AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE

**DZIEDZINA NAUK INŻYNIERYJNO-TECHNICZNYCH**

DYSCYPLINA AUTOMATYKA, ELEKTRONIKA, ELEKTROTECHNIKA
I TECHNOLOGIE KOSMICZNE

# ROZPRAWA DOKTORSKA

*Optymalizacja długodystansowych, światłowodowych łączy do transferu czasu i częstotliwości, zawierających dwukierunkowe wzmacniacze optyczne*

Autor: mgr inż. Karol Salwik

Promotor rozprawy: dr hab. inż. Łukasz Śliwczyński, prof. AGH

Praca wykonana:
*Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie*
*Wydział Informatyki, Elektroniki i Telekomunikacji*
*Instytut Elektroniki*

Kraków, 2025

AGH UNIVERSITY OF KRAKOW

**FIELD OF SCIENCE ENGINEERING AND TECHNOLOGY**

SCIENTIFIC DISCIPLINE AUTOMATION, ELECTRONICS, ELECTRICAL ENGINEERING AND SPACE TECHNOLOGIES

# DOCTORAL DISSERTATION

*Optimization of long-distance fiber-optic links for time and frequency transfer, exploiting bi-directional amplifiers*

Author: Karol Salwik, M.Sc.

First supervisor: Łukasz Śliwczyński, D.Sc.

Completed at:
*AGH University of Krakow*
*Faculty of Computer Science, Electronics and Telecommunications*
*Institute of Electronics*

Kraków, 2025

Pragnę bardzo serdecznie podziękować mojemu promotorowi,
Panu dr. hab. inż. Łukaszowi Śliwczyńskiemu,
za poświęcony czas i udzielone wsparcie
podczas przygotowywania rozprawy doktorskiej.

## Streszczenie

Niniejsza rozprawa prezentuje rezultaty badań dotyczących optymalizacji pracy długodystansowych, światłowodowych łączy do transferu czasu i częstotliwości, zawierających dwukierunkowe wzmacniacze optyczne. Rozwiązania tego typu wymagają szczególnej uwagi w zakresie doboru wzmocnień, w celu zapewnienia możliwie wysokiej jakości przesyłanych sygnałów, przekładającej się na stabilność i niezawodność pracy łącza. Choć dobór ten może zostać wykonany w oparciu o metody symulacyjne, to ze względu na brak wiarygodnych danych pozwalających zamodelować łącze, metody te mają ograniczoną dokładność. W związku z tym uzasadnione jest przeprowadzenie tego procesu w łączu fizycznym, w oparciu o wyniki wykonywanych na bieżąco pomiarów jakości jego pracy.

Degradacja jakości pracy łącza związana jest z występowaniem zjawisk niepożądanych, takich jak np. pojedyncze i podwójne rozpraszanie Rayleigha, wzmocniona emisja spontaniczna, czy rozpraszanie Brillouina. Optymalizacja ma na celu znalezienie zestawu wzmocnień, przy których uzyskuje się minimalizację wspomnianych zjawisk niepożądanych, przy jednoczesnym zapewnieniu dużego marginesu, w jakim jakość przesyłanych w łączu sygnałów może ulec zmianie, bez wpływu na pracę całego systemu transmisyjnego. Do oceny tej jakości, można wykorzystać wyniki wykonywanych na końcach łącza pomiarów fluktuacji fazy przesyłanych sygnałów, czyli tzw. jittera, co jednak wymaga wcześniejszego doprowadzenia łącza do stanu operacyjnego. W związku z tym zaproponowano procedurę inicjalizacyjną, która pozwala ustawić wzmocnienia kolejnych wzmacniaczy „jeden po drugim" w taki sposób, by moc optyczna w sąsiadującym urządzeniu osiągnęła wartość powyżej przyjętego progu, związanego np. z czułością wykorzystywanych układów pomiarowych. Po zainicjalizowaniu pracy łącza można przeprowadzić jego optymalizację, zgodnie z opracowaną procedurą, polegającą na wprowadzaniu niewielkich korekt wzmocnień kolejnych wzmacniaczy, każdorazowo sprawdzając ich wpływ na jakość przesyłanych sygnałów. Decyzja odnośnie utrzymania lub wycofania wprowadzonej korekty podejmowana jest na podstawie wyników pomiaru jittera z obydwu końców i z wykorzystaniem kryterium minimax lub kryterium uproszczonego (analiza pierwiastka sumy kwadratów zmierzonych wartości jittera). Rozważono także sytuację, w której pomiar jittera wykonywany jest tylko na jednym z końców łącza. Rezultaty badań potwierdziły możliwość przeprowadzenia skutecznej optymalizacji i uzyskania spójnych rezultatów, bez względu na zastosowane kryterium decyzyjne, jak również niezależnie od sekwencji, w jakiej wprowadzane są korekty wzmocnień wzmacniaczy.

Spośród analizowanych zjawisk niepożądanych, szczególną uwagę zwrócono na wymuszone rozpraszanie Brillouina, które może utrudnić lub wręcz uniemożliwić działanie łącza. W rozprawie przedstawiono wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych dotyczących warunków występowania samego zjawiska, jak i możliwości jego wczesnego wykrycia. Stwierdzono, że dla niskich wartości mocy

sygnału rozproszonego, nieliniowość zjawiska ujawnia się w mniejszym stopniu niż w momencie, gdy rozpraszanie zachodzi w sposób intensywny. Pozwoliło to zaproponować metodę detekcji, polegającą na analizie przyrostów prądu fotodiody, w której następuje zdudnianie sygnałów pochodzących z nieliniowego rozpraszania Brillouina oraz liniowego rozpraszania Rayleigha. Jeśli przyrostowi mocy sygnału, który podlega rozpraszaniu (związanemu np. ze zwiększeniem wzmocnienia wzmacniacza) odpowiada w przybliżeniu liniowo proporcjonalny przyrost prądu, to można przyjąć, że rozpraszanie Brillouina nie zachodzi w sposób mogący zaburzyć pracę łącza.

Ostatnia część rozprawy odnosi się do przypadku, w której pomiary jakości przesyłanych sygnałów wykonywane są nie w modułach brzegowych, ale lokalnie we wzmacniaczach. Przeprowadzone badania pozwoliły stwierdzić, że możliwe jest lokalne odwzorowanie warunków panujących na końcach łącza, w stopniu pozwalającym na prawidłową oceną jakości jego pracy. Na tej podstawie można przeprowadzić optymalizację bez konieczności zapewnienia komunikacji między zainstalowanymi w łączu urządzeniami.

## Abstract

This dissertation presents the results of research on the optimization of long-distance fiber-optic links for time and frequency transfer, exploiting bidirectional optical amplifiers. Solutions of this type require special attention in terms of amplifiers' gain selection that ensure the highest possible quality of transmitted signals, which results in link stability and reliability. Although this selection can be made using simulation methods, due to the lack of reliable data for modeling the link, these methods have limited accuracy. Therefore, it is reasonable to carry out this process in a physical link, based on the results of ongoing measurements of its performance quality.

The degradation of link quality is associated with the occurrence of undesirable phenomena, such as single and double Rayleigh scattering, amplified spontaneous emission, or Brillouin scattering. Optimization aims to find a set of gains that minimize the aforementioned undesirable phenomena, while ensuring a large margin within which the quality of signals transmitted over the link can change without affecting the operation of the entire transmission system. To assess the quality, the results of measurements of the phase fluctuation of transmitted signals, i.e., jitter, performed at the ends of the link can be used, but this requires the link to be brought to an operational state beforehand. Therefore, an initialization procedure has been proposed that allows the gain of successive amplifiers to be set "one after another" in such a way that the optical power in the next device reaches a value above the accepted threshold, related, for example, to the sensitivity of the measuring circuits used. After initializing the link, it can be optimized in accordance with the developed procedure, which consists of making minor adjustments to the gain of successive amplifiers, each time checking their impact on the quality of the transmitted signals. The decision to maintain or withdraw the correction is made on the basis of the jitter measurement results from both ends and using the minimax criterion or a simplified criterion (analysis of the root sum of squares of the measured jitter values). The situation in which in which jitter measurement is performed only at one end of the link was also considered. The results of the research confirmed the possibility of effective optimization and obtaining consistent results, no matter what the decision-making criteria were used, as well as regardless of the sequence in which amplifier gain corrections are introduced.

Among the analyzed undesirable phenomena, particular attention was paid to stimulated Brillouin scattering, which may disturb or even disable the operation of the link. The dissertation presents the results of simulation and experimental studies on the conditions under which the phenomenon occurs and the possibilities for its early detection. It was found that for low values of the scattered signal power, the nonlinearity of the phenomenon is less pronounced than when scattering occurs intensively. This allowed to propose a detection method based on the analysis of increase in the current of the photodiode in which, in which signals from nonlinear Brillouin scattering and linear Rayleigh scattering are beaten. If the current increases linearly in relation to the increase in signal power that is subject to scattering (e.g., due to increased amplifier

gain), it can be assumed that Brillouin scattering does not occur in a way that could disturb the operation of the link.

The last part of the dissertation refers to a case in which the quality of transmitted signals is measured not in boundary modules, but locally in the amplifiers. The research conducted has shown that it is possible to replicate the conditions at the ends of the link to the extent that allows for a correct assessment of its performance. On this basis, optimization can be carried out without the need to ensure communication between the devices installed in the link.

## Spis treści

**Streszczenie** ..... **4**

**Abstract** ..... **6**

**Wstęp** ..... **10**

Cel i tezy rozprawy ..... 13

Organizacja pracy ..... 14

1. Transfer czasu i częstotliwości w dwukierunkowym łączu światłowodowym ..... **16**

1.1. Metody zwiększenia zasięgu łącza ..... 17

1.2. Ograniczenia i problemy w dwukierunkowych, długodystansowych łączach światłowodowych ..... 20

1.1.1. Rozpraszanie Rayleigha ..... 20

1.1.2. Zjawiska niepożądane we wzmacniaczach optycznych ..... 22

1.1.3. Dyspersja chromatyczna ..... 23

1.1.4. Wymuszone rozpraszanie Brillouina ..... 24

1.3. Jakość przesyłanych w łączu sygnałów. ..... 25

1.4. Metody przeciwdziałanie zjawiskom niepożądanym ..... 26

**2. Wykorzystanie modelu dwukierunkowego, dalekosiężnego łącza światłowodowego do optymalizacji jego pracy ..... 29**

2.1. Modelowanie propagacji sygnałów w łączu ..... 29

2.2. Modelowanie rozpraszania Rayleigha i propagacji sygnałów rozproszonych ..... 31

2.3. Modelowanie zjawiska wzmocnionej emisji spontanicznej we wzmacniaczach ..... 39

2.4. Detekcja sygnałów w fotoodbiorniku ..... 42

2.5. Kryterium jakości sygnału. ..... 48

2.6. Optymalizacja pracy łącza z wykorzystaniem modelu ..... 49

2.7. Walidacja modelu łącza. ..... 51

**3. Inicjalizacja i optymalizacja pracy łączy fizycznych ..... 54**

3.1. Pomiary wykonywane w łączu ..... 55

3.1.1. Pomiary mocy optycznej ..... 55

3.1.2. Pomiary jakości pracy łącza ..... 56

3.2. Procedura inicjalizacji pracy łącza ..... 60

3.3. Procedura optymalizacji pracy łącza ..... 63

3.4. Wyznaczenie jakości pracy łącza – kryteria decyzyjne ..... 67

3.4.1. Implementacja kryterium decyzyjnego minimax ....69
3.4.2. Implementacja uproszczonego kryterium decyzyjnego ....76
3.4.3. Kryterium decyzyjne wykorzystujące jednostronny pomiar jakości pracy łącza ....77
3.5. Procedury inicjalizacji i optymalizacji pracy łącza – wyniki eksperymentalne ....77
3.6. Podsumowanie ....89
**4. Wymuszone rozpraszanie Brillouina ....91**
4.1. Rezultaty badań wstępnych ....92
4.2. Model zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina ....97
4.1.1. Modelowanie rozpraszania Brillouina – równania propagacji sygnałów. .97
4.1.2. Powiązanie modeli – rozpraszania Brillouina i rozpraszania Rayleigha .105
4.3. Analiza rezultatów symulacji ....106
4.4. Detekcja zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina w łączu ....107
4.5. Kryterium decyzyjne dotyczące detekcji zjawiska rozpraszania Brillouina ...115
4.6. Podsumowanie ....120
**5. Optymalizacja pracy łącza na podstawie oceny jakości przesyłanych sygnałów wykonywanej we wzmacniaczach ....122**
5.1. Estymacja jakości przesyłanych w łączy sygnałów wykonywana we wzmacniaczach ....123
5.1.1. Badania symulacyjne ....124
5.1.2. Analiza wstępnych rezultatów ....127
5.1.3. Modyfikacja modelu pod kątem zapewnienia możliwości lokalnego wyznaczenia jakości pracy łącza ....131
5.1.4. Korekcja parametrów fotoodbiorników pomiarowych, umieszczonych we wzmacniaczach ....133
5.2. Optymalizacja pracy łącza na podstawie danych uzyskanych lokalnie we wzmacniaczach ....135
5.3. Podsumowanie ....137
**Podsumowanie ....139**
Najważniejsze osiągnięcia pracy: ....143
**Bibliografia ....145**
**Dodatek A - Przeliczanie wartości ....154**
**Dodatek B - Składowe prądu na wyjściu fotodetektora ....155**

