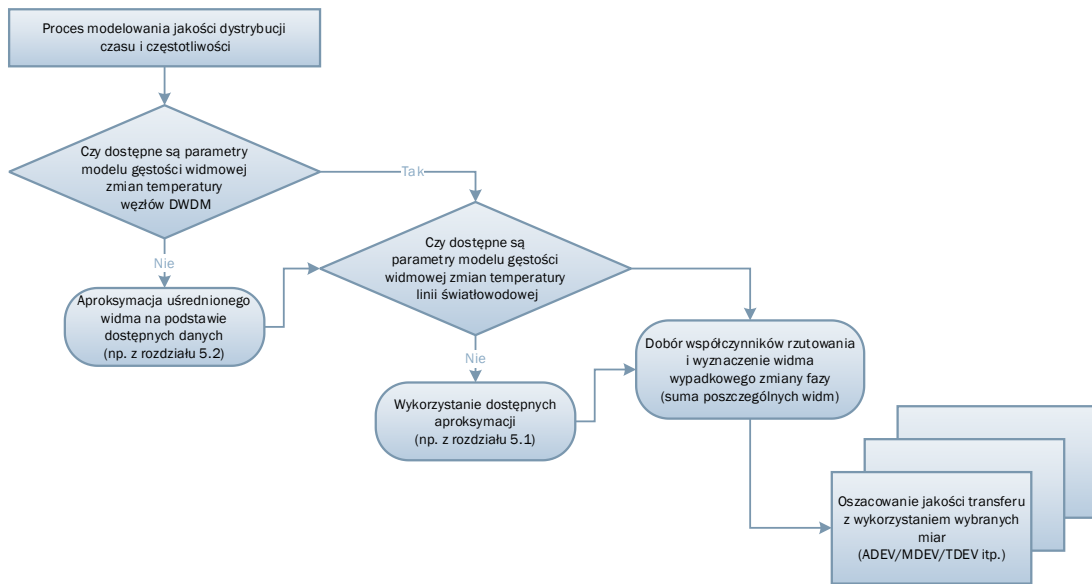
Tabela 8 Zebrane modele widmowej gęstości mocy zmian temperatury średniej $S_{T_{mean}}(f)$ modułów DCF dla wybranych węzłów w sieci PIONER

Węzły z modułami DCF	i	$S_{T_{mean}}(f)$			Asymetria długości modułów DCF w przeciwnych kierunkach transmisji
		K_i	a_i	b_i	
		[K ² /Hz]	[Hz]	[s]	[km]
Poznań	1	5	$8 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^3$	6
	2	150	$11 \cdot 10^{-6}$	$4 \cdot 10^4$	
	3	5000	$1 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^6$	
Gorzynkowo	1	500	$11 \cdot 10^{-5}$	$3 \cdot 10^4$	3
	2	5000	$1 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^5$	
	3	30000	$1 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^6$	
Gorki	1	20	$9 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^3$	3
	2	400	$2 \cdot 10^{-4}$	$17 \cdot 10^3$	
	3	5000	$15 \cdot 10^{-6}$	$15 \cdot 10^4$	
	4	50000	$1 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^6$	
Gołędzkie	1	15	$8 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^3$	1
	2	400	$22 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^4$	
	3	5000	$15 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^5$	
	4	50000	$1 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^6$	
Sochaczew	1	5	$4 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^3$	3
	2	3000	$11 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^5$	
	3	5000	$1 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^6$	
Warszawa	1	20000	$9 \cdot 10^{-6}$	$22 \cdot 10^4$	2
	2	400000	$1 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^6$	

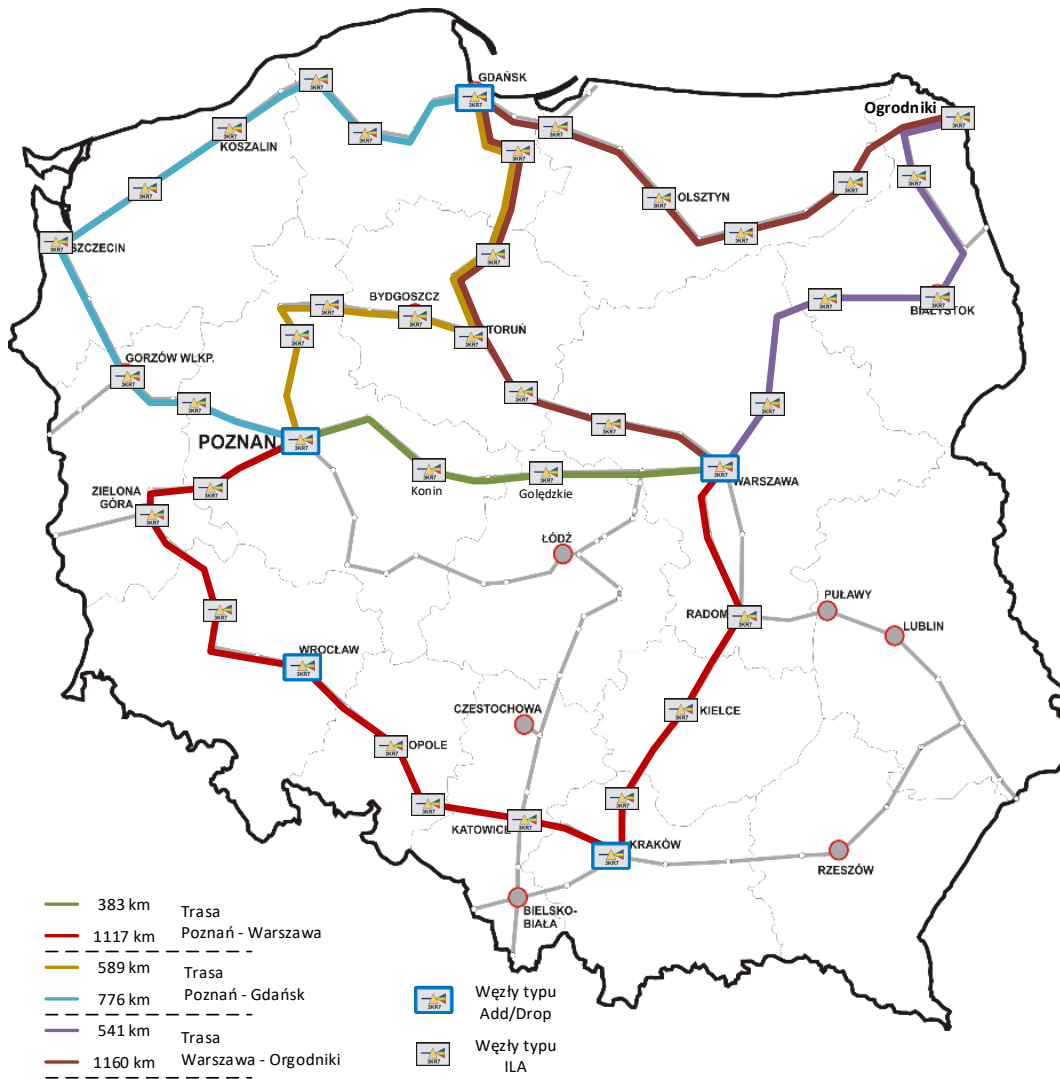
5.3 SYMULACJA JAKOŚCI DYSTRYBUCJI SYGNAŁÓW CZASU I CZĘSTOTLIWOŚCI NA PODSTAWIE MODELU

W procesie symulowania jakości transferu czasu i częstotliwości najlepiej wykorzystać model zbudowany z wykorzystaniem szczegółowych parametrów, to znaczy wyznaczonych dla danego węzła lub linii światłowodowej z użyciem realnych danych (zmian temperatury). Użycie takich danych umożliwi najwierniejsze odwzorowanie rzeczywistej jakości dystrybuowanych sygnałów. Jednak w przypadku braku danych szczegółowych możliwe jest użycie „typowych” parametrów modelu. Mogą to być na przykład parametry opisane w punkcie 5.1 dla kabli światłowodowych, oraz dla węzłów sieciowych uśrednione parametry modeli przedstawione w punkcie 5.2. Ogólny schemat procesu oszacowania jakości transferu czasu i częstotliwości, dystrybuowanych w systemie DWDM z użyciem pary włókien światłowodowych, przedstawiony jest na rysunku 5.23. Przedstawiony w niniejszym rozdziale model ma na celu, przede wszystkim, uwypuklić różnice w stosunku do rozwiązania odniesienia/wzorcowego, jakim jest dystrybucja sygnałów metrologicznych z wykorzystaniem pojedynczego, dedykowanego włókna światłowodowego. Dlatego też nie charakteryzuje on tych czynników które są wspólne dla obu typów transmisji, a które często są związane z wybranym rozwiązaniem technicznym transmisji sygnałów wzorcowych.

Praktyczne użycie modelu przedstawione zostało na przykładach oszacowania jakości transferu czasu i częstotliwości dla różnych, alternatywnych tras (podpunkty od 5.3.1 od 5.3.3)), wykorzystujących sieć DWDM PIONIER. Rysunek 5.24 obrazuje przebieg poszczególnych linii oraz rozmieszczenie węzłów typu ILA i Add/Drop. Ponadto, w punkcie 5.3.1 wśród alternatywnych połączeń jest także jedno zawierające moduły kompensacji dyspersji chromatycznej (DCF). Poza oszacowaniem jakości dystrybucji dla linii krajowych, w punkcie 5.3.4 przedstawiony został przykład oszacowania dla linii międzynarodowej w relacji Poznań – Hamburg – Genewa.



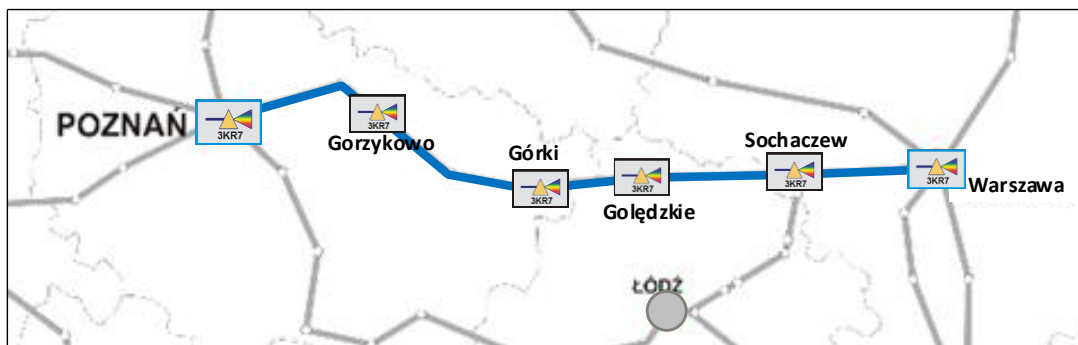
Rysunek 5.23 Schemat procesu symulowania jakości dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości



Rysunek 5.24 Połączenia oraz rozmieszczenie poszczególnych węzłów w sieci DWDM dedykowanego dla transmisji sygnałów koherentnych (rysunek ten bazuje na istniejących połączeniach sieci PIONIER jednak rozkład poszczególnych urządzeń nie jest dokładnie odwzorowany)

5.3.1 TRASA POZNAŃ – WARSZAWA

W relacji pomiędzy Poznaniem a Warszawą rozważmy trzy alternatywne połączenia. Pierwsza wersja trasy jest oparta o system DWDM dedykowany do transmisji sygnałów koherentnych (nowsza wersja systemu DWDM) i nie zawiera kompensatorów dyspersji chromatycznej. Łączna długość tej trasy to 383 km i występują w niej dwa węzły ILA oraz dwa węzły typu Add/Drop (początkowy i końcowy). Trasa alternatywna, w systemie DWDM tej samej generacji, przebiega przez Wrocław oraz Kraków (dwa dodatkowe węzły typu Add/Drop) oraz łącznie dziewięć punktów regeneracji sygnału optycznego (węzły ILA). Długość tej trasy to 1117 km. Fizyczne przebiegi obu tras znajdują się na rysunku 5.24. Trzecia wersja rozważanego połączenia pomiędzy Poznaniem a Warszawą może zostać zrealizowana w sieci DWDM dedykowanej do transmisji sygnałów niekoherentnych, a w związku z tym zawierającej kompensatory dyspersji chromatycznej (DCF). Poglądowy fragment takiej sieci jest przedstawiony na rysunku 5.25.



Rysunek 5.25 Fragment sieci DWDM dedykowanej dla transmisji sygnałów niekoherentnych pomiędzy Warszawą a Poznaniem

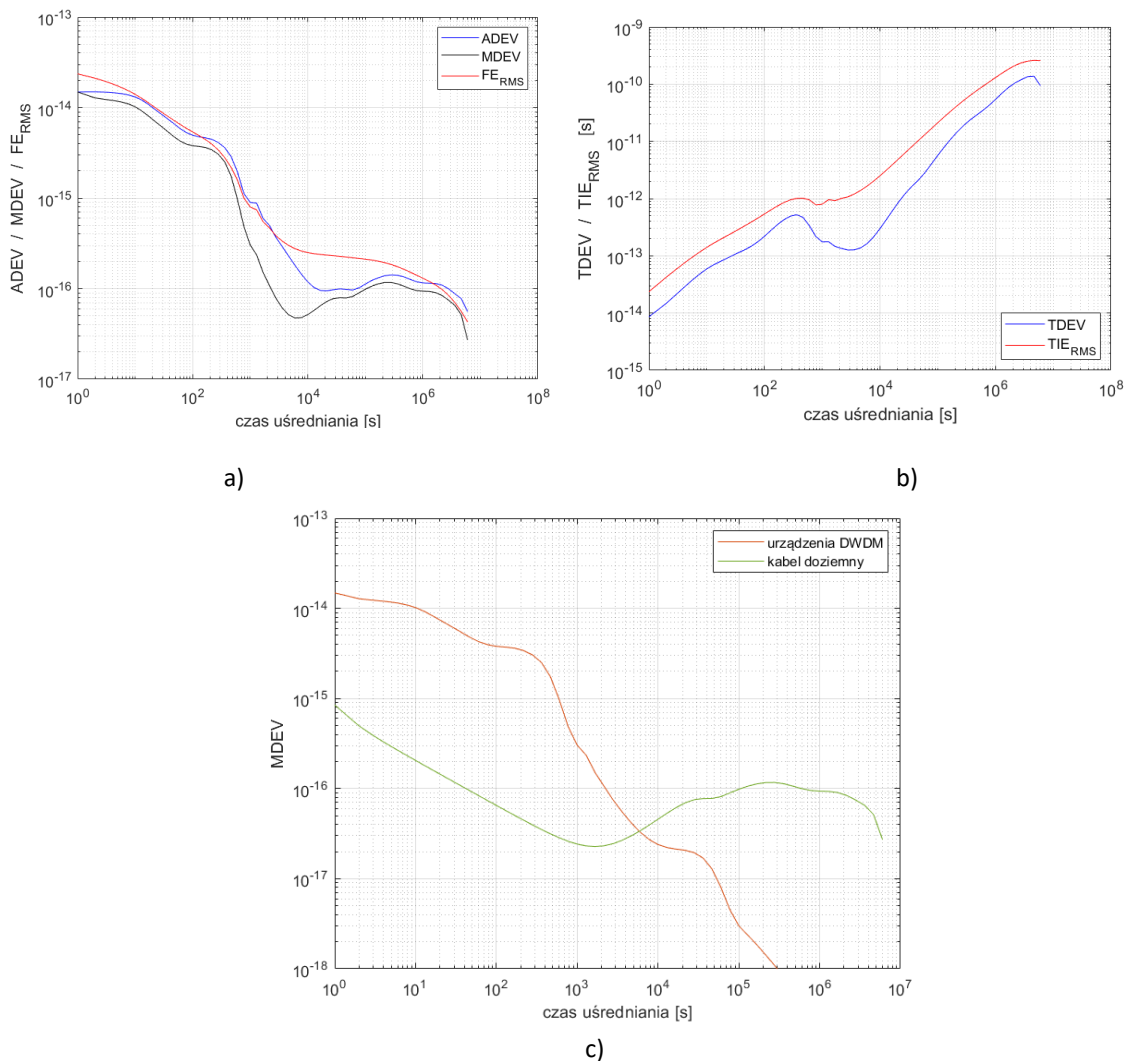
Długość tego linku (nie uwzględniając długości modułów DCF) to 383 km (taka jak w pierwszym rozpatrywanym wariantach trasy). W obliczeniach uwzględniono cztery węzły typu ILA oraz dwa typu Add/Drop (początkowy i końcowy). We wszystkich wariantach występują wyłącznie linie światłowodowe doziemne.