# Wstęp

Według słów znanego powiedzenia - „szczęśliwi czasu nie liczą". Zjawisko upływu czasu jest jednak czymś zupełnie naturalnym i nie sposób mu zaprzeczyć, gdy ciągle jesteśmy świadkami zachodzących zmian – czy to cyklicznych jak dni i noce, czy też jednokrotnych, związanych np. z życiem i rozwojem człowieka. Zdefiniowanie miary czasu daje nam możliwość określenia długości trwania zdarzeń oraz ich wzajemnego uporządkowania, z podziałem na przeszłość, teraźniejszość i przyszłość. O tym jak istotny jest czas świadczy również fakt, że wielkość stanowiąca jego miarę - sekunda - jest jedną z podstawowych jednostek stosowaną w fizyce – nauce badającej fundamentalne zjawiska zachodzące w przyrodzie [1]. Precyzyjne pomiary czasu stanowią nieodłączny element badań prowadzonych w ośrodkach na całym świecie, obejmujących takie zagadnienia jak: radioastronomia [2]–[4], astrofizyka [5]–[6], geodezja relatywistyczna [7]–[9], itp. Poza obszarem zainteresowań ściśle naukowych, dokładny czas jest niezbędny we współczesnych rozwiązaniach militarnych [10]–[11], jak również wywodzących się z nich rozwiązaniach konsumenckich (np. nawigacja satelitarna) [12]. Nie sposób pominąć także kwestii synchronizacji sieci telekomunikacyjnych, zapewniających globalną łączność [13]–[16]. Również współczesny, światowy rynek finansowy wymaga zapewnienia dokładnego czasu [17]–[19]. Wreszcie, nasze codzienne życie, w mniejszym lub większym stopniu uregulowane jest wskazaniami odmierzających czas zegarów.

Definiując miarę czasu, należy przyjąć dokładny i precyzyjny wzorzec, na podstawie którego możliwe będzie odmierzania dowolnych interwałów czasu. W przypadku obowiązującego w Polsce oraz wielu innych krajach świata Międzynarodowego Układu Jednostek Miar, wzorzec czasu uzyskiwany jest na podstawie zjawisk fizycznych zachodzących w atomie cezu 133, a jednostka miary czasu – sekunda – definiowana jest w oparciu o znaną wartość częstotliwości cezowej [1]. Definicja ta wskazuje na ścisły związek czasu i częstotliwości, bowiem to właśnie stała częstotliwość uzyskana z wzorca atomowego przekłada się na dokładność i precyzję uzyskanego wzorca czasu [20]. W tym miejscu warto wspomnieć, że wzorce wykorzystujące izotopy cezu, mimo ciągłego i względnie powszechnego wykorzystania, nie zapewniają najlepszej możliwej do uzyskania stałości częstotliwości, ustępując miejsca wzorcom optycznym, których zastosowanie w metrologii czasu i częstotliwości jest przedmiotem aktywnie prowadzonych badań [21]–[24].

Nieodłącznym aspektem metrologii czasu (i częstotliwości) jest synchronizacja dwóch lub większej liczby zegarów oraz dystrybucja sygnałów wzorcowych dla odbiorców, z zapewnieniem wymaganych parametrów jakościowych (stałości częstotliwości, niepewności transferu czasu). Wśród rozwiązań spełniających wymagania niezbędne do porównania atomowych wzorców czasu, wyróżnić można dwie grupy - systemy satelitarne oraz systemy wykorzystujące łącza światłowodowe. W przypadku pierwszej z tych grup jedną z możliwości jest wykorzystanie GNSS (ang. Global Navigation Satellite Systems), czyli systemu nawigacji, którego umieszczone na orbicie satelity przesyłają na Ziemię m.in. zakodowany sygnał

uzyskany z pokładowego zegara atomowego [25]–[32]. Synchronizacja zegarów naziemnych polega na odniesieniu sygnałów uzyskanych lokalnie do sygnału pochodzącego z pojedynczego satelity (Common-View) lub z grupy satelitów obserwowalnych z danej lokalizacji (All-in-View) . Druga możliwość, to wykorzystanie techniki TWSTF (ang. Two-Way Time and Frequency Transfer), w której synchronizacja zegarów naziemnych następuje poprzez dwukierunkową komunikację za pośrednictwem satelitów telekomunikacyjnych, zapewniających łączność, ale nie będących źródłem wspólnego sygnału odniesienia [33]–[36]. Systemy satelitarne są w stanie zapewnić niepewność transferu czasu na poziomie pojedynczych nanosekund (w zależności od stosowanej techniki) oraz względnej stałości częstotliwości rzędu $10^{-15}$ przy jednodniowym czasie obserwacji [37]. Ich wadą, jako systemów opierających się o transmisję sygnałów radiowych jest, poza zależnością warunków propagacji od naturalnych czynników środowiskowych (np. zaburzenia w jonosferze), podatność na celowe zagłuszanie (ang. jamming), co stanowi istotny problem na obszarach o niestabilnej sytuacji geopolitycznej [38]–[39]. Alternatywę dla systemów satelitarnych stanowi druga grupa rozwiązań – systemy wykorzystujące dwukierunkowe łącza światłowodowe. Jako przykład, można tu wskazać rozwijany m.in. przez Europejską Organizację Badań Jądrowych CERN projekt White Rabbit, stanowiący kompletne rozwiązanie sprzętowo-programowe, umożliwiające dystrybucję czasu i częstotliwości równolegle z przesyłanymi danymi [40]–[43]. Innym przykładem są systemy umożliwiające transfer częstotliwości (typowo 10 MHz) oraz czasu w postaci sygnału zawierającego określoną liczbę impulsów na sekundę (ang. pulse per second - PPS), przy wykorzystaniu tzw. ciemnego włókna (ang. dark fiber), czyli światłowodu niewykorzystywanego do innych celów, lub przy użyciu tzw. dedykowanej długości fali (ang. alien lambda), gdzie sygnały wzorcowe propagują wspólnie z niezależnymi od nich sygnałami stanowiącymi np. ruch telekomunikacyjny [44]–[48]. Analogiczny pod względem wykorzystywanej infrastruktury światłowodowej, ale odmienny pod względem charakteru przesyłanego sygnału jest bezpośredni transfer tzw. częstotliwości optycznej uzyskanej w zegarze optycznym i stanowiącej jednocześnie przesyłany za pośrednictwem światłowodu sygnał [49]–[53]. Rozwiązania wykorzystujące światłowody w transferze czasu i częstotliwości zapewniają, w zależności od zastosowanej technologii niepewność transferu czasu na poziomie sub-nanosekundowym oraz względną stałości częstotliwości na poziomie nie gorszym niż $10^{-17}$ przy jednodniowym czasie obserwacji, co jest wartością nieosiągalną w stosowanych obecnie rozwiązaniach opartych o systemy satelitarne. W tym miejscu warto również wspomnieć, że prowadzone są prace badawczo-rozwojowe alternatywnych do systemów światłowodowych metod dystrybucji wysoce stabilnych sygnałów czasu i częstotliwości. Jako przykład można wskazać tu koncepcję transmisji sygnałów optycznych w wolnej przestrzeni. Pod względem uzyskiwanej jakości transmisji (np. względnej stałości częstotliwości), rozwiązania te plasują się pomiędzy systemami satelitarnymi a systemami światłowodowymi, jednakże uzyskiwane w tej technologii zasięgi są znacznie krótsze (poniżej 200 km, a w większości przypadków – pojedyncze kilometry lub jedynie setki metrów) niż w przypadku łączy

światłowodowych (kilkaset kilometrów) lub satelitarnych (nawet tysiące kilometrów) [54]–[58].

Jakość oferowana przez światłowodowe systemy transmisyjne, w połączeniu z oferowanym przez nie zasięgiem sprawia, że rozwiązania te stały się istotnym i perspektywicznym rozwiązaniem w synchronizacji oraz dystrybucji sygnałów wzorcowych czasu i częstotliwości. Warto tu zaznaczyć celowość rozgraniczenia pojęć „synchronizacji" i „dystrybucji", bowiem dwukierunkowe systemy światłowodowe mogą z powodzeniem realizować zarówno funkcję porównania np. atomowych wzorców czasu, jak również stanowić narzędzie do dostarczania sygnałów wzorcowych dla odbiorców, którzy takich sygnałów wymagają, a którzy przykładowo z przyczyn technologicznych lub ekonomicznych nie utrzymują własnych laboratoriów czasu. Przykładem takiego zastosowania może być dostarczenie sygnałów referencyjnych na potrzeby synchronizacja sieci telekomunikacyjnych [59]–[60]. W kontekście rozwiązań telekomunikacyjnych, nie sposób nie wspomnieć, że światłowodowy transfer czasu i częstotliwości może odbywać się przy wykorzystaniu istniejącej infrastruktury telekomunikacyjnej, nierzadko bez konieczności budowy nowych linii. Ta cecha, poza aspektem ekonomicznym, niesie za sobą także korzyść pod względem bezpieczeństwa i niezawodności, dając możliwość uzyskania łącza „na wyłączność", z jednoczesnym uniezależnieniem się od operatorów rozwiązań satelitarnych.

Pomimo korzyści, jakie w długodystansowym transferze czasu i częstotliwości daje wykorzystanie łączy światłowodowych, rozwiązanie to niesie za sobą szereg trudności, które należy uwzględnić zarówno na etapie planowania jak i użytkowania tego typu łączy. Należy tu przede wszystkim zaznaczyć, że systemy zapewniające najwyższą jakość przysyłanych sygnałów wzorcowych działają w oparciu o dwukierunkową transmisję sygnałów w pojedynczym włóknie światłowodowym ([45]–[46], [61]–[64]). Podejście to, choć uzasadnione z punktu widzenia możliwości zapewnienia stabilizacji opóźnienia propagacyjnego (co zostanie szerzej omówione w rozdziale 1), jest odmienne od rozwiązań typowo telekomunikacyjnych, gdzie do komunikacji wykorzystuje się dwa niezależne włókna światłowodowe – po jednym dla każdego z kierunków. Badania dotyczące możliwości realizacji transferu czasu i częstotliwości również w takich łączach wykazują pogorszenie uzyskiwanych parametrów jakościowych w stosunku do łączy dwukierunkowych wykorzystujących pojedyncze włókno [65]–[67]. Zapewnienie dwukierunkowości wiąże się z koniecznością dostosowania infrastruktury do pracy w takich warunkach, np. poprzez ominięcie węzłów telekomunikacyjnych i niezależne od nich wzmacnianie sygnałów w dodatkowych urządzeniach, dedykowanych do pracy dwukierunkowej. Łącza tego typu są również problematyczne pod względem zachodzących w nim zjawisk, które ze względu na pomijalny wpływ lub możliwość eliminacji, nie odgrywają istotnej roli w łączu jednokierunkowym. Mowa tu przede wszystkim o zjawiskach skutkujących powstaniem niepożądanych sygnałów optycznych (np. rozpraszanie Rayleigha, emisja spontaniczna we wzmacniaczach, rozpraszanie Brillouina), które swobodnie propagując w łączu dwukierunkowym mogą osiągać niezaniedbywalne poziomy, a w konsekwencji

wpływać na sygnały użyteczne. Czynniki te stały się przedmiotem badań opisanych w niniejszej dysertacji, których celem było przede wszystkim poznanie charakteru niepożądanych zjawisk oraz opracowanie metod pozwalających na pomiar i ocenę ich wpływu na jakość sygnałów pożądanych. Kluczowym aspektem było również przygotowanie rozwiązań pozwalających na przeprowadzenie skutecznej optymalizacji

2. Zjawisko wymuszonego rozpraszania Brillouina może zostać wykryte na podstawie analizy charakterystycznych, nieliniowych zmian prądu fotodiody, w której następuje zdudnianie sygnałów z rozpraszania Rayleigha i Brillouina.