Łączną, szacunkową niestabilność dystrybuowanych sygnałów, spowodowaną transmisją w dwu-włóknowym systemie DWDM, można wyznaczyć na podstawie znajomości widmowej gęstości mocy zakłóceń wywołanych niesymetryczną zmianą opóźnienia w urządzeniach DWDM $\sum S_{x_DWDM_i}(f)$ oraz widmowej gęstości mocy asymetrycznej zmiany opóźnienia wywołanej transmisją w parze włókien światłowodowych $S_{x_fiber}(f)$. Sumując oba czynniki można wyznaczyć:

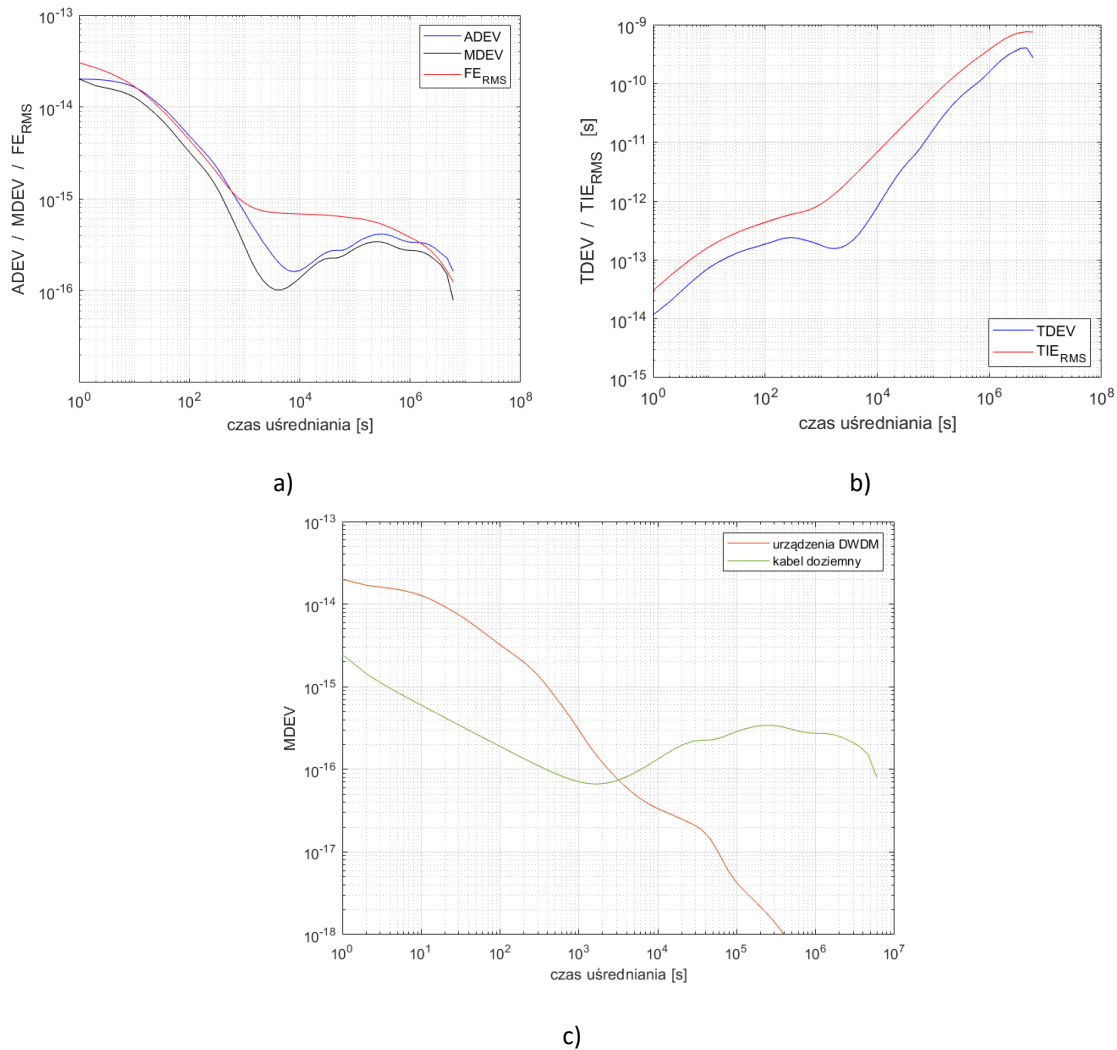
- antycypowaną niestabilność linku w postaci dewiacji Allana ADEV (wzór 5.6),
- modyfikowaną dewiację Allana MDEV (wzór 5.8),
- niepewność transferu częstotliwości definiowaną jako średniokwadratowy błąd unormowanej częstotliwości FE_{RMS} (wzór 5.13),
- dewiację czasu TDEV (wzór 5.11),
- średniokwadratowy błąd transferu interwału czasu TIE_{RMS} (wzór 5.15).

Dla wyznaczenia sumarycznego wpływu urządzeń DWDM wykorzystano zależności opisane w rozdziale 5.2 oraz widma aproksymowane modelem, opisane w tabelach 5, 6 i 8. Dla poszczególnych węzłów użyto średnich współczynników termicznych kart z tabeli 7. Dla oszacowania wpływu zmienności asymetrii czasu propagacji w linii światłowodowej (parze włókien) przyjęto skalowanie liniowe względem całkowitej długości linku (patrz wzór 5.26) oraz przyjęto 1% zmian różnicowych w stosunku do zmian ogólnych. Do scharakteryzowania linii doziemnej użyto widmo aproksymowane modelem, opisane w punkcie 5.1.

Na rysunkach 5.26 oraz rysunkach 5.27 przedstawiony jest wynik przeprowadzonej symulacji odpowiednio dla linii krótszej i dłuższej z wykorzystaniem tego samego typu systemu DWDM (niezawierającego modułów DCF). Omówienie zaczniemy od rysunków 5.26c oraz 5.27c na których przedstawiono wpływ poszczególnych składowych (kabli liniowych oraz urządzeń DWDM) na stabilność (MDEV) transferu sygnałów. Rysunki te uwypuklają zakresy w których dominują poszczególne składniki. Jak widać wpływ urządzeń DWDM jest dominujący dla uśrednień mniejszych niż kilka tysięcy sekund, natomiast jego wpływ przy bardzo długich czasach uśrednień nie jest istotny. Z tego wynika, iż opracowanie modeli dla poszczególnych modułów DWDM może opierać się nawet o stosunkowo krótkie (kilkunastodniowe) rekordy danych (fluktuacji temperatury). Dokładnie odwrotnie jest w przypadku modelowania wpływu doziemnych kabli światłowodowych. W tym przypadku ich dominujący wpływ uwidacznia się dla długich czasów uśrednień. W celu opracowania wiarygodnego modelu niezbędne jest użycie długich (najlepiej nie krótszych niż rocznych) rekordów danych. Precyzja modelowania wpływu kabli światłowodowych dla krótszych czasów uśrednień nie jest krytyczna, ponieważ w tym zakresie dominuje wpływ urządzeń.

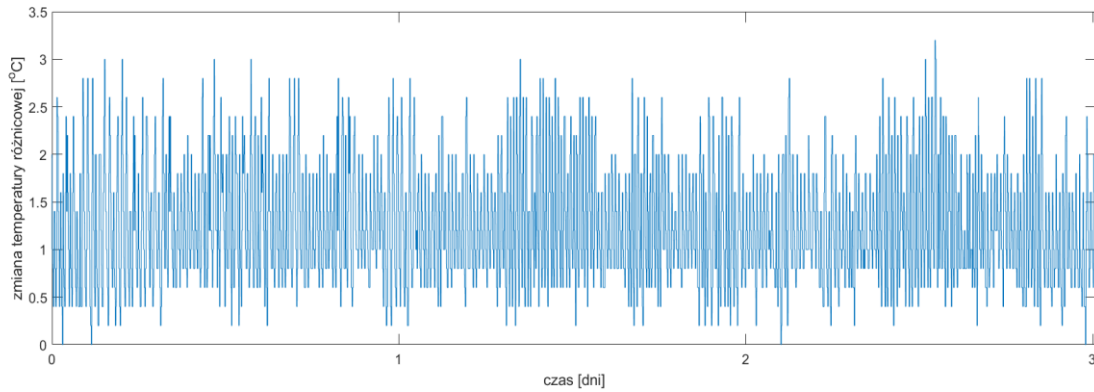


Rysunek 5.26 Oszacowanie jakości transferu: a) częstotliwości, b) czasu dla linii o długości 383 km i z wykorzystaniem systemu DWDM nie zawierającego kompensatorów DCF (trasa nr 1). Rysunek c) przedstawia wpływ poszczególnych składowych (urządzeń DWDM i linii światłowodowej) na całkowitą niestabilność transferu częstotliwości



Rysunek 5.27 Oszacowanie jakości transferu: a) częstotliwości, b) czasu dla linii o długości 1117 km i z wykorzystaniem systemu DWDM nie zawierającego kompensatorów DCF (trasa nr 2). Rysunek c) przedstawia wpływ poszczególnych składowych (urządzeń DWDM i linii światłowodowej) na całkowitą niestabilność transferu częstotliwości

Porównując wyniki jakości transferu uzyskane dla dwóch pierwszych rozważanych tras (rysunki 5.26a i b oraz 5.27a i b) dla linii krótszej (383 km) uzyskano nieznacznie lepszą stabilność (ADEV/MDEV/TDEV) dla czasu uśredniania jednej sekundy (co wynika głównie z ilości węzłów DWDM) i około trzykrotnie lepszą stabilność dla długich czasów uśredniania (co jest związane z długością linii światłowodowej). Niemniej dla zakresu od 100 do niemal 1000 sekund widać wyraźne pogorszenie stabilności (w stosunku do linii dłuższej). Jest to efektem znaczących, względnych wahań temperatury różnicowej dwóch kart pracujących w węzle typu ILA w Koninie. Po dokładnej analizie warunków środowiskowych panujących w tym miejscu ustalono, iż specyficzne ustawienie nawiewu klimatyzacji w sposób bezpośredni wpływało na znaczącą (sięgającą nawet trzech stopni), asymetryczną zmianę rozkładu temperatur wewnątrz pojedynczej obudowy urządzenia. Rysunek 5.28 obrazuje zmienność temperatury różnicowej dwóch kart wewnątrz pojedynczej obudowy urządzenia zlokalizowanego we wspomnianym węźle sieciowym.



Rysunek 5.28 Zmienność temperatury różnicowej dwóch kart wewnątrz tej samej obudowy w węźle w Koninie

Pogorszenie stabilności pochodzące od tego węzła jest bezpośrednio związane z okresem pracy klimatyzatora (około 10 minut) i jest pewnym wyjątkiem wśród pozostałych węzłów sieciowych (w szczególności węzłów typu ILA). Potwierdza jednak, iż właściwe rozmieszczenie komponentów sieciowych oraz optymalizacja przepływu powietrza (chłodzenia) ma kluczowe znaczenie dla funkcjonowania całości systemu dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości. Ponadto, przykład ten uwidacznia przewagę modelu zbudowanego z wykorzystaniem dedykowanych (opracowanych dla poszczególnych węzłów) modeli widmowych. W konsekwencji analiza taka umożliwia identyfikację wszelkich anomalii oraz węzłów kluczowych z punktu widzenia stabilności dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości.

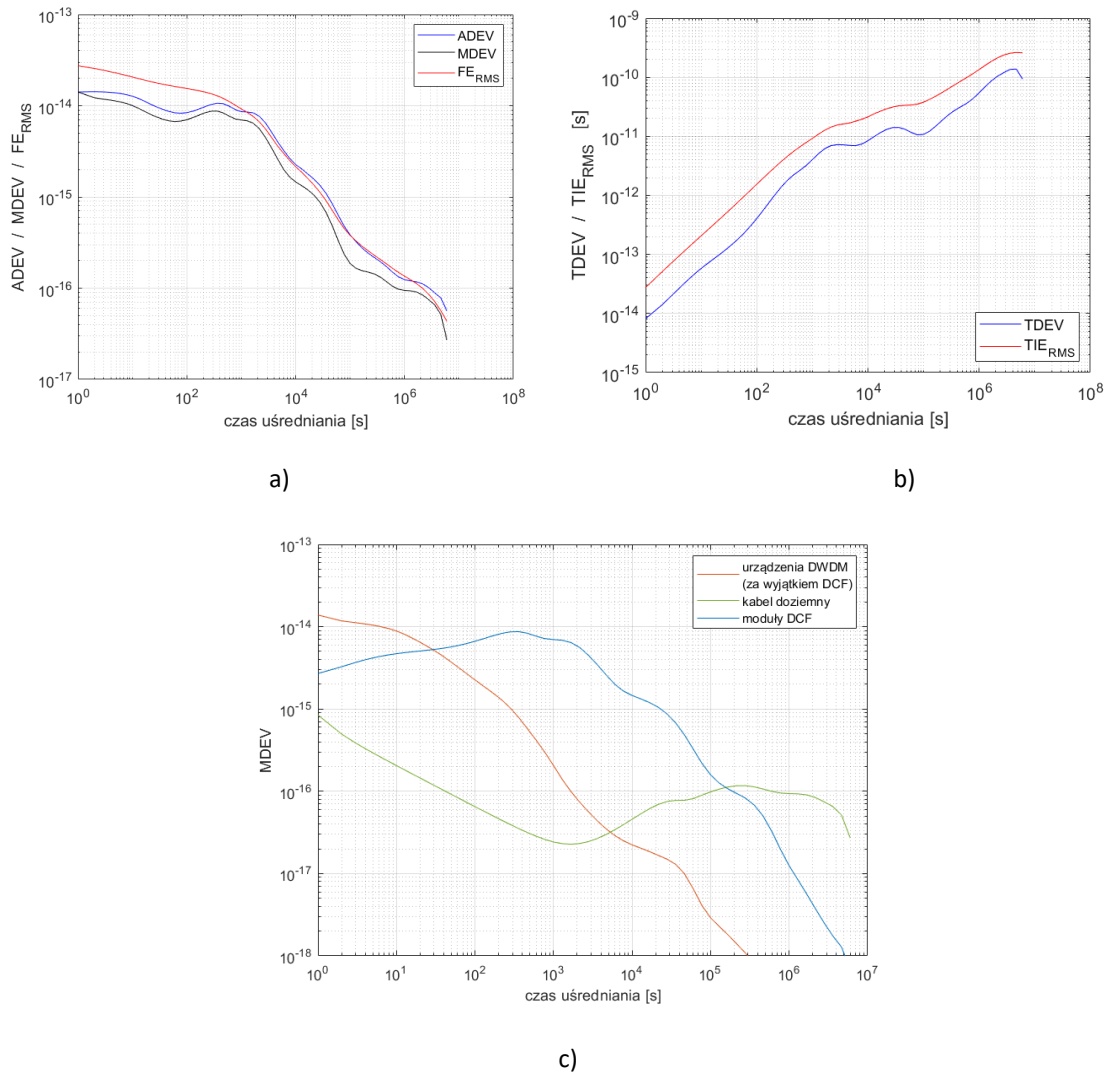
Oszacowania niepewności transferu dokonano na podstawie wzoru 5.13 dla sygnału częstotliwości (FE_{RMS}) oraz na podstawie wzoru 5.15 dla transferu interwału czasu (TIE_{RMS}). Analizując wykresy przedstawione na rysunkach 5.26a i b oraz rysunkach 5.27a i b można zauważyć, że niepewność transferu dla pierwszego wariantu trasy jest w niemal całym zakresie lepsza (mniejsza) niż dla wariantu drugiego. Różnica ta jest maksymalnie trzykrotna – dla średnich czasów uśredniania. Średniokwadratowy błąd częstotliwości (FE_{RMS}) dla trasy pierwszej osiąga wartość około $3 \cdot 10^{-16}$ dla czasu obserwacji 10^4 s i dalsze uśrednianie nie powoduje znaczącej poprawy tego parametru. Wniosek ten może być istotny dla oceny poprawności przyjętego minimalnego czasu uśredniania w porównaniach dwóch źródeł sygnału. W takim przypadku poza oceną niepewności systemu transmisyjnego trzeba także wziąć pod uwagę stabilność samych źródeł (porównywanych zegarów). Niepewność na poziomie $3 \cdot 10^{-16}$ może być wystarczająca nawet w przypadku porównań tak zaawansowanych wzorców jak fontanny atomowe. Jednak właśnie w przypadku tego typu zegarów osiągnięcie aż tak dużej dokładności zajmuje od kilku do kilkunastu dni. W takim więc przypadku to źródło sygnałów będzie determinowało minimalny czas porównań.

W przypadku drugiej trasy niepewność transferu częstotliwości została wyznaczona na znacznie gorszym poziomie wynoszącym około 10^{-15} , dla czasu obserwacji $3 \cdot 10^3$ s. Również w tym przypadku dłuższe uśrednianie nie przynosi znaczącej poprawy tego parametru.

Trzecia, alternatywnie rozważana trasa, w przeciwieństwie do omówionych powyżej dwóch wariantów, zawiera kompensatory dyspersji chromatycznej (DCF). Asymetria długości optycznej modułów DCF w poszczególnych węzłach jest wskazana w tabeli 8. Tabela ta zawiera również modele widmowej gęstości mocy zmian temperatury. Na podstawie tych danych wyznaczona została łączna widmowa gęstość mocy zakłóceń wywołanych niesymetrycznością modułów DCF – $S_{x_DCF}(f)$. Ponieważ nie wszystkie węzły są zlokalizowane w tych samych miejscach co w przypadku pierwszej analizowanej trasy, dlatego widmowa gęstość mocy zakłóceń wywołanych niesymetrycznością pozostałych urządzeń DWDM $S_{x_DWDM}(f)$, wyznaczona została na podstawie uśrednionej wartości widma wyznaczonej dla

węzłów ILA i przedstawionych w tabeli 5. Także w tym przypadku uwzględniono wpływ zakłóceń wywołanych transmisją w parze włókien światłowodowych $S_{x_fiber}(f)$, oraz założono (tak jak poprzednio) iż zmiany opóźnienia różnicowego wynoszą 1% zmian ogólnych.

W wyniku analogicznej (jak dla poprzednich dwóch przypadków) symulacji uzyskano rezultaty które zostały zwizualizowane na rysunkach 5.29a i b oraz dodatkowo na rysunku c na którym przedstawiona jest analiza stabilności MDEV z podziałem na poszczególne składowe (kable liniowe, moduły DCF oraz pozostałe urządzenia DWDM).



Rysunek 5.29 Oszacowanie jakości transferu: a) częstotliwości, b) czasu dla linii o długości 383 km i z wykorzystaniem systemu DWDM zawierającego kompensatory DCF (trasa nr 3). Rysunek c) przedstawia wpływ poszczególnych składowych (urządzeń DWDM, modułów DCF i linii światłowodowej) na całkowitą niestabilność transferu częstotliwości

Stabilność krótkookresowa, dla czasów uśrednień poniżej 30 sekund, jest podobna jak w pierwszym wariancie trasy (podobna ilość węzłów oraz dominujący wpływ urządzeń DWDM nie uwzględniając modułów DCF). Jednak zakres uśrednień od 30 do 10^5 sekundy jest wyraźnie gorszy (mniej stabilny i o większej niepewności dystrybuowanych sygnałów) niż obie poprzednio rozważane trasy. Jest to zakres w którym dominuje niestabilność spowodowana fluktuacją różnicowego czasu propagacji w modułach DCF (patrz rysunek 5.29c). Jakość modelowania w tym zakresie uśrednień jest silnie zależna od jakości (wierności odwzorowania) rzeczywistego widma zmian temperatury poszczególnych modułów kompensujących dyspersję chromatyczną. Widmo gęstości mocy zmian

temperatury modułów DCF jest skalowane przez znaczący odcinek asymetrycznej długości włókna kompensującego dyspersję w danym węźle – zazwyczaj powyżej 1 km. Powoduje to, iż na wykresach stabilności, w sposób znaczący, uwypuklone są te zakresy uśrednień które są połową cyklu pracy chłodzenia/grzania obserwowanego w danym węźle. Należy zauważyć także, że wpływ modułów DCF jest istotny dla czasów uśrednień nawet rzędu 10^5 sekundy. Dlatego też, dla właściwego scharakteryzowania modelu użyty rekord danych odniesienia (zebrany rekord zmian temperatury) powinien obejmować nie mniej niż kilkanaście dni. Dla czasów uśrednień większych niż 10^5 sekundy, ponownie zaczyna uwidaczniać się wpływ transferu w parze włókien liniowego kabla światłowodowego.

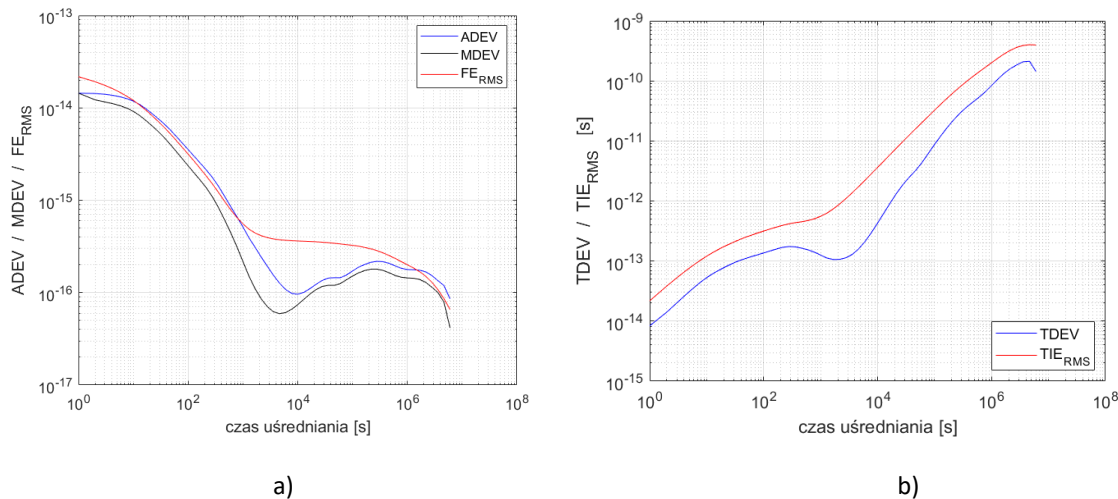
Przeprowadzone modelowanie jest tożsame z pomiarami wykonanymi w rozdziale 3.3 i potwierdza, że użycie systemów DWDM zawierających kompensatory dyspersji (DCF) jest odpowiednie tylko dla mniej wymagających zastosowań. Ponadto, w systemach DWDM tego typu, kluczowa jest stabilność utrzymywanej temperatury (jakość funkcjonowania klimatyzacji), we wszystkich pośrednich węzłach sieci.

5.3.2 TRASA POZNAŃ – GDAŃSK

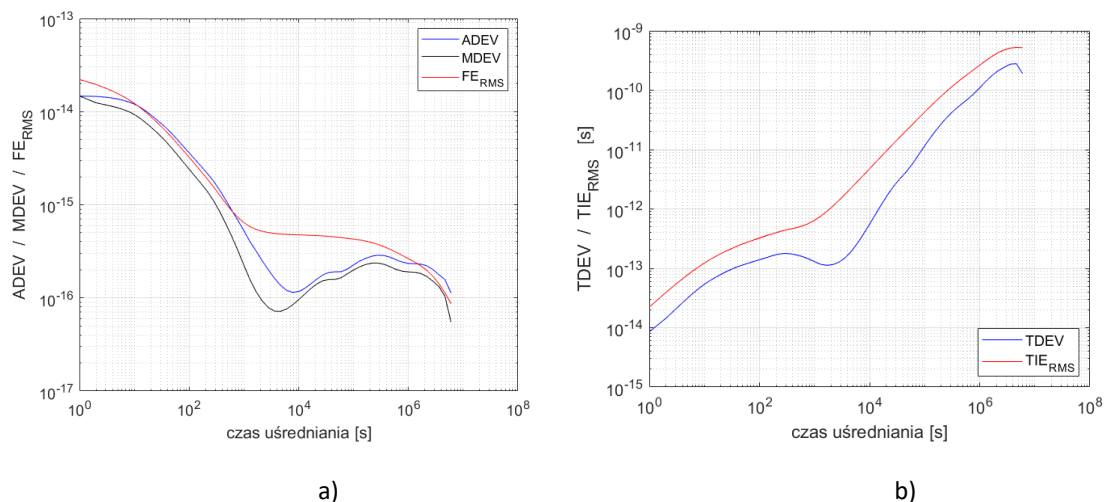
W relacji Poznań – Gdańsk poddano analizie dwa alternatywne połączenia. Pierwsza wersja trasy przebiega przez Toruń i występuje w niej sześć węzłów typu ILA oraz dwa węzły typu Add/Drop (początkowy i końcowy). Długość tej trasy to 589 km. Trasa alternatywna przebiega przez Gorzów, Szczecin oraz Koszalin i posiada tą samą liczbę węzłów typu Add/Drop oraz siedem punktów regeneracji sygnału optycznego (ILA). W tym przypadku długość tej trasy jest nieco większa i wynosi 776 km. W obu wariantach występują wyłącznie linie światłowodowe doziemne oraz założono, iż użyta zostanie ta sama, nowsza generacja systemu DWDM. Przebiegi obu tras przedstawione są na rysunku 5.24.

Oceny jakości dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości dokonano z wykorzystaniem tych samych miar jak w punkcie 5.3.1. W tym przypadku jednak, dla wyznaczenia sumarycznego wpływu urządzeń DWDM skorzystano z uśrednionej wartości widmowej gęstości mocy, wyznaczonej na podstawie wcześniej wyznaczonych parametrów modeli węzłów ILA (tabela 5) oraz osobno uśrednionej wartości dla węzłów ROADM (tabela 6). Taki sposób analizy, z wykorzystaniem uśrednionej wartości kilku dostępnych aproksymacji widmowych, może zostać wykorzystany w przypadku braku możliwości wyznaczenia dedykowanego modelu widmowego poszczególnych węzłów danej trasy. Dzięki temu praktyczne wykorzystanie zaproponowanego modelu i w konsekwencji oszacowanie stabilności transferu, jest możliwe także tam gdzie szczegółowe dane zmienności temperatur nie są dostępne lub gdy ich pozyskanie wymaga niewspółmiernie dużego nakładu środków i czasu. Dla oszacowania wpływu linii światłowodowej przyjęto 1% zmian różnicowych w stosunku do zmian ogólnych.

Na rysunkach 5.30 oraz 5.31 przedstawiony jest wynik przeprowadzonej symulacji odpowiednio dla linii krótszej i dłuższej (o niespełna 200 km). Ponieważ oba warianty tras mają niemal identyczną ilość węzłów DWDM (trasa nr. 2 ma o jeden węzeł ILA więcej), dlatego też wszystkie wykresy dla krótkich i średnich czasów uśrednień są niemal identyczne. Wybór trasy dłuższej o niemal 200 km nie powoduje też znaczącego pogorszenia jakości transmisji dla długich czasów uśrednień (dla których dominuje niestabilność transferu w światłowodzie). W związku z tym obie analizowane trasy można uznać za równoważne z punktu widzenia jakości transferu czasu i częstotliwości.



Rysunek 5.30 Oszacowanie jakości transferu: a) częstotliwości, b) czasu dla linii o długości 589 km (trasa nr 1)



Rysunek 5.31 Oszacowanie jakości transferu: a) częstotliwości, b) czasu dla linii o długości 776 km (trasa nr 2)

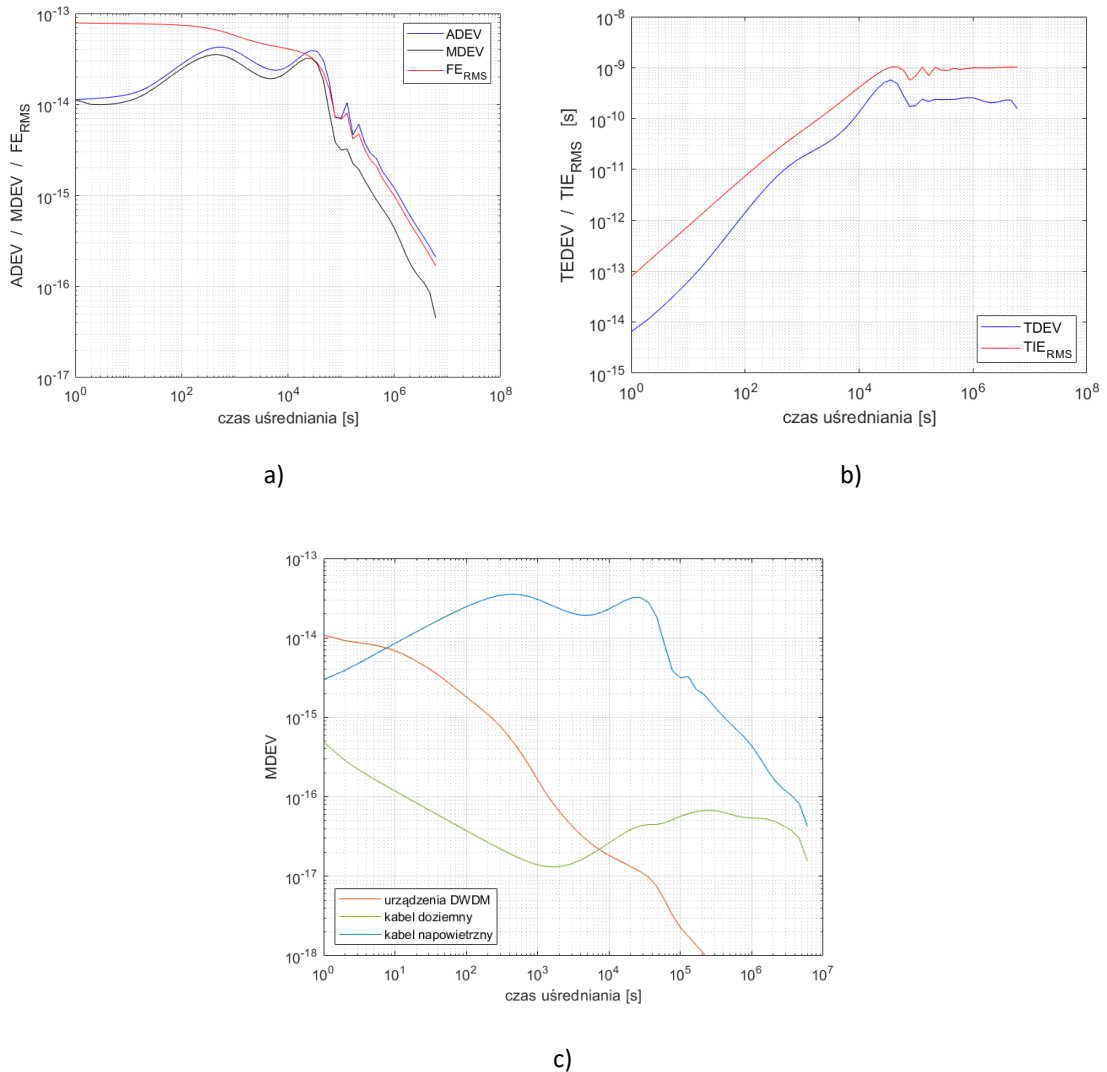
5.3.3 TRASA WARSZAW – OGRODNIKI

W relacji Warszawa – Ogrodniki (granica polsko-litewska) poddano analizie dwa alternatywne połączenia. W pierwszej krótszej trasie: Warszawa – Białystok – Ogrodniki, występuje pięć węzłów ILA oraz jeden węzeł typu Add/Drop (w Warszawie). Łączna długość tej trasy to 541 km, z tym że pierwsze 320 km to linia napowietrzna, a pozostałe 221 km to linia doziemna. Trasa alternatywna przebiega przez Toruń, Gdańsk oraz Olsztyn i posiada dwa węzły typu Add/Drop oraz dwukrotnie więcej (dziesięć) punktów regeneracji sygnału optycznego (ILA). W tym przypadku długość tej trasy jest ponad dwukrotnie większa i wynosi 1160 km (na całej długości linia doziemna). Założono także, iż w obu przypadkach użyta zostanie ta sama, nowsza generacja systemu DWDM (przebiegi obu tras przedstawione są na rysunku 5.24).