3. W dwukierunkowym łączu światłowodowym możliwe jest lokalne (tj. w zainstalowanych w łączu wzmacniaczach) odwzorowanie warunków panujących na końcach łącza i pozwalających na ocenę jakości jego pracy, w stopniu wystarczającym do ustawienia optymalnego wzmocnienia, bez konieczności wykonania pomiarów w modułach brzegowych.

Na potrzeby realizacji założonych celów oraz wykazania postawionych w pracy tez, rozważania i eksperymenty były przeprowadzone w oparciu o dedykowany system światłowodowy do transferu czasu i częstotliwości ELSTAB. System ten stanowi przykład rozwiązania, którego działanie opiera się o transmisję sygnałów zmodulowanych (modulacja intensywności), synchronicznych z dostarczonym z zewnątrz sygnałem wzorcowym częstotliwości 10 MHz w postaci fali prostokątnej, z zakodowanym (jako miejscowe zaburzenie współczynnika wypełnienia) sygnałem wzorcowym czasu.

## Organizacja pracy

- R□ p□ o j

kryteria uproszczone, na podstawie których podtrzymywano bądź wycofywano wprowadzane korekty wzmocnień wzmacniaczy optycznych. Rozważanie teoretyczne poparto wynikami eksperymentów prowadzonych z wykorzystaniem łączy zestawionych w warunkach laboratoryjnych, jak również w łączu zestawionym pomiędzy Warszawą a Łomżą.

- W rozdziale czwartym poruszono kwestię zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina, które może doprowadzić do zburzenia działania systemu transferu czasu i częstotliwości. Przedstawiono opis matematyczny rozważanego zjawiska, stanowiący rozwinięcie omówionego w rozdziale drugim modelu łącza. Na podstawie symulacji oraz wykonanych pomiarów, zaproponowano metodę wczesnej detekcji rozpraszania Brillouina, wykorzystującą proces zdudniania w fotodiodzie propagujących wstecznie sygnałów – pochodzących z rozpraszania Brillouina i rozpraszania Rayleigha.

- W rozdziale piątym przedstawiono koncepcję oraz wyniki badań przeprowadzonych w oparciu o model łącza, dotyczących możliwości autonomicznej pracy wzmacniaczy optycznych, których optymalizacja prowadzona jest na podstawie wykonanych lokalnie pomiarów jakości przesyłanych w łączu sygnałów, bez zapewnienia informacji z innych zainstalowanych w łączu urządzeń.

- Ostatni rozdział zawiera całościowe podsumowanie pracy.

# 1. Transfer czasu i częstotliwości w dwukierunkowym łączu światłowodowym

Światłowodowe systemy transferu czasu i częstotliwości stanowią realną i perspektywiczną alternatywę dla rozwiązań opartych o techniki satelitarne. Idea ich działania polega na wykorzystaniu transmisji dwukierunkowej pomiędzy modułami brzegowymi (określanymi też jako „moduł lokalny" i „moduł zdalny"), w celu synchronizacji znajdujących się na obu końcach łącza zegarów (koncepcja analogiczna do wspomnianych we wstępie satelitarnych systemów TWSTFT), lub dystrybucji sygnałów wzorcowych czasu i częstotliwości dla odbiorców nie posiadających własnego źródła takich sygnałów. Istotnym parametrem w tych rozwiązaniach jest opóźnienie propagacyjne, które w module zdalnym można wyrazić wzorem:

$$\tau_{RM} = \tau_{LM \to RM} + \Delta\tau_{LM \to RM} + \tau_1, \tag{1.1}$$

a w module lokalnym (czyli w kierunku przeciwnym), wzorem:

$$\tau_{LM} = \tau_{RM \to LM} + \Delta\tau_{RM \to LM} + \tau_2. \tag{1.2}$$

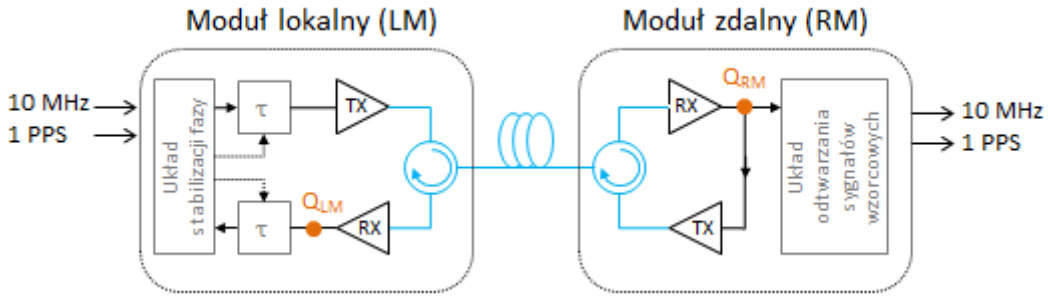
W powyższych zależnościach:

- parametry $\tau_{LM \to RM}$i $\tau_{RM \to LM}$ opisują opóźnienie propagacyjne wprowadzana przez łączący oba moduły światłowód,
- $\Delta\tau_{LM \to RM}$ i $\Delta\tau_{RM \to LM}$ opisują zmiany opóźnienia spowodowane czynnikami zewnętrznymi (np. zmiana temperatury światłowodu lub oddziaływania mechaniczne [68]),
- $\tau_1$ i $\tau_2$ odnoszą się do opóźnień wprowadzanych przez system transmisyjny.

Możliwość prowadzenia dwukierunkowej transmisji sygnałów w pojedynczym włóknie światłowodowym pozwala założyć, że opóźnienie propagacyjne będzie takie samo dla każdego z kierunków propagacji ($\tau_{LM \to RM} = \tau_{RM \to LM}$). Ponadto, czynniki zewnętrzne, prowadzące do fluktuacji opóźnienia, oddziałują na oba kierunki w taki sam sposób ($\Delta\tau_{LM \to RM} = \Delta\tau_{RM \to LM}$). W związku z tym, wykorzystując transmisją dwukierunkową, czy to sygnałów z dwóch źródeł, czy też w zamkniętej pętli, można, poprzez regulację opóźnień wprowadzanych przez system transmisyjny ($\tau_1$ i $\tau_2$) zapewnić stabilizację opóźnienia propagacyjnego pomiędzy modułami brzegowymi, co jest kluczowe w rozwiązaniach transferu czasu.

Przykładem światłowodowego systemu dystrybucji czasu i częstotliwości jest opracowany w Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie światłowodowy system transferu czasu i częstotliwości ELSTAB (ang. ELectronically STABilized time and frequency distribution system) [61], [69]. System ten wykorzystuje łącze działające w zamkniętej pętli (w obrębie pojedynczego włókna światłowodowego) – sygnał nadawany przez moduł lokalny trafia za pośrednictwem światłowodu do modułu zdalnego, gdzie następuje jego zawrócenie do modułu lokalnego. W module tym porównuje się fazę obu sygnałów (nadawanego i odebranego), a poprzez zastosowanie

regulowanych linii opóźniających, dąży się do niwelacji przesunięcia fazowego, co w konsekwencji pozwala zapewnić stałe opóźnienie propagacyjne pomiędzy wejściem systemu transmisyjnego (w module lokalnym), a jego wyjściem (w module zdalnym) [69]. Schemat blokowy omawianego systemu transferu czasu i częstotliwości przedstawia rysunek 1.1.




Rysunek 1.1 Schemat blokowy systemu transferu czasu i częstotliwości. Dostarczone do modułu lokalnego sygnały wzorcowe czasu (1 PPS) i częstotliwości (10 MHz) są odtwarzane w module zdalnym. Układ stabilizacji fazy wraz z regulowanymi liiami opóźniającymi (bloki τ) zapewnia stałe opóźnienie propagacyjne pomiędzy modułami. Punkty $Q_{LM}$ i $Q_{RM}$ wskazują miejsca, w których wyznaczana jest jakość przesyłanych w łaczu sygnałów.

Działanie systemu opiera się na transmisji za pośrednictwem łącza światłowodowego sygnału prostokątnego, uzyskanego na drodze modulacji intensywności lasera nadawczego, synchronicznej z zewnętrznym sygnałem wzorcowym pochodzącym np. z zegara atomowego (typowo – sygnał prostokątny o częstotliwości 10 MHz). Jednocześnie w sygnale tym umieszcza się (jako złamanie kodowe) wskaźnik czasu, synchroniczny z zewnętrznym sygnałem wzorcowym 1 PPS. Wykorzystując przesyłane w łączu sygnały, w module zdalnym generuje się sygnał wzorcowy częstotliwości oraz sygnał czasu 1 PPS, stanowiące odwzorowanie sygnałów referencyjnych doprowadzonych do modułu lokalnego.

Światłowodowe systemy transferu czasu i częstotliwości, w tym przedstawiony system ELSTAB, umożliwia dystrybucję sygnałów wzorcowych na dystansach rzędu setek kilometrów, co jednak wiąże się z koniecznością skompensowania występujących w łączu strat. W niniejszej pracy skupiono się na aspektach związanych z wykorzystaniem dwukierunkowych wzmacniaczy optycznych, które z jednej strony umożliwiają transmisję sygnałów na wspomnianych dystansach, ale jednocześnie wymagają szczególnej uwagi przy doborze wartości ich wzmocnień. Przedstawiana dotychczas jako niezaprzeczalna zaleta dwukierunkowość łącza, w połączeniu z faktem stosowania wzmacniaczy optycznych, stanowi bowiem źródło problemów, umożliwiając powstanie i swobodną propagację sygnałów niepożądanych, które mogą negatywnie oddziaływać na pracę łącza.

## 1.1. Metody zwiększenia zasięgu łącza

Zasięg światłowodowych systemów transmisyjnych determinują takie parametry jak moc laserów nadawczych, czułość fotodbiorników oraz tłumienie toru światłowodowego (związane z rozpraszaniem Rayleigha, zjawiskiem absorbcji, stratami wprowadzanymi przez złącza, itp.). Typowym rozwiązaniem umożliwiającym

zwiększenie zasięgu jest użycie wzmacniaczy optycznych, opartych o włókno światłowodowe domieszkowane jonami erbu (ang. erbium-doped fiber amplifier - EDFA). We wzmacniaczach telekomunikacyjnych na końcach takiego włókna umieszcza się izolatory optyczne, zapewniające wzmacnianie sygnałów propagujących w jednym, określonym kierunku. Mając jednak na uwadze, że łącza do transferu czasu i częstotliwości nie są systemami telekomunikacyjnymi, a podstawową różnicą jest wspomniana już transmisja dwukierunkowa w pojedynczym włóknie światłowodowym, również wzmacniacze optyczne muszą być dostosowane do pracy dwukierunkowej, co jest uzyskiwane poprzez usunięcie wspomnianych już izolatorów optycznych. Ze względu na różnice konstrukcyjne, wzmacniacze dwukierunkowe będą w niniejszej dysertacji oznaczane jako SPBA, od angielskiej nazwy „single-path bi-directional amplifier", dla odróżnienia od skrótu EDFA, który zwykle odnosi się do wzmacniaczy optycznych telekomunikacyjnych, dostosowanych do pracy jednokierunkowej.