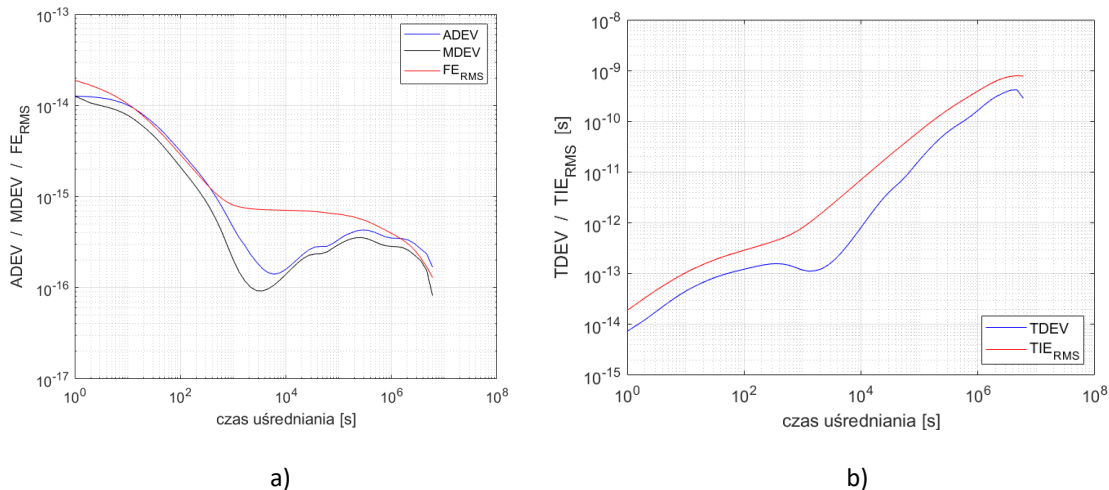
Oceny jakości dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości dokonano z wykorzystaniem tych samych miar jak w punkcie 5.3.1. W tym przypadku (podobnie jak w punkcie 5.3.2), dla wyznaczenia sumarycznego wpływu urządzeń DWDM skorzystano z uśrednionej wartości widmowej gęstości mocy

wyznaczonej na podstawie wcześniej przebadanych parametrów modeli węzłów ILA (tabela 5) oraz osobno uśrednionej wartości dla węzłów ROADM (tabela 6). Dla oszacowania wpływu linii światłowodowej przyjęto 1% zmian różnicowych w stosunku do zmian ogólnych oraz bazowano na widmach aproksymowanych modelem (opisanych w punkcie 5.1) zarówno dla linii doziemnej jak i napowietrznej.

Na rysunkach 5.32a i b oraz rysunkach 5.33a i b przedstawiony jest wynik przeprowadzonej symulacji odpowiednio dla linii krótszej i dłuższej. Dodatkowo na rysunku 5.32c przedstawiono zamodelowany MDEV dla trasy pierwszej z podziałem na poszczególne składowe: wpływ urządzeń DWDM, linii doziemnej oraz napowietrznej na niestabilność transferu sygnału referencyjnego.



Rysunek 5.32 Oszacowanie jakości transferu: a) częstotliwości, b) czasu dla linii zawierającej kable napowietrzne (320 km) oraz doziemne (221 km) – trasa nr 1. Rysunek c) przedstawia wpływ poszczególnych składowych (urządzeń DWDM, kabla doziemnego i napowietrzego) na całkowitą niestabilność transferu częstotliwości



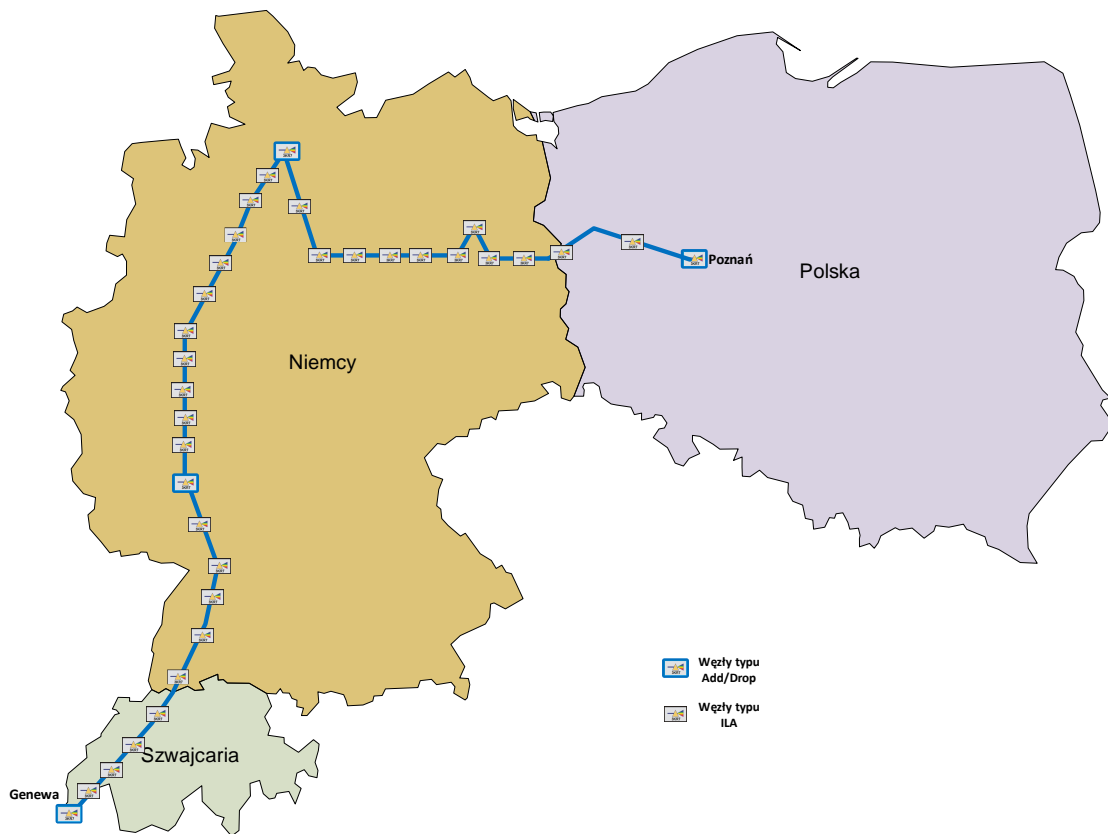
Rysunek 5.33 Oszacowanie jakości transferu: a) częstotliwości, b) czasu dla linii doziemnej o długości 1160 km – trasa nr 2

Dwukrotnie większa ilość węzłów ILA w drugim wariantcie trasy powoduje jedynie nieznaczne pogorszenie stabilności krótkookresowej (dla 1 s czasu uśredniania). Dla czasów uśredniania większych niż 10 sekund wyraźnie dominuje niestabilność spowodowana transmisją w linii napowietrznej. Łatwo zauważyć, że dla uśrednień rzędu 10^4 s pierwszy wariant trasy jest o ponad dwa rzędy wielkości mniej stabilny! Dopiero bardzo długi czas uśrednień zmniejsza tę dysproporcję by dla 2×10^6 sekundy (ponad 23 dni) osiągnąć nieznacznie lepszą stabilność niż w ponad dwukrotnie dłuższej trasie z kablem wyłącznie doziemnym. W tym miejscu należy jednak zaznaczyć, że w praktyce nie są wykonywane aż tak długie, pojedyncze sesje pomiarowe.

Z powyższej analizy wynika jednoznacznie, iż użycie nawet stosunkowo krótkiej linii napowietrznej (w tym przypadku 320 km) znacząco degraduje jakość transmisji sygnałów częstotliwości i znaczników czasu. Jej dominujący wpływ na stabilność dystrybucji sygnałów jest widoczny w niemal całym zakresie uśrednień (patrz rysunek 5.32c). W takim przypadku lepszym rozwiązaniem jest wykorzystanie alternatywnej linii z kablami doziemnymi, nawet jeśli jej długość jest znacząco (ponad dwukrotnie) większa. Niemniej wybór alternatywnych połączeń doziemnych jest w niektórych krajach mocno ograniczony (np. Szwecja gdzie dominują światłowody instalowane na liniach energetycznych) co oznacza, że zakres możliwych zastosowań wykorzystujących dystrybucję czasu i częstotliwości w sieci DWDM jest mocno ograniczony możliwą do uzyskania jakością przesyłanego sygnału.

5.3.4 TRASA POZNAŃ – GENEWA

W niniejszym podpunkcie przedstawiono oszacowanie jakości transferu czasu i częstotliwości dla pojedynczego wariantu bardzo długiej trasy (2700 km) pomiędzy Poznaniem a Genewą (Szwajcaria). Realizacja tak długich połączeń jest niejednokrotnie rozważana w kontekście realizacji międzynarodowych projektów badawczych. Projekt tej trasy opiera się o rzeczywisty system DWDM sieci Pionier (dedykowany do transmisji sygnałów koherentnych – nie zawiera kompensatorów dyspersji) zakończony w CERN. Linia ta na całej swej długości jest zbudowana z wykorzystaniem kabla doziemnego i przebiega przez Hamburg i Frankfurt nad Menem. Posiada także cztery węzły typu Add/Drop oraz 30 węzłów typu ILA (rysunek 5.34).

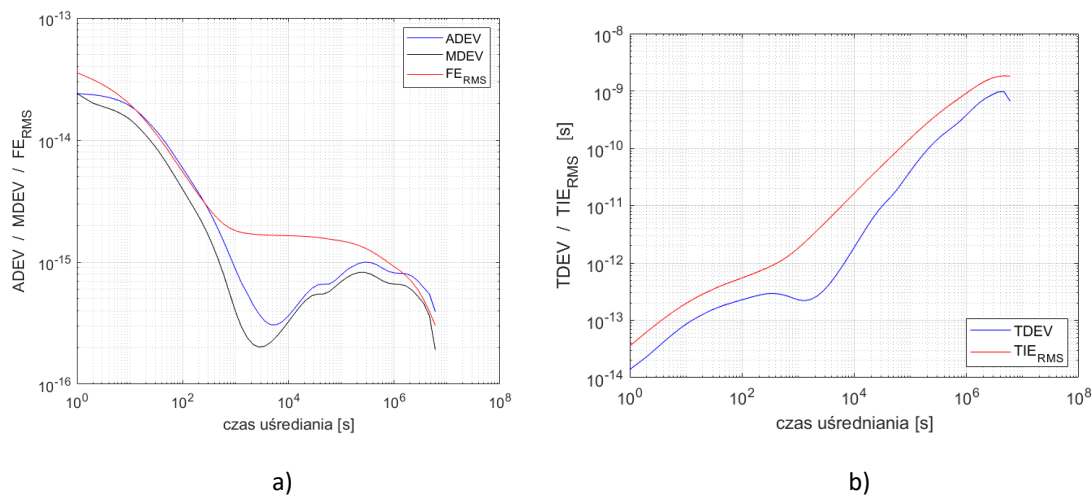


Rysunek 5.34 Fragment sieci DWDM Poznań – Genewa

Dla wyznaczenia sumarycznego wpływu urządzeń DWDM skorzystano z uśrednionej wartości widmowej gęstości mocy, wyznaczonej z wykorzystaniem wszystkich modeli węzłów ILA (przedstawionych w tabeli 5) oraz osobno wartości średniej dla węzłów ROADM (tabela 6). Także w tym przypadku dla oszacowania wpływu linii światłowodowej przyjęto, iż zmiany różnicowe osiągają 1% zmian ogólnych i użyto model przedstawiony w rozdziale 5.2. Przyjęcie tego modelu widmowego, opracowanego dla umiarkowanej strefy klimatycznej w której znajduje się Polska, wynika z braku danych szczegółowych, czyli fluktuacji temperatury gruntu zmierzonych w Niemczech oraz Szwajcarii, niezbędnych do opracowanie modelu dedykowanego. Przedstawione wyniki należy uznać za pewne przybliżenie (wstępne oszacowanie), które może zostać poprawione (uszczegółowione) w następnym kroku analizy – po wstępnym oszacowaniu przydatności linku do realizacji zamierzonego celu metrologicznego. Znajomość zmian temperatury gruntu w poszczególnych strefach klimatycznych (regionach), przez które przebiega linia światłowodowa, umożliwiłaby opracowanie dedykowanych modeli i uwzględnienie ich w sposób proporcjonalny do długości światłowodu zlokalizowanego w danej strefie klimatycznej (objętej danym modelem).

Na rysunkach 5.35a i b przedstawiony jest wynik przeprowadzonej symulacji. Duża ilość węzłów sieciowych powoduje, że krótkookresowa stabilność transferu częstotliwości (MDEV dla czasu uśredniania jednej sekundy) wynosi około $2,5 \times 10^{-14}$. Jeśli porównany ten wynik z oszacowaniem przeprowadzonym dla pierwszego wariantu trasy z podpunktu 5.3.1 (2 węzły Add/Drop i dwa węzły ILA), gdzie stabilność wynosiła $1,5 \times 10^{-14}$ @1 s, to łatwo zauważyć, że jest ona jedynie dwukrotnie gorsza. Dla długich czasów porównań możemy oczekiwać niestabilności transferu częstotliwości nieco poniżej 10^{-15} , na co bezpośredni wpływ ma bardzo długa linia światłowodowa (2700 km). Nie jest to wynik zadowalający dla bardzo wymagających aplikacji (jak np.: porównania zegarów optycznych bądź fontann cezowych) jednak bardzo szybkie osiągnięcie stabilności na tym poziomie (czas uśrednienia około 10^3 s), stawia to rozwiązanie jako silną konkurencję do alternatywnego transferu z wykorzystaniem systemów GNSS. Należy także

zwrócić uwagę iż niepewność (FE_{RMS}) dystrybuowanego sygnału częstotliwości wzorcowej jest nieco lepsza niż 2×10^{-15} w szerokim zakresie czasów uśrednień (od 10^3 s do 10^6 s). Jest to praktyczny zakres większości aplikacji wykorzystujących transfer częstotliwości.