Wzmacniacz SPBA stanowi fragment toru optycznego, dzięki czemu nie zaburza symetrii warunków propagacji w obu kierunkach, jednocześnie zapewniając praktycznie identyczne wzmocnienie sygnałów propagujących zarówno „w przód" jak i „w tył". Domieszkowane włókno stanowiące aktywny ośrodek wzmacniający ma długość rzędu kilku-kilkunastu metrów, co stanowi niewielki fragment łącza o typowych długości rzędu kilkadziesiąt do kilkaset kilometrów, w związku z tym można przyjąć, że wzmocnienie to ma w przybliżeniu charakter punktowy. Wzmocnienie pojedynczego wzmacniacza SPBA może wynosić do około 25 dB, co pozwala skompensować straty wprowadzone przez około 100 km światłowodu, o typowym tłumieniu jednostkowym wynoszącym 0,2 dB/km [70]–[71]. Szerokość zakresu długości fal w jakim operuje urządzenie wynosi około 35 nm (o odpowiada pasmu ~4 THz), a obszar pracy wzmacniacza zlokalizowany jest w okolicach 1550 nm, czyli w obszarze minimalnego tłumienia typowych włókien światłowodowych, a przez to powszechnie wykorzystywanym w systemach telekomunikacyjnych [72]–[74].

Wzmacniacz optyczny, oparty o włókno domieszkowane jonami erbu, nie jest jedynym tego typu urządzeniem, które potencjalnie można zastosować w systemach transferu czasu i częstotliwości. Znane są również rozwiązania, pozwalające na wzmacnianie sygnałów w domenie optycznej, oparte o nieliniowe zjawiska wymuszonego rozpraszania Ramana (wzmacniacz Ramana) lub wymuszonego rozpraszania Brillouina (wzmacniacz Brillouina). Wspólną cechą tych rozwiązań jest fakt, że wprowadzane przez nie wzmocnienie ma charakter rozproszony, a ośrodek aktywny stanowi zwykłe włókno światłowodowe.

Wzmacniacz Ramana, podobnie jak SPBA umożliwia jednoczesne wzmacnianie sygnałów propagujących w obu kierunkach, charakteryzując się szerokim pasmem (>5 THz, co przekłada się na szerokość widma optycznego >40 nm) oraz możliwością pokrycia zakresu długości fal stosowanych w komunikacji światłowodowej (w tym m.in. okolice 1550 nm) [75]. Poza zastosowaniami typowo telekomunikacyjnymi, ten typ urządzeń znajduje zastosowanie w rozwiązaniach do transferu czasu i częstotliwości [76]–[79]. Istotną wadą wzmacniacza Ramana, jest jego niska efektywność

energetyczna wynikająca z faktu, że do wzbudzenia wymuszonego rozpraszania Ramana, konieczne jest wprowadzenie do światłowodu sygnału pompującego o mocy rzędu setek miliwatów, podczas gdy moc sygnałów pożądanych, mających podlegać wzmacnianiu, jest na poziomie co najwyżej pojedynczych miliwatów [80]. Tak duże moce optyczne stanowią realne zagrożenie dla personelu odpowiedzialnego za montaż i utrzymanie infrastruktury, a w skrajnych przypadkach mogą prowadzić do uszkodzenia komponentów łącza (np. termiczne uszkodzenie złączy) [81]–[82]. Jednocześnie uzyskiwane wzmocnienie sygnałów osiąga wartość nie przekraczającą kilkunastu decybeli, czyli porównywalną lub mniejszą niż w przypadku wzmacniacza SPBA, niewymagającego dostarczenia tak dużej mocy optycznej.

Drugi typ wzmacniacza, którego działanie opiera się o zachodzące w światłowodzie zjawiska nieliniowe, wykorzystuje proces wymuszonego rozpraszania Brillouina. Ze względu na charakter tego zjawiska, które jest rozpraszaniem wstecznym w stosunku do wywołującego go sygnału pompującego, wzmacniacz Brillouina może wzmacniać sygnały propagujące tylko w jednym kierunku – przeciwnym do sygnału pompy [80]. Jednakże wykorzystując dwa sprzęgnięte z torem światłowodowym lasery pompujące i wymuszając rozpraszanie w dwóch przeciwnych kierunkach, można zapewnić dwukierunkowe działanie wzmacniacza z jednoczesną możliwością niezależnej regulacji wzmocnień dla kierunków „w przód" i „w tył". Wymagana moc optyczna niezbędna do wywołania wymuszonego rozpraszania Brillouina jest znacznie niższa niż w przypadku wzmacniacza Ramana i wynosi kilka miliwatów [80], [83]. Jednocześnie, wzmacniacz Brillouina jest w stanie zapewnić wzmocnienie o wartości przekraczającej 40 dB [70], [84]. Istotnym ograniczeniem jest bardzo wąskie pasmo wzmacniacza, wynoszące typowo ~10 MHz, co w przypadku rozważanych systemów transferu czasu i częstotliwości jest wartością niewystarczającą, biorąc pod uwagę, że transmitowany w łączu sygnał ma kształt prostokątny przez co jego widmo jest znacznie szersze niż jego podstawowa częstotliwość (np. 1 MHz). Z tego względu wzmacniacz Brillouina nie jest stosowany w rozważanych aplikacjach, jednak z powodzeniem znajduje zastosowanie w systemach transferu wysoce stabilnej nośnej optycznej, gdzie wąskie pasmo wzmacniacza jest cechą pożądaną [83]–[84]. Należy jednak podkreślić, że samo zjawisko wymuszonego rozpraszania Brillouina może pojawić się w dwukierunkowym łączu światłowodowym w sposób niezamierzony, wpływając negatywnie na jego pracę, co zostanie szerzej omówione w rozdziale 4 niniejszej dysertacji.

Potencjalną alternatywę dla wzmacniaczy optycznych stanowi działający w domenie elektrycznej regenerator, który realizuje funkcjonalność odbiornika przesyłanych w łączu sygnałów, a jednocześnie nadajnika, synchronizowanego odebranymi sygnałami i przekazującymi je do kolejnych sekcji łącza [85]. Biorąc pod uwagę, że na przykładzie systemu ELSTAB, czułość fotoodbiornika może być na poziomie -32 dBm, a moc lasera nadawczego to około 0 dBm, regenerator może zastąpić wzmacniacz o wzmocnieniu około 30 dB. Urządzenie tego typu charakteryzuje się selektywnością, wzmacniając jedynie sygnały pożądane, stanowiąc jednocześnie

przerwę w torze optycznym dla sygnałów niepożądanych (pochodzących np. z rozpraszania Rayleigha), tym samym skutecznie ograniczając lub nawet eliminując ich negatywny wpływ na pracę łącza. Zastosowanie regeneratora niesie jednak za sobą trudności, związane z konstrukcją samego urządzenia, które musi zawierać dwa w pełni symetryczne tory odbiorczo-nadawcze – po jednym, dla każdego z kierunków propagacji sygnałów w łączu. Również z ekonomicznego punktu widzenia, wykorzystanie wzmacniacza optycznego jest bardziej zasadne, bowiem do realizacji jego funkcjonalności nie jest wymagane użycie m.in. fotoodbiorników i laserów nadawczych o parametrach nie gorszych niż komponenty wykorzystywane w modułach brzegowych – lokalnym i zdalnym.

## 1.2. Ograniczenia i problemy w dwukierunkowych, długodystansowych łączach światłowodowych

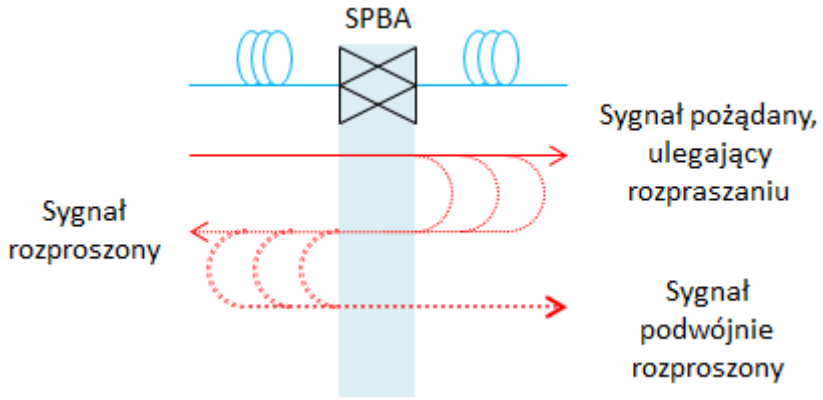
Długodystansowy transfer sygnałów wzorcowych czasu i częstotliwości z wykorzystaniem dwukierunkowych łączy światłowodowych, pomimo wielu wspomnianych wcześniej korzyści, niesie ze sobą konieczność wzięcia pod uwagę szeregu zachodzących w łączu zjawisk, oddziałujących negatywnie na przesyłane sygnały pożądane. Zjawiska te związane są w głównej mierze z możliwością swobodnej, dwukierunkowej propagacji sygnałów optycznych w łączu, a ich charakter i nasilenie wykazują zależność od struktury łącza (długości odcinków światłowodów, liczba wzmacniaczy, miejsca ich ulokowania, wartości wzmocnień). W dalszej części rozdziału przedstawiono zjawiska mające kluczowy wpływ na pracę rozważanych systemów transferu czasu i częstotliwości.

### 1.1.1. Rozpraszanie Rayleigha

Zjawisko rozpraszania Rayleigha stanowi podstawowy czynnik odpowiadający za straty mocy podczas światłowodowej transmisji sygnałów, prowadząc jednocześnie do powstania propagujących w łączu sygnałów rozproszonych, niepożądanych z punktu widzenia rozważanej aplikacji łącza dwukierunkowego. Mechanizm powstania zjawiska związany jest z losowymi ruchami molekuł szkła krzemionkowego w trakcie produkcji włókna światłowodowego, prowadzącymi do niejednorodnej gęstości ośrodka i tym samym fluktuacji współczynnika załamania światła w światłowodzie [86]. Oddziaływanie pomiędzy propagującym w łączu sygnałem a wspomnianą niejednorodnością sprawia, że sygnał ten ulega rozpraszaniu. Proces ten zachodzi we wszystkich kierunkach, przez co jedynie część mocy rozproszonej będzie stanowiła sygnał wsteczny, mogący propagować w światłowodzie. Rozpraszanie Rayleigha charakteryzuje się niezmiennością długości fali pomiędzy sygnałami rozpraszanym i rozproszonym, zaś szerokość spektralna powstałego w jego rezultacie sygnału rozproszonego jest dwukrotnie większa niż szerokość widmowa linii lasera nadawczego [87]. Cechy te, w zestawieniu z koncepcją dwukierunkowego łącza światłowodowego, uwidaczniają istotny problem praktycznej realizacji systemu transmisyjnego, bowiem równolegle z sygnałami pożądanymi, w łączu propagują sygnały rozproszone o niemal identycznej długości fali (różnica długości fal związana jest z szerokością spektralną

sygnałów). W momencie detekcji sygnały pożądane i rozproszone ulegają zdudnianiu, prowadzącemu do powstania na wyjściu fotoodbiornika niepożądanych składowych elektrycznych w paśmie odpowiadającemu ich szerokości spektralnej. Ponadto sygnał rozproszony wykazuje zdolność do zdudniania się z samym sobą, co jest związane z faktem, że rozpraszanie Rayleigha zachodzi wzdłuż całej długości łącza. W rezultacie, sygnał rozproszony, docierający do umieszczonego na końcu łącza fotoodbiornika, można rozpatrywać jako sumę niekoherentnych składowych rozproszonych w różnych odcinakach łącza [88]. Zdudnianie sygnałów, jak również sam fakt, że do odbiornika dociera niepożądany sygnał rozproszony, przekłada się na powstanie szumu na jego wyjściu, co negatywnie wpływa na jakość pracy łącza. Rozpraszanie Rayleigha wyklucza możliwość zastosowania tej samej długości fali dla sygnałów propagujących w przeciwnych kierunkach, jeśli rozważana jest transmisja sygnałów na dystanse przekraczające kilkadziesiąt (w praktyce około 40-50) kilometrów [89]. W związku z tym koniecznym jest zastosowanie dwóch relatywnie bliskich, ale jednak nieidentycznych długości fali, zapewniających odseparowanie sygnałów pożądanych i rozproszonych i tym samym dających możliwość filtracji sygnałów niepożądanych poprzez użycie filtrów optycznych poprzedzających fotoodbiorniki w modułach brzegowych. W praktyce do transmisji sygnałów „w przód" i „w tył" wykorzystuje się dwa sąsiadujące ze sobą kanały stosowanej w rozwiązanych telekomunikacyjnych techniki multipleksacji sygnałów optycznych DWDM (ang. Dense Wavelength Division Multiplexing). Wiąże się jednak z koniecznością wzięcia pod uwagę zjawiska dyspersji chromatycznej w światłowodzie (zob. podrozdział 1.1.3).

Zastosowanie różnych długości fali dla każdego z kierunków propagacji daje możliwość użycia filtrów optycznych poprzedzających fotoodbiorniki w modułach brzegowych, pozwalających uniknąć negatywnych skutków rozpraszania Rayleigha, aczkolwiek nie eliminuje samego zjawiska. Sygnały rozproszone w dalszym ciągu mogą swobodnie propagować w łączu, również podlegając rozpraszaniu (podwójne rozpraszanie Rayleigha). Zjawisko to staje się istotne, jeśli rozważymy je w otoczeniu dwukierunkowego wzmacniacza optycznego, tak jak to obrazuje rysunek 1.2.




Rysunek 1.2 Propagacja sygnałów przez dwukierunkowy wzmacniacz optyczny (SPBA). Zaznaczone po prawej stronie wzmacniacza pojedyncze rozpraszanie Rayleigha przekłada się na sygnał, który ulega wzmocnieniu w tym wzmacniaczu. Analogicznie, podwójne rozpraszanie Rayleigha, zaznaczone po lewej stronie wzmacniacza, również przełoży się na sygnał podlegający wzmocnieniu,

W przedstawionej sytuacji, sygnał pożądany podlega wzmocnieniu, co jednocześnie przekłada się na wyższy poziom mocy rozproszonej w części łącza po prawej stronie wzmacniacza SPBA. Propagujący w kierunku „od prawej do lewej" sygnał rozproszony przechodzi przez ten sam wzmacniacz, również podlegając wzmocnieniu. To z kolei przekłada się na wzrost mocy sygnału będącego skutkiem podwójnego rozpraszania Rayleigha, zachodzącego w części łącza po lewej stronie wzmacniacza. Co więcej, również ten sygnał będzie podlegał wzmocnieniu w rozważanym wzmacniaczu SPBA. Oznacza to, że w przypadku zwiększenia wzmocnienia, moc sygnałów niepożądanych przyrasta szybciej, niż moc sygnału pożądanego. Ponadto, biorąc pod uwagę, że rozpraszanie Rayleigha nie zmienia długości fali, sygnał podwójnie rozproszony nie może zostać usunięty na drodze filtracji optycznej. W rezultacie, podwójne rozpraszanie Rayleigha przyczynia się do zwiększenia szumu na jego wyjściu fotoodbiornika (w wyniku zdudniania z sygnałem pożądanym oraz „sam ze sobą"), pogorszając tym samym jakość pracy rozważanych systemów transferu czasu i częstotliwości. [90].

### 1.1.2. Zjawiska niepożądane we wzmacniaczach optycznych

Wzmacniacze optyczne stanowią nieodłączny element łączy, umożliwiający pracę długodystansową, będąc jednocześnie źródłem problemów, z którymi trzeba się mierzyć w rozważanych systemach transferu czasu i częstotliwości. Dwukierunkowe wzmacniacze optyczne przyczyniają się do wydłużenia efektywnej drogi rozpraszania sygnałów (np. w rozpraszaniu Rayleigha), prowadząc jednocześnie do wzmacniania niepożądanych sygnałów rozproszonych. Ponadto, rozpatrując kwestie wzmacniania sygnałów rozproszonych, należy zwrócić uwagę że ośrodek aktywny w postaci odcinka włókna domieszkowanego jonami erbu, wraz z umieszczonymi po obu jego stronach światłowodami (powodującymi rozpraszanie) oraz złączami i spawami (będącymi źródłem potencjalnych odbić), stanowi fizyczną strukturę podobną do rezonatora optycznego, mogącą stanowić źródło sygnałów niepożądanych [80], [91]. Jest to jednocześnie kluczowy element ograniczający wartość wzmacniania, jaką może zapewnić wzmacniacz SPBA [70], [72]. Limit wzmocnienia oraz dążenie do eliminacji odbić w łączu (np. poprzez użycie tylko złączy skośnych) stanowią bowiem podstawowe środki przeciwdziałające generacji sygnałów niepożądanych.

Wykorzystanie wzmacniaczy optycznych wiąże się również z pojawieniem się w łączu niepożądanych sygnałów, których źródłem jest wzmocniona emisja spontaniczna (ang. amplified spontaneous emission - ASE), czyli zjawisko prowadzące do powstania w ośrodku aktywnym fali świetlnej, niekoherentnej z sygnałem optycznym, który w założeniu ma podlegać wzmocnieniu. W przypadku wykorzystywanych w rozważanych systemach transferu czasu i częstotliwości wzmacniaczy SPBA, zjawisko to związane jest ze skończonym czasem, przez który jony erbu pozostają w stanie wzbudzonym. Proces wzbudzania polega na dostarczeniu energii przez laser pompujący, w efekcie czego jony erbu przechodzą z poziomu podstawowego na wyższy poziom energetyczny, pozostając w takim stanie przez około 10 ms [80]. Jeśli w tym czasie w ośrodku aktywnym pojawią się fotony należące np. do

transmitowanego sygnału, to wzbudzone jony erbu wracają do stanu podstawowego, emitując jednocześnie fotony spójne z tymi, które zapoczątkowały to przejście - następuje wzmocnienie sygnału. Jednakże, pozostające w stanie wzbudzenia jony erbu, mogą samoczynnie i bez udziału fotonu inicjującego powrócić ze stanu wzbudzenia do stanu podstawowego, emitując foton o losowym kierunku, fazie i polaryzacji. Emisja taka prowadzi do powstania stanowiącej szum optyczny o widmie zlokalizowanym w paśmie przenoszenia wzmacniacza. Biorąc pod uwagę dwukierunkowość łącza, fala ta może swobodnie propagować w obu kierunkach, podlegając wzmocnieniu we wszystkich napotkanych po drodze wzmacniaczach. Widmo szumu pochodzącego z emisji spontanicznej jest relatywnie szerokie, porównywalne z profilem wzmocnienia wzmacniacza w funkcji długości fali [91]. Docierając do fotoodbiornika, szum ten przekłada się na niepożądane składowe fotoprądu, ulegając zdudnianiu z sygnałem użytecznym (sygnał-ASE) oraz z samym sobą (ASE-ASE) [80].

Całkowita eliminacja zjawiska wzmocnionej emisji spontanicznej nie jest możliwe na drodze filtracji optycznej, ponieważ widmo pochodzącego z tego procesu szumu obejmuje zakres długości fal stosowanych w transmisji sygnałów pożądanych. Nie mniej jednak, poprzedzenie umieszczonych w modułach brzegowych fotoodbiorników filtrami optycznym, o paśmie dobranym do stosowanych w transmisji długości fal, może znacząco ograniczyć ASE, a tym samym także jego negatywny wpływ na jakość przesyłanych w łączu sygnałów. Filtry optyczne stosuje się także bezpośrednio we wzmacniaczach SPBA, a ich celem jest ograniczenie strat energii na wzmacnianie propagujących w łączu niepożądanych sygnałów z emisji spontanicznej. Jednocześnie, szerokość pasma tych filtrów dobierana jest w taki sposób, aby ich obecność nie wpływała na sygnały pożądane.

### 1.1.3. Dyspersja chromatyczna

Pojęcie dyspersji chromatycznej odnosi się do cechy światłowodu, w którym czas propagacji sygnałów charakteryzuje się zależnością od ich długości fali [86]. Z tego względu, w dwukierunkowych systemach transferu czasu i częstotliwości, dyspersja chromatyczna powoduje różnicę czasu propagacji pomiędzy kierunkami „w przód" i „w tył". Ponadto w jej wyniku oddziaływanie czynników zewnętrznych, prowadzące do fluktuacji opóźnienia propagacyjnego, przestaje być jednakowe dla obu kierunków, co w konsekwencji wpływa na możliwość stabilizacji tego opóźnienia [89], [92]. Dyspersja chromatyczna przyczynia się także do pogorszenia jakości pracy łącza poprzez zjawisko konwersji szumu fazowego lasera nadawczego na szum intensywności, przekładający się na kolejny, do wspomnianych już wcześniej, składnik szumowy prądu fotoodbiornika [71], [93]–[94]. W tym miejscu należy zaznaczyć, że będąca przedmiotem rozprawy optymalizacja łączy nie obejmuje dyspersji chromatycznej, która jest cechą ośrodka (światłowodu), niezależną od wzmocnień zainstalowanych w łączu wzmacniaczy optycznych.

### 1.1.4. Wymuszone rozpraszanie Brillouina

Zjawisko wymuszonego rozpraszania Brillouina pojawiło się już w kontekście wzmacniania sygnałów optycznych i możliwości zastosowania w tym celu wzmacniacza Brillouina. Należy jednak mieć na uwadze, że zjawisko to może mieć charakter niepożądany i w pewnych warunkach stanowić istotny czynnik wpływający negatywnie na pracę łącza. Wymuszone rozpraszanie Brillouina jest zjawiskiem nieliniowym, do wzbudzenia którego wystarczy sygnał optyczny o mocy pojedynczych miliwatów [80]. Moc tego rzędu mogą osiągać sygnały pożądane przesyłane w rozważanych łączach, a wykorzystanie wzmacniaczy optycznych kompensujących straty, przyczynia się do wydłużenia efektywnej drogę, wzdłuż której może zachodzić omawiany proces. Samo zjawisko wymuszonego rozpraszania Brillouina związane jest z interakcją pomiędzy propagującą w światłowodzie falą świetlną, a tak zwaną falą akustyczną, którą stanowią propagujące (w kierunku zgodnym z kierunkiem fali świetlanej) zaburzenia gęstości ośrodka, wywołane zjawiskiem elektrostrykcji. Zaburzenie to, propagujące z prędkością dźwięku w materiale, prowadzi do chwilowego zaburzenia współczynnika załamania światła, a w konsekwencji do zmiany kierunku rozchodzenia się fali świetlnej, co obrazuje rysunek 1.3. Należy zaznaczyć, że samo powstanie fali akustycznej związane jest z oddziaływaniem światła na materiał ośrodka, przy czym oddziaływanie to może odnosić się zarówno do fali świetlnej, która w następstwie będzie podlegała procesowi rozpraszania Brillouina, jak również do fali stanowiącej sygnał rozproszony (tzw. fala Stokes'a). Oznacza to, że występuje tu efekt dodatniego sprzężenia zwrotnego, gdyż powstały w wyniku zjawiska sygnał rozproszony poprzez oddziaływanie na materiał ośrodka, przyczynia się do zintensyfikowania procesu rozpraszania. Na tej podstawie można też stwierdzić, że moc propagującego w łączu sygnału optycznego wpływa na proces rozpraszania Brillouina, stąd proces ten określa się jako wymuszony [95]–[96].

Rysunek 1.3 Wymuszone rozpraszanie Brillouina - propagacja fal w światłowodzie.