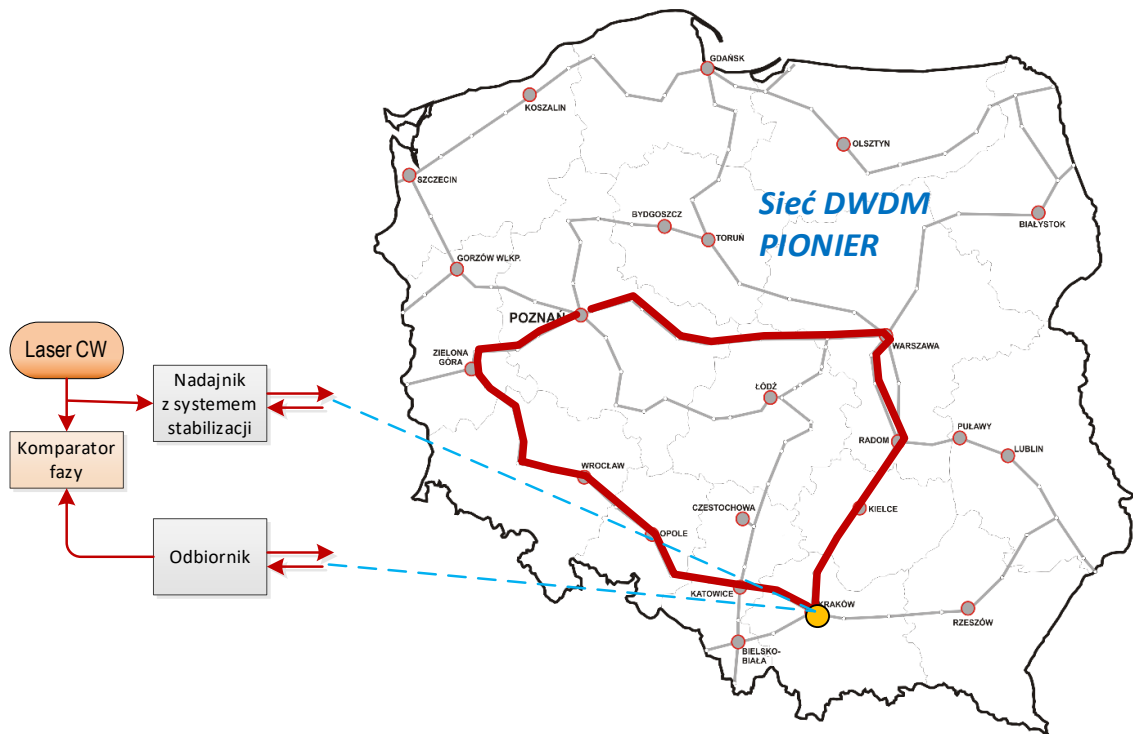
Rysunek 5.35 Oszacowanie jakości transferu: a) częstotliwości, b) czasu, dla linii Poznań – Genewa o długości 2700 km

Krótko i średnio okresowy (poniżej 10^4 s) limit stabilności transferu czasu nie jest w praktyce ograniczeniem dla większości obecnie znanych metod transferu znaczników czasu. Długookresowa stabilność oraz niepewność nie jest jednak zadawalająca dla najbardziej wymagających aplikacji choć nadal może stanowić silną konkurencję w stosunku do transferu czasu z wykorzystaniem systemów GNSS. Dodatkowo umożliwia dystrybucję własnego źródła zegarowego (dowolnie wybranej skali czasu) o bardzo wysokiej jakości w czasie rzeczywistym, bez pośrednictwa innych zegarów czy skal (np. GPS), co nie jest możliwe w przypadku systemów satelitarnych. Ponadto dla omawianego linku o długości 2700 km, możliwe jest bardzo uproszczone oszacowanie przyrostowej zmiany fazy sygnału w ciągu całego roku. Korzystając z danych zawartych w punkcie 5.1.1, łatwo można wyliczyć, że łączne, spodziewane, nieskompensowane zmiany fazy sygnału mogą w ciągu całego roku wynieść około 25 ns.

Zastosowanie modelowania przedstawionego w niniejszym rozdziale umożliwia szybkie oszacowanie parametrów jakości transferu czasu i częstotliwości w danej relacji, bez konieczności wykonywania wielomiesięcznych pomiarów kalibracyjnych z wykorzystaniem kosztownej aparatury pomiarowej. Dzięki temu możliwe jest szybkie oszacowanie możliwości implementacji danego rozwiązania technicznego (systemu transferu) z punktu widzenia założonych wymagań jakościowych.

5.4 EKSPERYMENTALNA WERYFIKACJA MODELU

W celu weryfikacji modelu, zaproponowanego w powyższych punktach, zestawiony został eksperyment (w operacyjnej sieci PIONIER), w którym wartości oszacowania niestabilności uzyskane w drodze modelowania zostały porównane z wartościami wyznaczonymi na podstawie pomiaru. W celu zminimalizowania szumu własnego systemu pomiarowego, zdecydowano się na wykorzystanie dystrybucji częstotliwości w postaci transferu nośnej optycznej (niemodulowanego sygnału optycznego), jako głównego sygnału odniesienia. Pomiar zorganizowano w formie geograficznej pętli o długości 1500 km, mającej swój początek i koniec w Krakowie (rysunek 5.36).



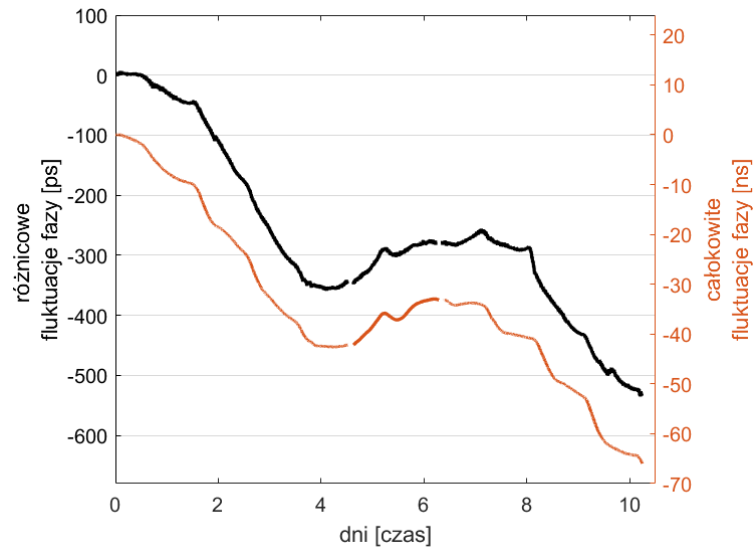
Rysunek 5.36 Schemat eksperymentu zestawionego do weryfikacji modelu

Sygnal optycznej częstotliwości wzorcowej był transmitowany w jednym z dziewięćdziesięciu sześciu kanałów systemu DWDM o centralnej długości fali 1542,12nm (44 kanał ITU). Wykorzystano także standardową metodę dystrybucji sygnału nośnej optycznej z funkcją aktywnej kompensacji fluktuacji fazy sygnału w postaci zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego [65], z tym że w tym przypadku oba kierunki transmisji zostały rozdzielone w dwóch fizycznie różnych włóknach światłowodowych i modułach wzmacniaczy (typowy, niezmodyfikowany system transmisyjny DWDM). W analizowanym fragmencie sieci PIONIER wszystkie połączenia opierały się o doziemną infrastrukturę kablową. Wykorzystano system DWDM dedykowany dla transmisji sygnałów koherentnych, a więc nie zawierający modułów kompensatorów dyspersji chromatycznej w linii. Wzdłuż testowanej pętli znajdowało się 11 węzłów ILA oraz 5 węzłów typu Add/Drop (z tym że dwa z nich znajdowały się w tej samej lokalizacji – w Krakowie).

Dzięki umiejscowieniu obu końców sytemu transmisyjnego w jednym punkcie, możliwe było wyznaczenie jakości testowanej linii poprzez bezpośrednie zdudnianie sygnałów optycznych: źródłowego i odbieranego. Na tej podstawie zmierzona została niestabilności (fluktuacje fazy) transferu w analizowanej pętli. Źródłem sygnału częstotliwości optycznej był laser wąskopasmowy (NTK Photonics Koheras Adjustic). Równolegle transmitowany był także sygnał modulowany amplitudowo, w jednym kierunku bez stabilizacji w celu wyznaczenia ogólnych zmian opóźnienia propagacji sygnału optycznego. Wyniki tego eksperymentu zostały także zreferowane w artykule [85].

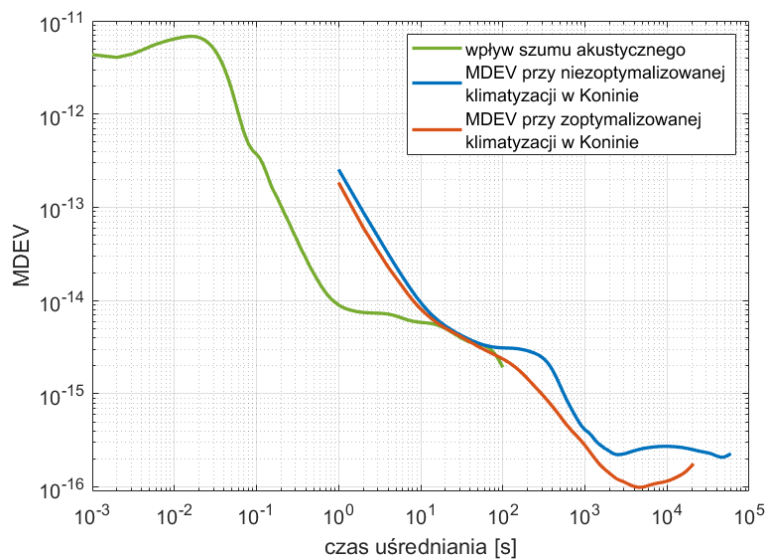
Rysunek 5.37 obrazuje całkowite (niekompensowane) oraz różnicowe fluktuacje czasu propagacji w testowanej linii. Jak widać oba przebiegi wykazują istotną korelację. Jak wykazano wcześniej, za długoczasowe trendy zmiany czasu propagacji w systemie DWDM odpowiada fluktuacja temperatury linii światłowodowej. Obserwowana zgodność fluktuacji ogólnych i różnicowych jest więc ponownym potwierdzeniem obserwacji opisanych w punkcie 3.1. W tym miejscu należy zaznaczyć, iż przedstawione fluktuacje różnicowe są dwukrotnie większe niż zmierzone, rezydualne (niemożliwe do skompensowania) zmiany czasu propagacji. Wynika to z faktu, że w układzie ze stabilizacją widoczna jest tylko połowa zmian opóźnienia różnicowego - łącznej asymetrii w kierunkach w przód i w tył [25]. Analizując otrzymane dane można zauważyć, że ogólne zmiany czasu propagacji w ciągu dziesięciu dni obserwacji wynosiły 65 ns,

a różnicowe 520 ps, co stanowi 0,8% opóźnienia całkowitego. Wartość ta mieści się zakresie współczynników wyznaczonych w punkcie 3.1.1 (tabela 1).



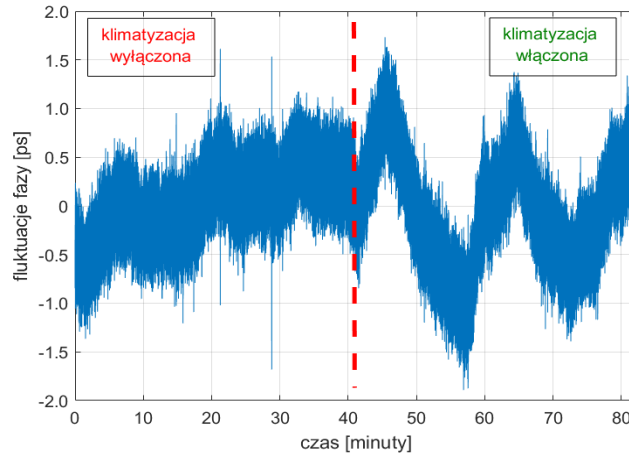
Rysunek 5.37 Zmiany opóźnienia całkowitego oraz różnicowego w 1500 km linii DWDM

Na rysunku 5.38 przedstawiono niestabilności transferu częstotliwości przedstawionych w artykule [85]. Krzywa zielona na tym rysunku została wyznaczona z 1kHz częstotliwością próbkowania. Przedstawia ona głównie zakres, w którym dominują zakłócenia akustyczne linii (od 10 ms do 50 ms). Zakres ten nie był modelowany, ponieważ badania [95] wskazały na brak różnic pomiędzy dystrybucją z wykorzystaniem pojedynczego i pary włókien dla tego zakresu uśrednień. Jednak krzywa zielona wskazuje, iż pomiary nośnej optycznej wykonane z jedno sekundowym czasem próbkowania (krzywa niebieska i czerwona), zdominowane były szumem metody pomiarowej, aż do 20 sekundy czasu uśredniania. W związku z tym dla tego zakresu należy przyjąć, iż krzywa zielona obrazuje realny limit stabilności testowanej linii.



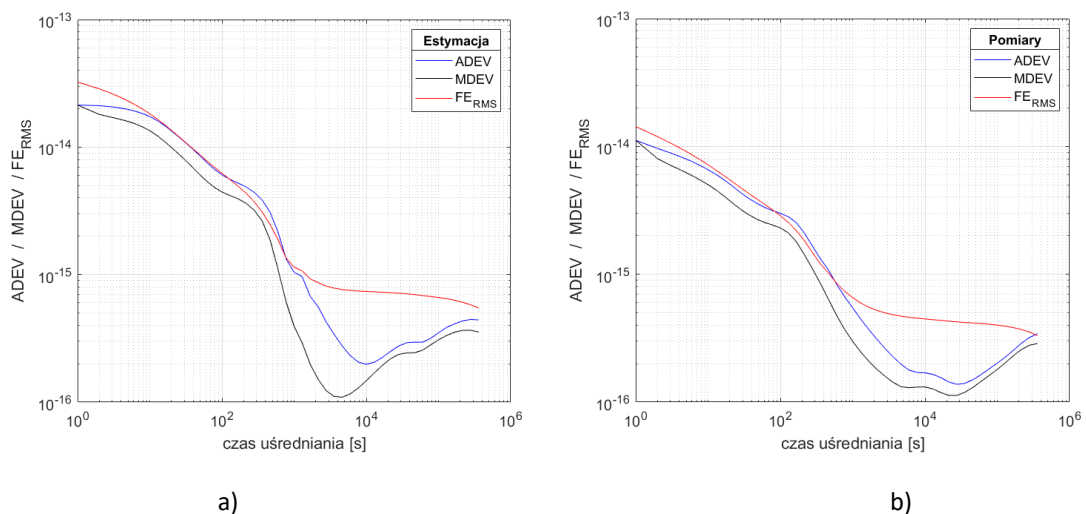
Rysunek 5.38 Stabilność transferu częstotliwości (MDEV) w 1500 km linii DWDM. Linia zielona obejmuje swym zakresem szumu akustyczny (ok 25 Hz), natomiast linie niebieska oraz czerwona przedstawiają niestabilność transferu przy odpowiednio nieoptymalizowanym oraz zoptymalizowanym nawiewie klimatyzacji w Koninie

Krzywa niebieska została wyznaczona dla standardowych warunków pracy wszystkich węzłów DWDM, natomiast krzywa pomarańczowa obrazuje pomiary wykonane dla zoptymalizowanego przepływu powietrza w węźle w Koninie. Wpływ węzła w Koninie obrazuje dodatkowo rysunku 5.39 na którym przedstawione są różnicowe fluktuacje fazy mierzonego sygnału w 1500 kilometrowej pętli, przy wyłączonej i włączonej klimatyzacji w tym węźle.



Rysunek 5.39 Wpływ sytemu klimatyzacji w Koninie na fluktuacje fazy sygnału transmitowanego w 1500 km linii DWDM

Dla analizowanego połączenia wyznaczono niestabilność oraz niepewność dystrybucji sygnału wzorcowego (częstotliwości) na podstawie modelu zaproponowanego w niniejszym rozdziale. W analizie wykorzystano dedykowane widma aproksymowane modelem dla każdego z węzłów sieciowych DWDM (opisane w tabelach 5 i 6) oraz model widmowy kabla doziemnego opisany w punkcie 5.1 i przeskalowany przez współczynnik proporcjonalności 0,8%. Na podstawie zależności 5.6, 5.8, 5.13 oraz sumarycznego widma oszacowanych zakłóceń (różnicowych fluktuacji fazy dystrybuowanego sygnału), wyznaczone zostały odpowiednio: dewiacja Allana (ADEV), modyfikowana dewiacja Allana (MDEV) oraz średniokwadratowy błąd unormowanej częstotliwości (FE_{RMS}). Wyniki analizy przedstawione są na rysunku 5.40a. Dodatkowo na rysunku 5.40b przedstawiono pomiary wykonane dwa lata później (w roku 2021) w tej samej konfiguracji połączeń, jednak z wykorzystaniem udoskonalonego systemu do transferu częstotliwości optycznej (nośnej optycznej), co pozwoliło ograniczyć krótkookresową (poniżej 10 s) niestabilność transferu.



Rysunek 5.40 Oszacowanie jakości transferu sygnału w systemie DWDM w linii 1500km na podstawie: a) modelu, b) pomiarów

Analizując wyniki oszacowanej (na podstawie modelu) niestabilności transferu, można zauważyć że uzyskane rezultaty dobrze odwzorowują wartości otrzymane na podstawie przeprowadzonych pomiarów. Różnice poszczególnych wartości nie przekraczają czynnika 2 co należy uznać za bardzo dobry wynik zważywszy, że naszym celem jest szacowanie niepewności transferu, a niepewność ta zmienia się, w zależności od analizowanej sytuacji, a także czasu obserwacji, o wiele rzędów wielkości. Użyty model dobrze obrazuje także wpływ węzłów/lokalizacji „szczególnych”, czyli odbiegających od średniej – w tym przypadku Konina. Daje to nadzieję na bardzo wierne odwzorowanie stabilności linku w przypadku użycia dedykowanych modeli widmowych. Różnice (wartości oszacowanych w stosunku do realnych pomiarów) w położeniu poszczególnych minimów niestabilności sygnału dla długich czasów uśrednień wynikają głównie zakresu danych użytych do tworzenia modelu. W tym przypadku model uwzględnia długookresowe zmiany, w tym całoroczne fluktuacje asymetrii opóźnienia światłowodu. Zmiany takie nie mogą być widoczne w krótkich (kilkunastodniowych) pomiarach. W tym miejscu **widoczna jest przewaga modelowania nad stosunkowo krótkimi pomiarami**, mającymi na celu scharakteryzowanie (oszacowanie niepewności) danego wdrożenia systemu dystrybucji sygnałów referencyjnych. Modelowanie bazujące na bardzo długich rekordach danych (w modelu uwzględniono fluktuacje temperatury gruntu z kilku lat) jest w stanie wierniej odwzorować przyszłą jakość dystrybuowanego sygnału. Jest to szczególnie istotne dla określenia niepewności transferu (czasu lub częstotliwości wzorcowej). Jak widać na rysunkach 5.40a i b oszacowana niepewność transferu jest w całym swoim zakresie większa (gorsza) niż wyznaczona dla zrealizowanego pomiaru. Wynika to właśnie z faktu, iż uwzględnia ona także zmiany sezonowe, które nie są widoczne w stosunkowo krótkim pomiarze testowym. Niepewność transferu wyznaczoną w procesie modelowania można traktować jako najgorszy przypadek, a właśnie określenie takiej wartości jest niezbędne w ocenie użyteczności danego systemu dla określonych zastosowań.

Przeprowadzony eksperyment potwierdza także, że jakość modelowania dla krótkich i średnich czasów uśredniania zależy głównie od jakości danych (zmienności temperatur i czułości termicznej poszczególnych kart) zebranych dla poszczególnych węzłów DWDM. Dla długiego okresu porównań dominuje wpływ asymetrycznej zmiany czasu propagacji w parze włókien światłowodowych. Dzięki modelowaniu możliwa jest predykcja niestabilności czasu i częstotliwości dystrybuowanego w systemie DWDM. W tym miejscu należy podkreślić, że zaprezentowany powyżej sposób pomiaru zmienności fazy transmitowanego sygnału, zakładający jednoczesną dostępność sygnału wejściowego i wyjściowego jest w praktyce nierealizowany. To oznacza, że wyznaczenie przewidywanej niestabilności linku metodą modelowania może okazać się jedynym dostępnym sposobem jego oceny, a w konsekwencji określenia jego przydatności dla zakładanego celu (potrzeb).

6 PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono wyniki badań oraz analizy czynników determinujących osiąganą jakość dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości w sieciach DWDM. Szczegółowej analizie poddane zostały zarówno kable światłowodowe jak i urządzenia sieciowe. W obu przypadkach wykazano, że fluktuacje temperatury mogą powodować znaczące zmiany różnicowego czasu propagacji sygnału przesyłanego w przeciwnych kierunkach, co jest główną przyczyną pogorszenia stabilności i zwiększenia niepewności dystrybuowanych sygnałów referencyjnych. Przeprowadzone badania wykazały, iż wpływ urządzeń (poszczególnych modułów) DWDM na stabilność transmitowanych sygnałów jest kluczowy dla krótkich i średnich czasów uśrednia (obserwacji), natomiast wpływ fluktuacji asymetrii czasu propagacji w kablach światłowodowych dominuje dla długich uśrednień.

Badania zmian różnicowego czasu propagacji sygnału z wykorzystaniem pary włókien w kablach światłowodowych przyniosły nieoczywisty wniosek, iż wartość ta jest ściśle skorelowana z ogólnymi zmianami czasu propagacji sygnału optycznego w światłowodzie, a spowodowanymi zmianami jego temperatury. Na podstawie własnych pomiarów oraz analizy wyników innych zespołów badawczych zawartych w dostępnej literaturze (które jednak nie dostrzegły wcześniej wspomnianego związku), należy przypuszczać, iż asymetryczna zmienność opóźnienia dwóch włókien światłowodowych, rzędu od kilku dziesiątych procenta do kilku procent w stosunku do ogólnych zmian opóźnienia, jest charakterystyczna dla większości obecnie produkowanych kabli światłowodowych. Ilościowe określenie tego zjawiska pozwoliło z kolei na oszacowanie jego wpływu na jakość (niestabilność i niepewność) transferu sygnałów referencyjnych oraz opracowanie odpowiedniego modelu bazującego na zmianach temperatury światłowodu. „Przewidywalność” zmian opóźnienia różnicowego daje nadzieję na przyszły rozwój metod redukujących wpływ tego zjawiska. Należy jednak stwierdzić, że mimo przeprowadzonych pomiarów nie udało się jednoznacznie zidentyfikować przyczyny wspomnianej korelacji. W tym celu konieczne jest podjęcie dalszych badań w tym zakresie, a ich wynik może pozytywnie wpłynąć na przyszłe zminimalizowanie tego efektu (np. poprzez modyfikację procesu technologicznego produkcji kabli światłowodowych), lub opracowanie metody jego kompensacji.

Przeprowadzone badania wykazały także dużą dysproporcję w jakości transferu sygnału referencyjnego z wykorzystaniem kabli doziemnych, a napowietrznych. Zastosowanie tych pierwszych umożliwia osiągnięcie długookresowej stabilności transferu częstotliwości na poziomie 10^{-16} (czyli takiej jak założono w tezie pierwszej), nawet dla bardzo długich linii światłowodowych (rzędu 1000 km). Osiągnięcie długookresowej (rocznej) stabilności dystrybucji sygnałów czasu na poziomie założonym w pierwszej tezie (100 ps) jest realne jedynie dla stosunkowo krótkich doziemnych linii światłowodowych (rzędu 100 km). Niestety, w przypadku zastosowania kabli napowietrznych, duża dynamika zmian ich temperatury powoduje znaczące pogorszenie stabilności dystrybucji zarówno czasu jaki i częstotliwości, także dla stosunkowo krótkich okresów uśrednień. Użycie linii tego typu powoduje, iż osiągnięcie parametrów stabilności sygnałów czasu na poziomie 100 ps i częstotliwości na poziomie 10^{-16} jest możliwe jedynie dla krótkich połączeń rzędu 100 km. Dodatkowo, osiągnięcie stabilności transferu częstotliwości na wspomnianym poziomie jest możliwe wyłącznie przy założeniu bardzo długiego (co najmniej kilkunastodniowego) czasu uśredniania. Średniookresowa (od 100 s do połowy doby) stabilność dystrybucji częstotliwości w linii napowietrznej o tej długości (100 km) jest na poziomie 10^{-14} i jest o ponad dwa rzędy wielkości gorsza niż w przypadku analogicznej linii doziemnej (dla tym samych czasów uśredniania). Podobnie jest w przypadku średniookresowej stabilności transferu czasu, która jest znacznie gorsza niż dla tej samej długości linii doziemnej. Wykorzystanie sieci bazujących na liniach napowietrznych do transmisji utraprecyzyjnych sygnałów referencyjnych na duże odległości jest w związku z tym ograniczone do stosunkowo krótkich połączeń. Należy także w tym miejscu podkreślić, iż w obu typach linii długość połączenia negatywnie wpływa na jakość dystrybuowanych sygnałów czasu i częstotliwości.

Drugą grupą elementów wpływających na jakość transmitowanych sygnałów czasu i częstotliwości w systemach DWDM są zastosowane urządzenia/moduły tego systemu. Ze względu na fakt, iż sygnały transmitowane w przeciwnych kierunkach przechodzą przez fizycznie rozdzielone moduły optyczne, także fluktuacje ich temperatury oddziałują na zmianę różnicowego czasu propagacji, a w konsekwencji na jakość dystrybucji sygnałów referencyjnych. W niniejszej pracy poddano analizie dwie powszechnie stosowane generacje urządzeń DWDM: pierwszą optymalizowaną dla transmisji sygnałów niekoherentnych oraz drugą dedykowaną wyłącznie dla sygnałów koherentnych. W przypadku pierwszej z wymienionych generacji urządzeń łączny wpływ wszystkich używanych modułów optycznych jest niemal całkowicie zdominowany przez kompensatory dyspersji chromatycznej (DCF). Ich wpływ na niestabilność transferu sygnałów referencyjnych jest o ponad rząd wielkości większy od pozostałych modułów DWDM, dla czasów uśrednień większych niż 100 sekund.

Na podstawie przeprowadzonych badań ustalono także, iż wpływ pozostałych modułów DWDM (poza kompensatorami dyspersji ale w systemach je zawierających) na stabilność dystrybuowanych sygnałów czasu i częstotliwości jest dominujący dla krótkich czasów uśrednień – do około 100 sekund. Dla dłuższych czasów uśrednień dominuje kolejno wpływ modułów DCF, a następnie linia światłowodowa. W systemach DWDM nie zawierających kompensatorów dyspersji oraz bazujących na doziemnych liniach światłowodowych, wpływ zmiany różnicowego czasu propagacji w urządzeniach jest zauważalny nawet do kilku tysięcy sekund czasu uśredniania (dla dłuższych czasów zaczyna dominować linia światłowodowa). Zastosowanie linii napowietrznych sprawia iż jej wpływ na stabilność dystrybucji sygnałów referencyjnych dominuje nad urządzeniami już od kilkudziesięciu sekund czasu uśredniania. W tym miejscu należy podkreślić, iż moduły urządzeń omawianych w niniejszej dysertacji (za wyjątkiem kompensatorów DCF) są wykorzystywane w obydwu generacjach sieci DWDM. W pracy przedstawiono wyniki testów czułości termicznej najczęściej spotykanych modułów (wzmacniaczy, przełączników optycznych oraz filtrów) wchodzących w skład poszczególnych urządzeń DWDM. Wśród nich kluczowe okazały się te, zawierające moduł wzmacniacza EDFA. Wykazują one zauważalnie większą czułość termiczną, co wynika bezpośrednio z ich konstrukcji – konieczności użycia stosunkowo długiego włókna światłowodowego. Pozostałe moduły mają niewielki wpływ na stabilność różnicowego czasu propagacji, a co za tym idzie także na jakość dystrybuowanych sygnałów wzorcowych. Nie zauważono negatywnego wpływu na stabilność transmisji takich elementów jak pompy Ramana czy przestrajalne filtry WSS. W drodze eksperymentów potwierdzono, iż kluczowym parametrem wpływającym na czułość termiczną danej karty, a co za tym idzie na stabilność transferu sygnałów referencyjnych, jest jej długość optyczna, którą można łatwo wyznaczyć na podstawie pomiaru wprowadzanego przez nią opóźnienia. To z kolei pozwala na proste scharakteryzowanie dowolnej karty, dowolnego producenta. Jak wynika z analizy przeprowadzonej w niniejszej pracy, sposób rozmieszczenia kart (modułów) w poszczególnych obudowach systemu DWDM oraz rozptył chłodzącego je powietrza także może wpłynąć na stabilność (głównie krótkookresową) dystrybuowanego sygnału referencyjnego. Stabilność tą można poprawić (bez ponoszenia dodatkowych nakładów finansowych) odpowiednią optymalizacją rozmieszczenia modułów.

Podsumowując powyższe w kontekście pierwszej tezy niniejszej dysertacji, osiągnięcie stabilności dystrybucji sygnałów czasu i częstotliwości adekwatnej do jakości nowoczesnych wzorców atomowych jest ściśle uzależnione do typu użytej linii światłowodowej oraz rodzaju użytych urządzeń DWDM. Stosując doziemne linie światłowodowe oraz system DWDM nie zawierający kompensatorów dyspersji (DCF), możliwe jest osiągnięcie (zakładanej w pierwszej tezie) stabilności transferu częstotliwości na poziomie 10^{-16} , nawet dla bardzo długich połączeń (rzędu 1000 km). Zastosowanie systemu DWDM zawierającego kompensatory dyspersji znacznie wydłuża czas uśrednienia niezbędny do osiągnięcia zakładanego poziomu stabilności (zazwyczaj jest on nie krótszy niż kilka dni) dla podobnej długości linii światłowodowej (rzędu 1000 km). Zastosowanie linii napowietrznej (niezależnie od typu użytych urządzeń DWDM) znacząco ogranicza zasięg systemu dystrybucji. Uzyskanie zakładanej stabilności częstotliwości jest możliwe tylko dla stosunkowo krótkich połączeń (poniżej 100 km). Niestety, w przypadku transferu

znaczników czasu, osiągnięcie zakładanej stabilności długookresowej (dla rocznego czasu obserwacji) na poziomie 100 ps jest możliwe jedynie dla połączeń krótszych niż 100 km, niezależnie od typu użytego światłowodu czy generacji systemu DWDM. Niemniej nadal zastosowanie linii doziemnej oraz urządzeń nie zawierających kompensatorów DCF znacząco poprawia średniookresową stabilność dystrybuowanych sygnałów czasu. Przyczyną tak niewielkich długości połączeń możliwych do uzyskania, przy przyjętym w tezie pierwszej maksymalnym poziomie niestabilności dystrybucji znaczników czasu, jest fakt, iż w transferze tego typu istotna jest nieskompensowana i zakumulowana (łączna w całym okresie obserwacji) zmiana opóźnienia przesyłanych sygnałów. Jest to odmienna sytuacja niż w przypadku dystrybucji częstotliwości, na której jakość wpływ ma szybkość zmian nieskompensowanego opóźnienia, a nie jego łączna (zakumulowana w czasie) wartość.

Na podstawie badań przedstawionych w niniejszej pracy można stwierdzić, iż poprawa jakości transferu czasu dla bardzo długich okresów obserwacji (kilku dni) jest możliwa, lecz wymaga wyznaczenia dokładnego współczynnika proporcjonalności zmian opóźnienia różnicowego względem opóźnienia całkowitego linii światłowodowej (dla danego, konkretnego połączenia), oraz opracowania odpowiedniego algorytmu korygującego. Algorytm ten może wykorzystywać ciągły pomiar opóźnienia całkowitego (opóźnienie takie jest możliwe do zmierzenia w nadajniku systemu dystrybucji sygnałów referencyjnych) do wyznaczenia niezbędnej korekty sygnału wyjściowego. Musiałby on jednak umożliwiać rozróżnienie (filtrację) krótkookresowych zmian opóźnienia wynikającego z transmisji w urządzeniach DWDM (niemożliwych do skorygowania na bazie znajomości współczynnika proporcjonalności), od długookresowych zmian opóźnienia zachodzących w linii światłowodowej. Wydaje się, iż dobór odpowiednich parametrów filtracji byłby prostszy w przypadku linii doziemnych niż napowietrznych, w których występują stosunkowo szybkie (kilkugodzinne) oscylacje temperatury).