Charakterystyczną cechą, związaną z różnicą szybkości rozchodzenia się fal, jest wynikające z efektu Dopplera przesunięcie częstotliwości fali rozproszonej w stosunku do podlegającej rozpraszaniu fali świetlnej. Dla standardowego włókna światłowodowego oraz długości fali w okolicach 1,55 μm, przesunięcie to wynosi około 10 – 11 GHz. Sygnał rozproszony stanowi niepożądany szum optyczny, czerpiący energię z propagującego w łączu sygnału użytecznego, a ze względu na nieliniowość

zjawiska rozpraszania Brillouina, przyrost mocy sygnału użytecznego może prowadzić do nieliniowego przyrostu mocy sygnału rozproszonego. Tym samym, wymuszone rozpraszanie Brillouina jest czynnikiem limitującym maksymalną moc optyczną sygnału w światłowodzie. Należy jednak zaznaczyć, że na intensywność, z jaką zachodzi proces rozpraszania wpływa nie tylko moc lasera nadawczego, ale także jego szerokość spektralna. Obserwuje się tutaj zależność, według której im szersza linia widmowa lasera, tym wyższy próg mocy, przy którym następuje wyzwolenie procesu wymuszonego rozpraszania Brillouina [97]. Ponadto, na omawiany proces wpływ ma także wzajemna polaryzacja sygnałów użytecznych i niepożądanych, przekładająca się na ich wzajemne oddziaływanie. Losowość stanu polaryzacji sprawia, że rozpraszanie Brillouina ma charakter dynamiczny, a ulegający rozpraszaniu sygnał (w rozważanym przypadku sygnał pożądany) ulega występującym w losowych momentach, gwałtownym wahaniom poziomu mocy, na rzecz sygnału rozproszonego. Z tego względu, zjawisko rozpraszania Brillouina może skutecznie zaburzyć pracę światłowodowego systemu transmisyjnego (zarówno telekomunikacyjnego, jak i dedykowanego do transferu czasu i częstotliwości).

## 1.3. Jakość przesyłanych w łączu sygnałów.

Omówione w podrozdziale 1.2 zjawiska zachodzące w dwukierunkowym łączu światłowodowym wpływają negatywnie na jakość przesyłanych sygnałów, w skrajnych przypadkach uniemożliwiając pracę całego systemu transferu czasu i częstotliwości. Dotyczy to sytuacji, gdy poziomy sygnałów pożądanych są niskie, a z kolei poziomy szumów – wysokie, co w konsekwencji może zaburzając stabilną pracę łącza, prowadząc np. do chwilowej utraty synchronizacji pomiędzy modułami brzegowymi lub pojawienia się „fałszywych" impulsów stanowiących znaczniki czasu. Przemyślana struktura łącza oraz właściwy dobór wzmocnień zainstalowanych w nim wzmacniaczy, pozwala ograniczyć wpływ zjawisk niepożądanych, zapewniając poprawną pracę systemu transmisyjnego. Należy zaznaczyć, że tematyka niniejszej rozprawy odnosi się do kwestii regulacji wzmocnień wzmacniaczy pod kątem zapewnienia możliwie jak najwyższej jakości przesyłanych sygnałów. Działanie to ma na celu utrzymanie prawidłowej pracy łącza z możliwie szerokim marginesem, w jakim jakość ta może ulec pogorszeniu. W tym aspekcie, kluczowym staje się ocena tej jakości wykonywana bezpośrednio na wyjściu fotoodbiorników, z pominięciem dalszego przetwarzania odebranych sygnałów (zob. rysunek 1.1 z zaznaczonymi punktami $Q_{LM}$ i $Q_{RM}$, w których dokonywana jest ocena jakości przesyłanych sygnałów).

Zachodzące w łączu zjawiska niepożądane mogą skutkować redukcją mocy przesyłanych sygnałów (np. w wyniku rozpraszania Rayleigha i Brillouina), jednocześnie prowadząc do powstania niepożądanych składowych szumowych prądu wyjściowego fotoodbiornika. W konsekwencji pogorszeniu ulega stosunek sygnał-szum (ang. signal-to-noise ratio - SNR), który można wyrazić ogólnym wzorem:

$$SNR = \frac{S}{\sum N_i}. \tag{1.3}$$

Parametr ten określa relację pomiędzy poziomem sygnału pożądanego ($S$), a całkowitym poziomem szumu, zawierającego składowe pochodzące z przedstawionych wcześniej zjawisk niepożądanych ($N_i$). SNR stanowi powszechnie stosowaną (m.in. w telekomunikacji) miarę jakości transmisji i z powodzeniem może zostać wykorzystany także w ocenie jakości sygnałów przesyłanych w dwukierunkowym łączach do transferu czasu i częstotliwości.

W kwestii oceny wpływu zjawisk niepożądanych na jakość przesyłanych sygnałów warto zwrócić uwagę na konsekwencje związane ze zwiększeniem poziomu szumów. Rozpatrując ten aspekt należy przede wszystkim zwrócić uwagę, że ilekroć w mowa o sygnałach prostokątnych, tak naprawdę mamy do czynienia z sygnałami quasi-prostokątnymi, a przyjęte uproszczenie wynika z faktu, że czasy narastania/opadania są zdecydowanie (3-4 rzędy wielkości) krótsze od okresu sygnału. Cecha ta jest jednak kluczowa przy analizie wpływu szumu na działanie systemów transferu czasu i częstotliwości, w których przesyłany w łączu sygnał zmodulowany o kształcie quasi-prostokątnym i relatywnie niskiej częstotliwości (np. 1 MHz) służy do zapewnienia synchronizacji pomiędzy modułami brzegowymi, niezbędnej do odtworzenia w module zdalnym sygnałów wzorcowych dostarczonych do modułu lokalnego (zob. rysunek 1.1). W idealnym przypadku, przy braku szumu, sygnał taki mógłby wprost stanowić sygnał wzorcowy częstotliwości, w którym kolejne zbocza przecinają ustalony poziom referencyjny w równych odstępach czasu. W praktyce jednak, szum oddziałuje na zbocza o niezerowym czasie narastania/opadania, powodując, że moment przecięcia poziomu referencyjnego ulega nieznacznym (rzędu od kilku do kilkudziesięciu pikosekund), losowym przesunięciom [98]–[99]. Takie fluktuacje fazy sygnału, znane też pod pojęciem jittera, uwidaczniają wpływ szumu na jakość przesyłanych w łączu sygnałów, a jednocześnie mogą stanowić alternatywną dla SNR miarę tej jakości [71].

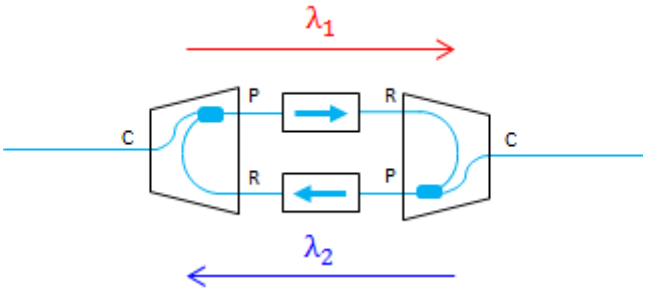
Przedstawione wyżej parametry – odstęp sygnał-szum oraz jitter, stanowią miarę jakości przesyłanych sygnałów, pozwalając ocenić wpływ zachodzących w łączu zjawisk niepożądanych. Ponieważ, jak już wspomniano, ocena ta odnosi się do sygnałów uzyskanych bezpośrednio na wyjściach fotoodbiorników, z pominięciem dalszego ich przetwarzania mającego na celu uzyskania wiernej kopii sygnałów wzorcowych, w ocenie jakości pracy łącza nie wykorzystano wskaźników, stosowanych w metrologii czasu i częstotliwości (np. wariancja Allana, dewiacja czasu, itp.) [37].

## 1.4. Metody przeciwdziałanie zjawiskom niepożądanym

Naturalną konsekwencją występowania w łączu zjawisk wpływających negatywnie na przesyłane sygnały, jest poszukiwanie rozwiązań, które pozwoliłyby ograniczyć to oddziaływanie. W przypadku rozważanych łączy do transferu czasu i częstotliwości podstawową metodą przeciwdziałania zjawiskom niepożądanym jest właściwy dobór wzmocnień wzmacniaczy. Jako rozwiązania uzupełniające, można natomiast wskazać podział łącza na krótsze, niezależne sekcje (kaskadowe połączenie przynajmniej dwóch systemów transmisyjnych), zastosowanie regeneratorów, które

zapewniają wzmacnianie jednocześnie stanowiąc przerwę dla sygnałów niepożądanych lub umieszczenie we wzmacniaczach selektywnych izolatorów optycznych (ang. wavelength selective isolator - WSI), pozwalających ograniczyć zachodzące w łączu procesy rozpraszania [46], [100].

Selektywny izolator optyczny stanowi połączenie dwóch standardowych izolatorów oraz zestawu trójportowych filtrów optycznych, połączonych tak, jak to ukazano na rysunku 1.4. Zapewniając selektywność długości fali sygnałów propagujących w danym kierunku, rozważane izolatory stanowią barierę dla propagujących wstecznie sygnałów rozproszonych, redukując tym samym ich wpływ na jakość pracy łącza.




Rysunek 1.4. Schemat blokowy selektywnego izolatora optycznego (WSI). Zestaw dwóch trójportowych filtrów optycznych (o portach: współnym – C, przepuszczającym – P i refleksyjnym - R) w połączeniu z dwoma izolatorami (zapewniającymi jednokierunkowość) zapewnia selektywność długości fal sygnałów, jakie mogą propagować w danym kierunku.

Pomimo zalety w postaci przerwania dróg propagacji sygnałów rozproszonych, wykorzystanie selektywnych izolatorów optycznych wiąże się, z koniecznością rozdzielenia wspólnej drogi propagacji sygnałów w jednym światłowodzie, co potencjalnie może prowadzić do zaburzenia warunków propagacyjnych dla kierunków „w przód” i „w tył”. Z tego względu ich użycie powinno być ograniczone jedynie do uzasadnionych przypadków.

Niezależnie od tego, czy w łączu są wykorzystywane selektywne izolatory optyczne, kluczowym w zapewnieniu jakości pracy łącza jest dobór wzmocnień wzmacniaczy optycznych mający na celu zapewnienie poziomu sygnałów pożądanych, umożliwiającego bezproblemową detekcję i zapewniającego odpowiednio wysoki margines zmian parametrów łącza (np. zmian tłumienia związanych ze starzeniem się światłowodu lub będących rezultatem przeprowadzonych naprawami), przy jednoczesnym zminimalizowaniu opisanych w podrozdziale 1.2 zjawisk niepożądanych. Biorąc pod uwagę charakter zachodzących w łączu zjawisk, w tym ich zależność od konkretnego przypadku łącza (o określonej strukturze fizycznej - długości całkowitej, liczbie zastosowanych wzmacniaczy oraz ich lokalizacji, długości odcinków łączących urządzenia), dobór wzmocnień wzmacniaczy pod kątem zapewnienia możliwie wysokiej jakości przesyłanych sygnałów z dużym dopuszczalnym marginesem jej zmian, staje się zadaniem złożonym. Zagadnienie to stało się przedmiotem badań, których rezultaty omówiono w niniejszej dysertacji. Punktem wyjściowym do rozważanych zagadnień było istniejące rozwiązanie, pozwalające na przeprowadzenie

optymalizacji pracy łącza na podstawie danych uzyskiwanych z jego modelu matematycznego. Choć rozwiązanie to zazwyczaj zapewnia satysfakcjonujące wyniki, a sam model był wielokrotnie wykorzystywany i rozwijany także w trakcie i na potrzeby opisanych w niniejszej dysertacji badań, to ze względu na trudność lub wręcz niemożność wiernego zamodelowania łącza i zachodzących w nim zjawisk (wynikającą przykładowo z nieznajomości aktualnego tłumienia, odbić sygnału występujących w złączach, itp.), uzasadnione było poszukiwanie rozwiązań alternatywnych, w których optymalizacja bazuje na wynikach wykonywanych w łączu pomiarów, pozwalających na bieżąco ocenić jakość jego pracy i efektów wprowadzanych zmian.