Ze względu na dużą dysproporcję stabilności przesyłanych sygnałów w dwóch różnych typach systemów DWDM, podjęto próbę korekty negatywnego wpływu modułów różnicujących oba systemy – to jest światłowodowych kompensatorów dyspersji chromatycznej (DCF), bazując na standardowo dostępnych informacjach (temperaturach zmierzonych fabrycznie wbudowanymi czujnikami) w systemie zarządzania siecią. W niniejszej pracy przedstawiono efektywność takiej korekty na podstawie przetwarzania zarejestrowanych wartości (fluktuacji temperatury modułów DCF oraz fazy odbieranego sygnału), w trzech alternatywnych trasach DWDM. Zaproponowana metoda korekty umożliwiła kilkukrotną poprawę stabilności transmitowanych sygnałów. Wynik ten należy uznać za znaczący mając na uwadze fakt, że został on uzyskany z wykorzystaniem wyłącznie fabrycznie montowanych czujników o niskiej dokładności. Użycie tych czujników było jednak jednym z podstawowych założeń, ponieważ umożliwia szerokie wykorzystanie zaproponowanej metody korekty. Zastosowanie dedykowanych, bardzo dokładnych sensorów temperatury poprawiłoby dokładność korekty ale jednocześnie znacząco zwiększyłoby koszty takiego rozwiązania. Ponieważ typowe opóźnienie pozyskiwanych danych (z systemu zarządzania) nie przekracza w praktyce kilku sekund, a równocześnie jak wykazano w niniejszej pracy, szybkie próbkowanie (częściej niż co 60 sekund) temperatur modułów DCF nie jest niezbędne, w związku z tym wydaje się, iż możliwa będzie implementacja (w przyszłości) sprzętowej korekty wpływu modułów DCF na dystrybuowane sygnały referencyjne w czasie rzeczywistym. **Uzyskane rezultaty stanowią pozytywną odpowiedź na drugą tezę niniejszej rozprawy – znacząca poprawa stabilności dystrybucji częstotliwości oraz czasu w sieci optycznej DWDM jest możliwa z wykorzystaniem standardowo dostępnych informacji o temperaturach poszczególnych modułów DCF, na podstawie danych uzyskanych z systemu zarządzania siecią (zmierzonych fabrycznie montowanymi czujnikami). Niestety, dokładność danych pomiarowych (temperatury) nie jest wystarczająca aby korekta ta była możliwa także dla pozostałych modułów występujących w obu typach systemów DWDM.**

Istotną część pracy stanowi omówienie zaproponowanego sposobu modelowania niestabilności i niepewności dystrybuowanych sygnałów częstotliwości i czasu, uwzględniającego zarówno budowę

węzłów sieciowych jak i rodzaj zastosowanej linii światłowodowej. Dzięki zastosowaniu analizy widmowej możliwe było opracowanie użytecznego modelu bazującego na danych – zmianach temperatury, pochodzących z różnych źródeł i zebranych w różny sposób (pomiarów bezpośrednie i pośrednie oszacowania zmian temperatury). Wyznaczono parametry modelu dla obydwu typów analizowanych kabli światłowodowych (doziemnych i napowietrznych) oraz najczęściej spotykanych typów kart/modułów optycznych systemu DWDM. Tak utworzona baza parametrów modelu umożliwia wykorzystanie ich w oszacowaniu jakości transferu dla dowolnego połączenia lądowego (przebiegającego w umiarkowanej strefie klimatycznej) wykorzystującego sieć DWDM. Oszacowanie bazujące na typowych wartościach parametrów może stanowić pierwsze przybliżenie przydatności danego linku dla osiągnięcia określonego celu metrologicznego. Oczywiście użycie dedykowanych parametrów dla poszczególnych węzłów DWDM oraz kabli światłowodowych, przebiegających w różnych strefach klimatycznych, umożliwia wykonanie wierniejszej symulacji odwzorowującej jakość dystrybuowanego sygnału. To w konsekwencji pozwala także na odnalezienie kluczowych węzłów lub fragmentów linii światłowodowej – przyczyniających się do znaczących i nietypowych fluktuacji opóźnienia różnicowego (wpływających bezpośrednio i w sposób znaczący na niestabilność transmitowanego sygnału referencyjnego). Należy w tym miejscu także zwrócić uwagę, że zaproponowany sposób symulacji umożliwia częściowe lub stopniowe zastępowanie poszczególnych, typowych parametrów modelu wartościami szczegółowymi. Możliwość selektywnego uszczegóławiania modelu w sposób znaczący ułatwia korzystanie z niego osobom posiadającym jedynie dane częściowe. Dane takie (mimo, iż niepełne) mogą w sposób istotny poprawić wierność otrzymywanych wyników, szczególnie gdy uwzględnione zostaną na przykład nietypowe zmiany temperatury w poszczególnych węzłach lub liniach światłowodowych. Zastosowanie modelowania przedstawionego w niniejszej pracy umożliwia także szybkie oszacowanie parametrów jakości transferu czasu i częstotliwości w danej relacji, bez konieczności wykonywania wielomiesięcznych pomiarów testowych (charakteryzujących dane połączenie) i wymagających kosztownej aparatury pomiarowej. Dzięki temu możliwe jest szybkie określenie realności implementacji danego systemu transferu (z wykorzystaniem konkretnego połączenia w sieci DWDM) z punktu widzenia założonych wymagań jakościowych. Ze względu na to, iż w sieciach DWDM powszechnie stosuje się połączenia nadmiarowe (zapasowe), dlatego opracowany model może w znaczący sposób pomóc w wyborze najkorzystniejszej (z punktu widzenia jakości przesyłanych sygnałów referencyjnych) trasy. Jak wykazano w niniejszej pracy, w niektórych przypadkach wybór dłuższego połączenia może okazać się znacznie korzystniejszy.

Uzyskane wyniki pozwalają na pozytywną odpowiedź na trzecią tezę postawioną w niniejszej pracy, iż wyznaczenie niestabilności i niepewności dystrybuowanych sygnałów częstotliwości oraz czasu możliwe jest na podstawie dedykowanego modelu uwzględniającego budowę węzłów sieciowych oraz rodzaju linii światłowodowej. Zaproponowany model może zostać w przyszłości rozszerzony, poprzez uzupełnienie go o parametry dedykowane dla analizy podmorskiej transmisji DWDM. Ta odmiana połączeń nie została scharakteryzowana w niniejszej pracy ze względu na brak dostępu do odpowiedniej infrastruktury testowej, natomiast całokształt przeprowadzonych badań pozwala na uzasadnione przypuszczenie, że stabilność transferu czasu i częstotliwości w liniach podmorskich będzie wyraźnie lepsza niż w połączeniach lądowych, ze względu na stabilne warunki termiczne zarówno samego kabla, jak i rozmieszczonych wzdłuż niego urządzeń regeneracyjnych.

BIBLIOGRAFIA

- [1] „Międzynarodowy Układ Jednostek Miar”. Główny Urząd Miar, 2019. [Online]. Dostępne na: <https://www.gum.gov.pl/pl/redefinicja-si/broszura-si/3786,Broszura-SI-polskie-wydanie.html>
- [2] B. Lipphardt, G. Grosche, U. Sterr, C. Tamm, S. Weyers, H. Schnatz, „The Stability of an Optical Clock Laser Transferred to the Interrogation Oscillator for a Cs Fountain”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2009, doi: 10.1109/TIM.2008.2007051.
- [3] K. Szymaniec, S. N. Lea, K. Gibble, S. E. Park, K. Liu, P. Głowacki, „NPL Cs fountain frequency standards and the quest for the ultimate accuracy”, *J. Phys.: Conf. Ser.*, t. 723, s. 012003, cze. 2016, doi: 10.1088/1742-6596/723/1/012003.
- [4] V. Gerginov, N. Nemitz, S. Weyers, R. Schröder, D. Griebisch, R. Wynands, „Uncertainty evaluation of the caesium fountain clock PTB-CSF2”, *Metrologia*, t. 47, nr 1, s. 65–79, grudz. 2009, doi: 10.1088/0026-1394/47/1/008.
- [5] W. F. McGrew *i in.*, „Atomic clock performance enabling geodesy below the centimetre level”, *Nature*, t. 564, nr 7734, s. 87–90, grudz. 2018, doi: 10.1038/s41586-018-0738-2.
- [6] M. Schioppo *i in.*, „Ultrastable optical clock with two cold-atom ensembles”, *Nature Photonics*, t. 11, nr 1, Art. nr 1, sty. 2017, doi: 10.1038/nphoton.2016.231.
- [7] A. Matveev *i in.*, „Precision measurement of the hydrogen 1S-2S frequency via a 920-km fiber link”, *Phys. Rev. Lett.*, t. 110, nr 23, s. 230801, cze. 2013, doi: 10.1103/PhysRevLett.110.230801.
- [8] M. S. Safronova, D. Budker, D. DeMille, D. F. J. Kimball, A. Derevianko, C. W. Clark, „Search for new physics with atoms and molecules”, *Rev. Mod. Phys.*, t. 90, nr 2, s. 025008, cze. 2018, doi: 10.1103/RevModPhys.90.025008.
- [9] C. Clivati *i in.*, „Measuring absolute frequencies beyond the GPS limit via long-haul optical frequency dissemination”, *Opt. Express, OE*, t. 24, nr 11, s. 11865–11875, maj 2016, doi: 10.1364/OE.24.011865.
- [10] R. Santagata *i in.*, „High-precision methanol spectroscopy with a widely tunable SI-traceable frequency-comb-based mid-infrared QCL”, *Optica, OPTICA*, t. 6, nr 4, s. 411–423, kwi. 2019, doi: 10.1364/OPTICA.6.000411.
- [11] J. Grotti *i in.*, „Geodesy and metrology with a transportable optical clock”, *Nature Phys*, t. 14, nr 5, s. 437–441, maj 2018, doi: 10.1038/s41567-017-0042-3.
- [12] T. Takano *i in.*, „Geopotential measurements with synchronously linked optical lattice clocks”, *Nature Photon*, t. 10, nr 10, s. 662–666, paź. 2016, doi: 10.1038/nphoton.2016.159.
- [13] C. Clivati *i in.*, „A VLBI experiment using a remote atomic clock via a coherent fibre link”, *Scientific Reports*, t. 7, s. 40992, luty 2017, doi: 10.1038/srep40992.
- [14] P. Krehlik *i in.*, „Fibre-optic delivery of time and frequency to VLBI station”, *A&A*, t. 603, s. A48, lip. 2017, doi: 10.1051/0004-6361/201730615.
- [15] Y. He *i in.*, „Long-distance telecom-fiber transfer of a radio-frequency reference for radio astronomy”, *Optica, OPTICA*, t. 5, nr 2, s. 138–146, luty 2018, doi: 10.1364/OPTICA.5.000138.
- [16] C. Clivati *i in.*, „Common-clock very long baseline interferometry using a coherent optical fiber link”, *Optica, OPTICA*, t. 7, nr 8, s. 1031–1037, sie. 2020, doi: 10.1364/OPTICA.393356.
- [17] S. Kolkowitz, I. Pikovski, N. Langellier, M. D. Lukin, R. L. Walsworth, J. Ye, „Gravitational wave detection with optical lattice atomic clocks”, *Phys. Rev. D*, t. 94, nr 12, s. 124043, grudz. 2016, doi: 10.1103/PhysRevD.94.124043.
- [18] C. J. Kennedy *i in.*, „Precision Metrology Meets Cosmology: Improved Constraints on Ultralight Dark Matter from Atom-Cavity Frequency Comparisons”, *Phys. Rev. Lett.*, t. 125, nr 20, s. 201302, lis. 2020, doi: 10.1103/PhysRevLett.125.201302.
- [19] H. Esteban, J. Palacio, F. J. Galindo, T. Feldmann, A. Bauch, D. Piester, „Improved GPS-based time link calibration involving ROA and PTB”, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, t. 57, nr 3, s. 714–720, mar. 2010, doi: 10.1109/TUFFC.2010.1469.
- [20] Z. Jiang *i in.*, „Improving two-way satellite time and frequency transfer with redundant links for UTC generation”, *Metrologia*, t. 56, nr 2, s. 025005, luty 2019, doi: 10.1088/1681-7575/aafced.
- [21] D. Last, „GNSS: the present imperfect”, *GNSS Forum*, maj 2010.
- [22] M. A. Lombardi, „An Evaluation of Dependencies of Critical Infrastructure Timing Systems on the Global Positioning System (GPS)”, National Institute of Standards and Technology, lis. 2021. doi: 10.6028/NIST.TN.2189.

- [23] E. F. Dierikx *i in.*, „White Rabbit Precision Time Protocol on Long-Distance Fiber Links”, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, t. 63, nr 7, Art. nr 7, lip. 2016, doi: 10.1109/TUFFC.2016.2518122.
- [24] M. Jiménez-López, F. Torres-González, J. L. Gutiérrez-Rivas, M. Rodríguez-Álvarez, J. Díaz, „A Fully Programmable White-Rabbit Node for the SKA Telescope PPS Distribution System”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 68, nr 2, Art. nr 2, luty 2019, doi: 10.1109/TIM.2018.2851658.
- [25] P. Krehlik, Ł. Śliwczynski, Ł. Buczek, J. Kolodziej, M. Lipiński, „ELSTAB—Fiber-Optic Time and Frequency Distribution Technology: A General Characterization and Fundamental Limits”, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, t. 63, nr 7, s. 993–1004, lip. 2016, doi: 10.1109/TUFFC.2015.2502547.
- [26] A. Bercy, F. Stefani, O. Lopez, C. Chardonnet, P.-E. Pottie, A. Amy-Klein, „Two-way optical frequency comparisons at 5×10^{-21} relative stability over 100-km telecommunication network fibers”, *Physical Review A*, t. 90, nr 6, grudz. 2014, doi: 10.1103/PhysRevA.90.061802.
- [27] A. Lord, P. Wright, Y. R. Zhou, „Alien waves: Technology, benefits and standardisation”, w *2012 International Conference on Photonics in Switching (PS)*, wrz. 2012, s. 1–3.
- [28] Stefano Bregni, *Synchronization of Digital Telecommunications Networks*. John Wiley & Sons, Ltd, 2002.
- [29] A. Dobrogowski, *Sygnal czasu*. Wydaw. Politechniki Poznańskiej, 2003.
- [30] S. T. Dawkins, J. J. McFerran, A. N. Luiten, „Considerations on the measurement of the stability of oscillators with frequency counters”, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, t. 54, nr 5, Art. nr 5, maj 2007, doi: 10.1109/TUFFC.2007.337.
- [31] W. Riley, „Handbook of Frequency Stability Analysis”. NIST Special Publications, lip. 2008.
- [32] D. W. Allan i J. A. Barnes, „A Modified «Allan Variance» with Increased Oscillator Characterization Ability”, w *Thirty Fifth Annual Frequency Control Symposium*, maj 1981, s. 470–475. doi: 10.1109/FREQ.1981.200514.
- [33] F. Lahaye, G. Cerretto, P. Tavella, „GNSS geodetic techniques for time and frequency transfer applications”, *Advances in Space Research*, t. 47, nr 2, Art. nr 2, sty. 2011, doi: 10.1016/j.asr.2010.05.032.
- [34] G. Petit, A. Kanj, S. Loyer, J. Delporte, F. Mercier, F. Perosanz, „ 1×10^{-16} frequency transfer by GPS PPP with integer ambiguity resolution”, *Metrologia*, t. 52, nr 2, Art. nr 2, mar. 2015, doi: 10.1088/0026-1394/52/2/301.
- [35] A. Bauch *i in.*, „Comparison between frequency standards in Europe and the USA at the 10^{-15} uncertainty level”, *Metrologia*, t. 43, nr 1, Art. nr 1, grudz. 2005, doi: 10.1088/0026-1394/43/1/016.
- [36] M. Fujieda *i in.*, „Advanced Satellite-Based Frequency Transfer at the 10^{-16} Level”, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, t. 65, nr 6, s. 973–978, cze. 2018, doi: 10.1109/TUFFC.2018.2821159.
- [37] Ł. Śliwczyński, P. Krehlik, Ł. Buczek, H. Schnatz, „Picoseconds-accurate fiber-optic time transfer with relative stabilization of lasers wavelengths”, *Journal of Lightwave Technology*, s. 1–1, 2020, doi: 10.1109/JLT.2020.2999158.
- [38] P. Krehlik *i in.*, „Fibre-optic delivery of time and frequency to VLBI station”, *A&A*, t. 603, s. A48, lip. 2017, doi: 10.1051/0004-6361/201730615.
- [39] B. Argence *i in.*, „Quantum cascade laser frequency stabilization at the sub-Hz level”, *Nature Photonics*, t. 9, nr 7, s. 456–460, lip. 2015, doi: 10.1038/nphoton.2015.93.
- [40] L. F. Livi *i in.*, „Synthetic Dimensions and Spin-Orbit Coupling with an Optical Clock Transition”, *Phys. Rev. Lett.*, t. 117, nr 22, s. 220401, lis. 2016, doi: 10.1103/PhysRevLett.117.220401.
- [41] J. Friebe *i in.*, „Remote frequency measurement of the $^1S_0 \rightarrow ^3P_1$ transition in laser-cooled ^{24}Mg ”, *New Journal of Physics*, t. 13, nr 12, s. 125010, grudz. 2011, doi: 10.1088/1367-2630/13/12/125010.
- [42] C. Lisdat *i in.*, „A clock network for geodesy and fundamental science”, *Nature Communications*, t. 7, s. 12443, sie. 2016, doi: 10.1038/ncomms12443.
- [43] P. Delva *i in.*, „Test of Special Relativity Using a Fiber Network of Optical Clocks”, *Phys. Rev. Lett.*, t. 118, nr 22, s. 221102, cze. 2017, doi: 10.1103/PhysRevLett.118.221102.
- [44] „G.652 : Characteristics of a single-mode optical fibre and cable”. <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.652/en> (dostęp cze. 07, 2020).

- [45] W. Hatton i M. Nishimura, „Temperature dependence of chromatic dispersion in single mode fibers”, *Journal of Lightwave Technology*, t. 4, nr 10, s. 1552–1555, paź. 1986, doi: 10.1109/JLT.1986.1074637.
- [46] T. Kato, Y. Koyano, M. Nishimura, „Temperature dependence of chromatic dispersion in various types of optical fiber”, *Opt. Lett., OL*, t. 25, nr 16, s. 1156–1158, sie. 2000, doi: 10.1364/OL.25.001156.
- [47] Ł. Śliwczyński, P. Krehlik, M. Lipiński, „Optical fibers in time and frequency transfer”, *Measurement Science and Technology*, t. 21, nr 7, s. 075302, lip. 2010, doi: 10.1088/0957-0233/21/7/075302.
- [48] T. J. Pinkert *i in.*, „Effect of soil temperature on optical frequency transfer through unidirectional dense-wavelength-division-multiplexing fiber-optic links”, *Appl. Opt., AO*, t. 54, nr 4, Art. nr 4, luty 2015, doi: 10.1364/AO.54.000728.
- [49] K.-C. Lin, C.-J. Lin, W.-Y. Lee, „Effects of gamma radiation on optical fibre sensors”, *IEE Proceedings - Optoelectronics*, t. 151, nr 1, Art. nr 1, luty 2004, doi: 10.1049/ip-opt:20040170.
- [50] K. T. V. Grattan i B. T. Meggitt, Red., *Optical Fiber Sensor Technology*. Dordrecht: Springer Netherlands, 1999. doi: 10.1007/978-94-017-2484-5.
- [51] Ł. Śliwczyński, P. Krehlik, M. Lipiński, „Optical fibers in time and frequency transfer”, *Measurement Science and Technology*, t. 21, nr 7, Art. nr 7, lip. 2010, doi: 10.1088/0957-0233/21/7/075302.
- [52] M. Brodsky, N. J. Frigo, M. Boroditsky, M. Tur, „Polarization Mode Dispersion of Installed Fibers”, *Journal of Lightwave Technology*, t. 24, nr 12, s. 4584–4599, grudz. 2006, doi: 10.1109/JLT.2006.885781.
- [53] M. Šlapák, J. Vojtěch, R. Velc, „Automated numerical calculation of Sagnac correction for photonic paths”, *Optics Communications*, t. 389, s. 230–233, kwi. 2017, doi: 10.1016/j.optcom.2016.12.029.
- [54] A. Czubla *i in.*, „Some approximated methods of calculation Sagnac correction for optical fiber time transfer”, w *2017 Joint Conference of the European Frequency and Time Forum and IEEE International Frequency Control Symposium (EFTF/IFCS)*, lip. 2017, s. 399–401. doi: 10.1109/FCS.2017.8088903.
- [55] Yu Longqiang *i in.*, „Analysis of the Sagnac effect on the accuracy of the long haul optical fiber time transfer system”, w *2013 Joint European Frequency and Time Forum International Frequency Control Symposium (EFTF/IFC)*, lip. 2013, s. 303–305. doi: 10.1109/EFTF-IFC.2013.6702101.
- [56] J. Geršl, P. Delva, P. Wolf, „Relativistic corrections for time and frequency transfer in optical fibres”, *Metrologia*, t. 52, nr 4, Art. nr 4, lip. 2015, doi: 10.1088/0026-1394/52/4/552.
- [57] Ł. Śliwczyński, „CLONETS deliverable D1.5”, 2018. <http://www.clonets.eu>
- [58] P. Krehlik, Ł. Śliwczyński, Ł. Buczek, M. Lipiński, „Fiber-Optic Joint Time and Frequency Transfer With Active Stabilization of the Propagation Delay”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 61, nr 10, Art. nr 10, paź. 2012, doi: 10.1109/TIM.2012.2196396.
- [59] K. Sato, T. Hara, S. Kuji, K. Asari, M. Nishio, N. Kawano, „Development of an ultrastable fiber optic frequency distribution system using an optical delay control module [for frequency standard and VLBI]”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 49, nr 1, s. 19–24, luty 2000, doi: 10.1109/19.836302.
- [60] K. W. Holman, D. J. Jones, D. D. Hudson, J. Ye, „Precise frequency transfer through a fiber network by use of 1.5- μ m mode-locked sources”, *Opt. Lett., OL*, t. 29, nr 13, s. 1554–1556, lip. 2004, doi: 10.1364/OL.29.001554.
- [61] T. P. Celano, S. R. Stein, G. A. Gifford, B. A. Mesander, B. J. Ramsey, „Sub-picosecond active timing control over fiber optic cable”, w *Proceedings of the 2002 IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition (Cat. No.02CH37234)*, maj 2002, s. 510–516. doi: 10.1109/FREQ.2002.1075937.
- [62] G. Santarelli *i in.*, „High performance frequency dissemination for metrology applications with optical fibers”, w *Proceedings of the 2005 IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition, 2005.*, sie. 2005, s. 3 pp.-. doi: 10.1109/FREQ.2005.1574057.
- [63] F. Narbonneau *i in.*, „High resolution frequency standard dissemination via optical fiber metropolitan network”, *Review of Scientific Instruments*, t. 77, nr 6, cze. 2006, doi: 10.1063/1.2205155.
- [64] L.-S. Ma, P. Jungner, J. Ye, J. L. Hall, „Delivering the same optical frequency at two places: accurate cancellation of phase noise introduced by an optical fiber or other time-varying path”, *Opt. Lett.*, t. 19, nr 21, s. 1777–1779, lis. 1994, doi: 10.1364/OL.19.001777.

- [65] P. A. Williams, W. C. Swann, N. R. Newbury, „High-stability transfer of an optical frequency over long fiber-optic links”, *Journal of the Optical Society of America B*, t. 25, nr 8, s. 1284, sie. 2008, doi: 10.1364/JOSAB.25.001284.
- [66] Ł. Śliwczyński, P. Krehlik, Ł. Buczek, M. Lipiński, „Active Propagation Delay Stabilization for Fiber-Optic Frequency Distribution Using Controlled Electronic Delay Lines”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 60, nr 4, Art. nr 4, kwi. 2011, doi: 10.1109/TIM.2010.2090696.
- [67] Ł. Śliwczyński, P. Krehlik, Ł. Buczek, M. Lipiński, „Frequency Transfer in Electronically Stabilized Fiber Optic Link Exploiting Bidirectional Optical Amplifiers”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 61, nr 9, Art. nr 9, wrz. 2012, doi: 10.1109/TIM.2012.2188663.
- [68] M. Amemiya, M. Imae, Y. Fujii, T. Suzuyama, F.-L. Hong, M. Takamoto, „Precise Frequency Comparison System Using Bidirectional Optical Amplifiers”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 59, nr 3, s. 631–640, mar. 2010, doi: 10.1109/TIM.2009.2025073.
- [69] Ł. Śliwczyński, P. Krehlik, Ł. Buczek, M. Lipiński, „Frequency Transfer in Electronically Stabilized Fiber Optic Link Exploiting Bidirectional Optical Amplifiers”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 61, nr 9, s. 2573–2580, wrz. 2012, doi: 10.1109/TIM.2012.2188663.
- [70] Ł. Śliwczyński i J. Kołodziej, „Bidirectional Optical Amplification in Long-Distance Two-Way Fiber-Optic Time and Frequency Transfer Systems”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 62, nr 1, s. 253–262, sty. 2013, doi: 10.1109/TIM.2012.2212504.
- [71] Ł. Śliwczyński, P. Krehlik, A. Czubła, Ł. Buczek, M. Lipiński, „Dissemination of time and RF frequency via a stabilized fibre optic link over a distance of 420 km”, *Metrologia*, t. 50, nr 2, s. 133, 2013, doi: 10.1088/0026-1394/50/2/133.
- [72] J. Guéna *i in.*, „First international comparison of fountain primary frequency standards via a long distance optical fiber link”, *Metrologia*, t. 54, nr 3, s. 348–354, cze. 2017, doi: 10.1088/1681-7575/aa65fe.
- [73] C. Daussy *i in.*, „Long-Distance Frequency Dissemination with a Resolution of 10^{-17} ”, *Physical Review Letters*, t. 94, nr 20, maj 2005, doi: 10.1103/PhysRevLett.94.203904.
- [74] S. Mitrović, V. Radojičić, M. Stojanović, G. Marković, „The capacity expansion approach in optical transport networks with fixed and flexible grids”, *Technological Forecasting and Social Change*, t. 127, s. 310–316, luty 2018, doi: 10.1016/j.techfore.2017.10.009.
- [75] O. E. DeLange, „Wide-band optical communication systems: Part II—Frequency-division multiplexing”, *Proceedings of the IEEE*, t. 58, nr 10, s. 1683–1690, paź. 1970, doi: 10.1109/PROC.1970.7989.
- [76] O. Lopez, A. Haboucha, B. Chanteau, C. Chardonnet, A. Amy-Klein, G. Santarelli, „Ultra-stable long distance optical frequency distribution using the Internet fiber network”, *Opt. Express, OE*, t. 20, nr 21, s. 23518–23526, paź. 2012, doi: 10.1364/OE.20.023518.
- [77] A. Amy-Klein, „CLONETS deliverable D1.3”, 2018. <http://www.clonets.eu>
- [78] E. Cantin *i in.*, „REFIMEVE+: Towards a Wide Optical Fiber Network for Optical Frequency Standard Dissemination”, w *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*, lip. 2018, s. 1–2. doi: 10.1109/CPEM.2018.8501157.
- [79] E. Cantin *i in.*, „REFIMEVE+: Optical Frequency Dissemination Over 2x1300 km of a Telecom Network”, w *2019 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control Symposium and European Frequency and Time Forum (EFTF/IFC)*, kwi. 2019, s. 1–3. doi: 10.1109/FCS.2019.8856085.
- [80] D. Xu, W.-K. Lee, F. Stefani, O. Lopez, A. Amy-Klein, P.-E. Pottie, „Studying the fundamental limit of optical fiber links to the $10E^{-21}$ level”, *Opt. Express, OE*, t. 26, nr 8, s. 9515–9527, kwi. 2018, doi: 10.1364/OE.26.009515.
- [81] „<http://utis-rl.blogspot.com/2015/09/swiatowod.html>”.
- [82] „<http://www.pionier.net.pl>”.
- [83] D. Sondej, M. Sawicki, R. Szplet, „An autonomous microcontroller system for controlling a multi-channel time counter”, *Measurement Automation Monitoring*, t. Vol. 61, No. 7, s. 305–307, 2015.
- [84] S.-C. Ebenhag, P. O. Hedekvist, C. Rieck, M. Bergroth, P. Krehlik, Ł. Śliwczyński, „Evaluation of Fiber Optic Time and Frequency Distribution System in a Coherent Communication Network”, w *2019 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control Symposium and European Frequency and Time Forum (EFTF/IFC)*, kwi. 2019, s. 1–5. doi: 10.1109/FCS.2019.8856039.
- [85] K. Turza, P. Krehlik, Ł. Śliwczyński, „Stability Limitations of Optical Frequency Transfer in Telecommunication DWDM Networks”, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, t. 67, nr 5, s. 1066–1073, maj 2020, doi: 10.1109/TUFFC.2019.2957176.

- [86] G. Petit, F. Arias, G. Panfilo, „International atomic time: Status and future challenges”, *Comptes Rendus Physique*, t. 16, nr 5, s. 480–488, cze. 2015, doi: 10.1016/j.crhy.2015.03.002.
- [87] M. Abgrall *i in.*, „Atomic fountains and optical clocks at SYRTE: Status and perspectives”, *Comptes Rendus Physique*, t. 16, nr 5, s. 461–470, cze. 2015, doi: 10.1016/j.crhy.2015.03.010.
- [88] M. Filer, H. Chaouch, X. Wu, „Toward Transport Ecosystem Interoperability Enabled by Vendor-Diverse Coherent Optical Sources Over an Open Line System”, *Journal of Optical Communications and Networking*, t. 10, nr 2, Art. nr 2, luty 2018, doi: 10.1364/JOCN.10.00A216.
- [89] J. Cox, „SDN Control of a Coherent Open Line System”, w *Optical Fiber Communication Conference (2015), paper M3H.4*, mar. 2015, s. M3H.4. doi: 10.1364/OFC.2015.M3H.4.
- [90] E. F. Dierikx *i in.*, „White Rabbit Precision Time Protocol on Long-Distance Fiber Links”, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, t. 63, nr 7, s. 945–952, lip. 2016, doi: 10.1109/TUFFC.2016.2518122.
- [91] „System Identification Toolbox”, paź. 04, 2018. <https://www.mathworks.com/products/sysid.html> (dostęp paź. 04, 2018).
- [92] E. Rubiola, „On the measurement of frequency and of its sample variance with high-resolution counters”, *Review of Scientific Instruments*, t. 76, nr 5, s. 054703, maj 2005, doi: 10.1063/1.1898203.
- [93] „Instytut Meteorologii i Gospodarki Wodnej - Państwowy Instytut Badawczy”. <https://www.imgw.pl/node/1> (dostęp lip. 19, 2021).
- [94] „Obserwacje Meteorologiczne - CBPIO”. <https://meteo.man.poznan.pl/> (dostęp lip. 19, 2021).
- [95] P. Włodarczyk, P. Krehlik, Ł. Śliwczyński, „Comparison of highly-stable optical frequency transfer in a single bidirectional and double unidirectional fibers”, w *2018 European Frequency and Time Forum (EFTF)*, kwi. 2018, s. 202–204. doi: 10.1109/EFTF.2018.8409032.