# 2. Wykorzystanie modelu dwukierunkowego, dalekosiężnego łącza światłowodowego do optymalizacji jego pracy

Optymalizacja to, w szerokim rozumieniu, ogół czynności mających doprowadzić do znalezienia najlepszego, możliwego rozwiązania problemu, przy zdefiniowanym kryterium. W przypadku dwukierunkowych systemów transferu czasu i częstotliwości (rozważanych w tej dysertacji), optymalizacja odnosi się do problemu właściwego doboru wzmocnień zainstalowanych w łączu wzmacniaczy optycznych, pod kątem uzyskania najwyższej możliwej jakości przesyłanych sygnałów. Elementem łączącym nastawy wzmacniaczy i uzyskiwaną jakość sygnałów jest samo łącze i zachodzące w nim zjawiska. Mając na uwadze, że rozważany system transferu czasu i częstotliwości w założeniu jest systemem dalekosiężnym, zasadnym jest przeprowadzenie optymalizacji jego pracy już w fazie projektu, przy wykorzystaniu modelu opisującego zachodzące w łączu zjawiska i implementującego planowaną topologię. Optymalizacji prowadzona na tym etapie pozwala oszacować, jakich wartości odstępu sygnał-szum (SNR) można się spodziewać, jeszcze przed podjęciem kroków związanych z instalacją fizycznej infrastruktury. Tym samym jest to również narzędzie wspomagające proces projektowy łącza, pozwalający ograniczyć ryzyko doboru struktury (długości odcinków, lokalizacja wzmacniaczy), która mogłaby zapewnić niekorzystne warunki pracy.

Model dwukierunkowego łącza światłowodowego do transferu czasu i częstotliwości, wykorzystywany w procesie optymalizacji, musi obejmować opis zachodzących w nim zjawisk, przy jednoczesnym uwzględnieniu cech charakterystycznych łącza oraz związków przyczynowo-skutkowych występujących pomiędzy tymi zjawiskami. W pierwszej kolejności odnosi się to do dwukierunkowej propagacji sygnałów optycznych, wiążącej się zarówno z ich tłumieniem, jak i wzmocnieniem w zainstalowanych w łączu wzmacniaczach. Dwukierunkowość łącza przekłada się z kolei na konieczność uwzględnienia sygnałów niepożądanych, pochodzących m.in. z pojedynczego i podwójnego rozpraszania Rayleigha oraz zachodzącej we wzmacniaczach wzmocnionej emisji spontanicznej, które mogą propagować w łączu wspólnie z sygnałami pożądanymi. W momencie detekcji w fotoodbiorniku, sygnały te przełożą się odpowiednio na pożądane i niepożądane składowe prądu wyjściowego, a jednocześnie w wyniku wzajemnego oddziaływania (zdudniania w domenie optycznej), spowodują powstanie dodatkowych składników szumowych tego prądu. Wreszcie, model łącza musi uwzględniać fakt, że na jakość przesyłanych sygnałów wpływa także szum samego układu odbiorczego.

## 2.1. Modelowanie propagacji sygnałów w łączu

Modelowanie dwukierunkowego łącza światłowodowego na potrzeby jego późniejszej optymalizacji wygodnie jest zacząć od opisu propagacji sygnałów, jako że proces ten odnosi się zarówno do sygnałów pożądanych jak i niepożądanych, a ponadto stanowi punk wyjścia do wyznaczenia mocy niepożądanych sygnałów pochodzących

z rozpraszania. W ogólnym przypadku transmisji światłowodowej (przy założeniu braku urządzeń wzmacniających) moc optyczna sygnału wprowadzonego do światłowodu przez nadajnik i rozchodzącego się we włóknie, ulega stopniowemu zmniejszeniu w związku z wprowadzonym przez światłowód tłumieniem. Znając tłumienie jednostkowe światłowodu (typowo ~0,2 dB/km dla długości fali w okolicy 1550 nm) moc optyczną uzyskiwaną na wyjściu można wyznaczyć na podstawie ogólnej zależności [80]:

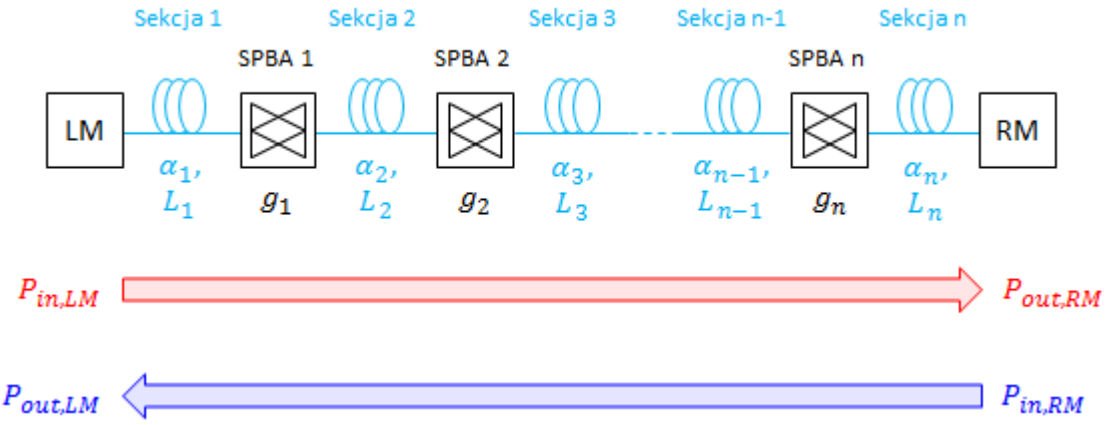
$$P_{out} = P_{in} \cdot \exp(-\alpha L), \tag{2.1}$$

gdzie:

$P_{in}$ – średnia moc wprowadzona do światłowodu [mW],
$P_{out}$ – średnia moc wyjściowa [mW],
$\alpha$ – tłumienie jednostkowe [Np/km].

Wzór (2.1) opisuje zależność mocy w skali liniowej, co jest podyktowane konsekwencją zapisu stosowanego w dalszej części niniejszej pracy. Ze względu na fakt, że w telekomunikacji do wyrażenia mocy optycznej, tłumienia i wzmocnień powszechnie stosuje się miarę decybelową, sposoby przeliczenia odpowiednich wartości pomiędzy obiema miarami zawarto w Dodatku A.

Straty wprowadzane przez światłowód mogą zostać skompensowane przez instalowane w łączu wzmacniacze optyczne, będące również częścią toru propagacji sygnału. W rozważanych systemach transferu czasu i częstotliwości wykorzystywane są wzmacniacze, w których ośrodek aktywny stanowi odcinek kilku-kilkunastu metrów włókna domieszkowanego jonami erbu. Ponieważ odcinek ten jest znacznie krótszy w porównaniu do długości światłowodów niedomieszkowanych, stanowiących główne medium transmisyjne, wzmacnianie sygnałów można modelować jako punktowe, $g$-krotne zwiększenie poziomu mocy (gdzie $g$ – wzmocnienie wzmacniacza wyrażone w skali liniowej). Ogólny schemat dwukierunkowego łącza zawierającego wzmacniacze optyczne przedstawia rysunek 2.1.




Rysunek 2.1 Schemat długodystansowego łącza światłowodowego, wykorzystującego wzmacniacze optyczne.

Typowe łącze składa się z dwóch modułów brzegowych, oznaczonych jako moduł lokalny (LM) i zdalny (RM). Pomiędzy modułami umieszczono pewną liczbę odcinków światłowodów oraz wzmacniaczy optycznych. Moc optyczna wprowadzona w nadajniku propaguje w łączu ulegając stłumieniu w odcinkach światłowodu (sekcjach o długościach odpowiednio $L_{1,\dots,n}$) oraz wzmocnieniu we wzmacniaczach $g_{1,\dots,n-1}$. Tłumienie każdej sekcji może być różne i zależy przede wszystkim od jej długości, ale też od wartości tłumienia jednostkowego $\alpha_{1,\dots,n}$, które nieznacznie może się różnić pomiędzy sekcjami w zależności od – przykładowo - zastosowanego włókna. Ponadto każda z sekcji może wprowadzać też straty o charakterze „punktowym" ($s_{1,\dots,n}$), związane w tłumieniem sygnału wywoływanym przez np. złącza lub ewentualne inne, instalowane w łączu komponenty (np. filtry optyczne, tłumiki, itp.). Z kolei wartości wzmocnień będą zależeć od tego, jaka kompensacja tłumienia jest konieczna w danym miejscu łącza. Moc docierającą do odbiornika w module zdalnym można w takim łączu wyznaczyć na podstawie zależności:

$$P_{out,RM} = P_{in,LM} \prod_{i=1}^{n-1} g_i \prod_{j=1}^{n} s_j \cdot \exp(-\alpha_j L_j). \tag{2.2}$$

W analogiczny sposób można przedstawić zależność, pozwalającą wyliczyć moc w odbiorniku umieszczonym module lokalnym. W odróżnieniu od przypadku opisanego wzorem (2.2), sygnał propagując w kierunku RM→LM będzie mijał odcinki wprowadzające tłumienie oraz wzmacniacze w odwrotnej kolejności, stąd:

$$P_{out,LM} = P_{in,RM} \prod_{i=n-1}^{1} g_i \prod_{j=n}^{1} s_j \cdot \exp(-\alpha_j L_j). \tag{2.3}$$

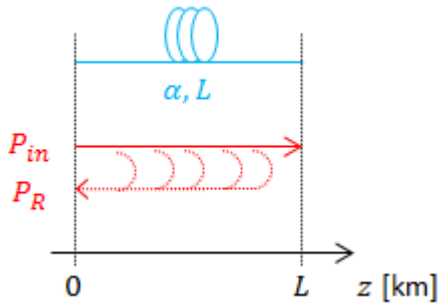
Warto zauważyć, że choć wzory (2.2) i (2.3) opisują propagację sygnałów w przeciwnych kierunkach, to w obu przypadkach pojawiają się czynniki związane ze wzmacnianiem sygnałów we wzmacniaczach oraz tłumieniem w kolejnych sekcjach. W ujęciu matematycznym kolejność występowania tych czynników nie ma znaczenia, stąd pomijając wartości mocy optycznych, opis łącza (tłumienie wprowadzane przez sekcje oraz wzmocnienia wzmacniaczy) mógłby być w obu przypadkach tożsamy, co okaże się przydatną cechą w dalszej części rozdziału.

## 2.2. Modelowanie rozpraszania Rayleigha i propagacji sygnałów rozproszonych

Przedstawiony dotychczas opis propagacji sygnału w łączu uwzględnia zmniejszenie mocy optycznej w związku z występowaniem określonego tłumienia światłowodu. Jak wspomniano w rozdziale 1, tłumienie w głównej mierze związane jest z zachodzącym wzdłuż całej długości łącza procesem rozpraszania Rayleigha, skutkującego powstaniem niepożądanych sygnałów rozproszonych. Przystępując do modelowania tego zjawiska należy wziąć pod uwagę, że wraz ze wzrostem odległości od źródła światła (np. nadajnika w module brzegowym) maleje poziom mocy sygnału

ulegającego rozproszeniu, a przez to również moc rozproszona. Jednocześnie propagacja sygnałów - zarówno pożądanych, ulegających rozpraszaniu, jak i rozproszonych – przez wzmacniacze optyczne, prowadzi do zwiększenia poziomu ich mocy. Pod uwagę należy także wziąć to, że w rozważanym systemie transferu czasu i częstotliwości, w którym transmisja wiąże się z zastosowaniem modulacji intensywności sygnału, modulowana jest także wartość chwilowa mocy sygnału rozproszonego. Jednakże, ze względu na fakt, iż w stosunku do czas propagacji sygnału w łączu, szybkość zmian wartości chwilowych tego sygnału, wynikająca z jego częstotliwości, jest znacznie większa, moc rozproszona wzdłuż całej długości łącza ulega uśrednieniu. W związku z tym, w modelu, gdzie istotna jest moc sygnałów widzianych na końcach łącza, można pominąć opis procesu modulacji, przyjmując średnie wartości mocy zarówno w odniesieniu do sygnału rozproszonego, jak i, wcześniej, do sygnału ulegającego rozproszeniu. Podejście takie przyjęto przy zapisie wzoru (2.1).

Modelowanie procesu rozpraszania Rayleigha na potrzeby późniejszej optymalizacji pracy łącza wygodnie jest zacząć od przypadku pojedynczej sekcji (odcinek światłowodu bez wzmacniaczy). Moc rozproszona w danym odcinku, pochodząca od wprowadzonego do światłowodu sygnału i widziana w miejscu jego wprowadzenia, jest skumulowaną mocą rozproszoną wzdłuż całej długości tego odcinka, co obrazuje rysunek 2.2 oraz opisuje wzór (2.4).




Rysunek 2.2 Rozpraszanie Rayleigha w pojedynczej sekcji łącza (odcinek światłowodu bez wzmacniaczy i z pominięciem strat punktowych, wprowadzanych np. przez złącza).

$$P_R = \int_0^L P_{in} \cdot \exp(-\alpha z) \cdot \beta_S \cdot \exp(-\alpha z) \cdot dz. \tag{2.4}$$

Parametry $P_{in}$ i $P_R$ stanowią wyrażone w miliwatach wartości średnie mocy – odpowiednio - wprowadzonej do światłowodu i rozproszonej. Czynnik eksponencjalny opisuje tłumienie w rozważanym odcinku i w powyższym wzorze (2.4) pojawia się dwukrotnie, gdyż tłumienie tyczy się zarówno sygnału ulegającego rozproszeniu jak i propagującego wstecznie sygnału rozproszonego. Parametr $\beta_S$ [1/km] określa jaka część mocy optycznej rozproszonej na danej długości zostanie faktycznie zawrócona [88]. Wartość parametru $\beta_S$, która jest stała wzdłuż całego światłowodu, można wyznaczyć przekształcając wzór (2.4) do postaci:

$$\beta_S = \frac{P_R}{P_{in}} \cdot 2\alpha \cdot \frac{1}{1 - \exp(-2\alpha L)}, \tag{2.5}$$

gdzie:

$\frac{P_R}{P_{in}}$ – stosunek mocy rozproszonej do mocy wprowadzonej do światłowodu,
$\alpha$ - tłumienie jednostkowe [Np/km],
$L$ - długość odcinka światłowodu [km].

Cechą charakterystyczną rozpraszania Rayleigha zachodzącego w długim (kilkadziesiąt kilometrów lub więcej) odcinku światłowodu jest ustalenie się wartości mocy rozproszonej na poziomie około $-32$ dB w stosunku do mocy wprowadzonej do światłowodu [88]. Wartość tą można zweryfikować poprzez wykonanie pomiaru mocy rozproszonej i odniesienia jej do mocy wejściowej, wprowadzonej do światłowodu o określonej długości. Przyjmując długość odcinka równą $100$ km, typową wartość tłumienia $0{,}2$ dB/km oraz stosunek mocy równy $-32$ dB, wyliczona ze wzoru (2.5) wartość parametru $\beta_S$ wynosi około $-42$ dB/km.

Moc rozproszona w światłowodzie, liczona na podstawie wzoru (2.4) uzależniona jest od mocy wprowadzonej do danego odcinka, jego tłumienia oraz parametru $\beta_S$ określającego, jaka część mocy rozproszonej będzie stanowiła propagujący wstecznie sygnał. Ponieważ moc wprowadzona do światłowodu nie zależy od jego długości, stąd zależność (2.4) można przekształcić do postaci:

$$P_R = P_{in} \cdot R(L), \tag{2.6}$$

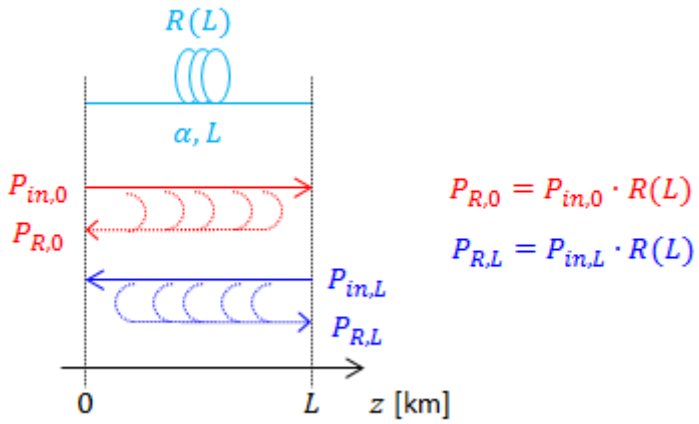
gdzie:

$$R(L) = \int_0^L \exp(-\alpha z) \cdot \beta_S \cdot \exp(-\alpha z) \cdot dz \tag{2.7}$$

Funkcja $R(L)$ stanowi współczynnik proporcjonalności pomiędzy mocą wprowadzoną do światłowodu, a mocą rozproszoną, i dla odcinka o określonej długości i tłumieniu jednostkowym, przyjmuje wartość stałą. W rozważanym modelu zastosowanie takiego podejścia jest możliwe gdyż, z punktu widzenia optymalizacji, istotna jest całkowita moc rozproszona, a nie rozkład mocy wzdłuż długości światłowodu (aczkolwiek rozkład taki został wykorzystany w toku badań opisanych w rozdziale 4). Stanowi to również możliwość uproszczenia obliczeń w przypadku łączy wielosekcyjnych ze wzmacniaczami, które zostaną szerzej omówione w dalszej części niniejszego rozdziału.

W dotychczasowych rozważaniach dotyczących rozpraszania Rayleigha przyjęto, że do danego odcinka światłowodu (do jednego z jego końców) wprowadzono sygnał o określonej mocy, co przekładało się na uzyskanie na tym samym końcu mocy rozproszonej. Ponieważ włókno światłowodowe jest symetryczne po względem

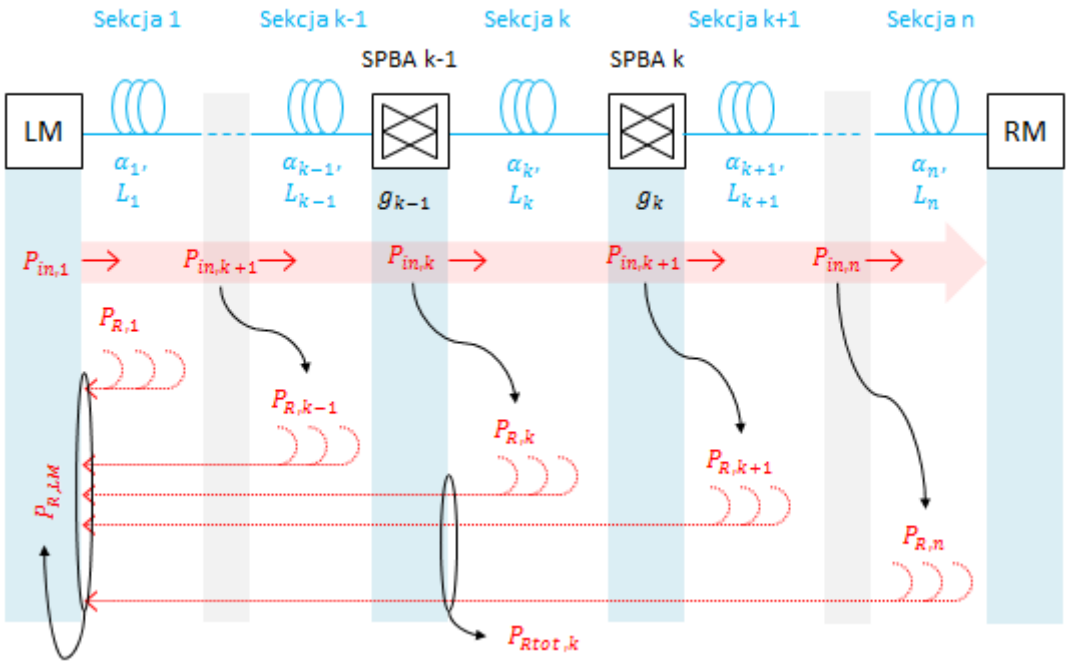
rozpraszania, moc rozproszoną można wyliczyć korzystając z zależności (2.6) niezależnie o tego, czy sygnał ulegający rozproszeniu jest wprowadzony jednostronnie, czy też z obu stron jednocześnie, co ilustruje rysunek 2.3.




Rysunek 2.3 Rozpraszanie Rayleigha w światłowodzie. Sygnał ulegający rozproszeniu jest wprowadzony z obu stron. Przy założeniu, że moc sygnałów ulegających rozpraszaniu ma taką samą wartość ($P_{in,0} = P_{in,L}$), moc sygnałów rozproszonych, widzianych na obydwu końcach również jest identyczna ($P_{R,0} = P_{R,L}$).

Symetria zjawiska rozpraszania Rayleigha, w połączeniu z symetrią występującą w opisie propagacji sygnałów (wzory 2.2 i 2.3) oraz faktem, że w systemach transferu czasu i częstotliwości, stosuje się dwie różne długości fali dla kierunków „w przód" i „w tył", pozwala uprościć analizę zachodzących w łączu zjawisk. Propagacja sygnału pożądanego w kierunku LM→RM i powiązane z nią procesy niepożądane (m.in. rozpraszanie Rayleigha) mogą być w większości przypadków rozpatrywana niezależnie od propagacji sygnału pożądanego w kierunku przeciwnym (RM→LM). Ponieważ jednak modelowanie i analiza omawianych zjawisk są praktycznie identyczne, niezależnie od kierunku propagacji sygnałów pożądanych (ewentualne różnice dotyczą konieczności przyjęcia odwrotnej kolejności sekcji i wzmacniaczy), w dalszej części niniejszej dysertacji przyjęto, że dla poprawy czytelności, rozpatrywany będzie jedynie przypadek, w którym sygnał pożądany propaguje w kierunku LM→RM, przyjmując, że analiza dla kierunku przeciwnego może zostać przeprowadzona w sposób analogiczny.

Przedstawione dotychczas zależności (2.4) i (2.6) odnosiły się do rozpraszania Rayleigha zachodzącego w pojedynczej sekcji łącza, czyli w odcinku światłowodu wprowadzającym jedynie tłumienie sygnałów (m.in. właśnie ze względu na zjawisko rozpraszania). W praktyce, łącze dalekosiężne składa się z szeregu sekcji, połączonych dwukierunkowymi wzmacniaczami optycznymi. Wzmacniacze powodują punktowe zwiększenie mocy sygnałów (w tym zarówno sygnału ulegającego rozproszeniu jak i propagującego wstecznie sygnału wynikającego z rozpraszania), co przekłada się na zwiększenie poziomu mocy rozproszonej w sekcji sąsiadującej ze wzmacniaczem, jak również wpływa na moc skumulowaną w całym łączu. Proces rozpraszania i propagację sygnałów w wielosekcyjnym łączu obrazuje rysunek 2.4.




Rysunek 2.4 Rozpraszanie Rayleigha w łączu wielosekcyjnym, zawierającym dwukierunkowe wzmacniacze optyczne. Grubą czerwoną strzałką oznaczono kierunek propagacji sygnału użytecznego, z którego można wyznaczyć moc wejściową każdej z sekcji światłowodowej, a na tej podstawie – moc rozproszoną.

Do wyliczenia mocy rozproszonej, skumulowanej w całym łączu, można rozpatrywać sekcje tworzące łącze niezależnie od siebie, wyliczając moc rozproszoną w każdej z nich, a następnie zsumować tak wyliczone moce, przy uwzględnieniu, że sygnał rozproszony propagując w łączu ulega tłumieniu i ewentualnemu wzmocnieniu. W podejściu tym, w pierwszej kolejności trzeba wyznaczyć moce wejściowe do każdej sekcji $P_{in1,\dots,n}$, przy czym dla sekcji 1 moc wejściowa jest równa mocy sygnału wprowadzonego do łącza przez nadajnik ($P_{in1} = P_{in,LM}$), a dla sekcji kolejnych moc wejściowa jest mocą sygnału na wyjściu wzmacniacza optycznego. Na podstawie wzoru (2.2), moc wejściową w k-tej sekcji można wyliczyć jako:

$$P_{in,k} = P_{in,LM} \prod_{i=1}^{k-1} g_i \prod_{j=1}^{k-1} s_j \cdot \exp(-\alpha_j L_j). \tag{2.8}$$

Sygnał wprowadzony do danej sekcji, będzie – propagując przez nią – ulegał rozproszeniu. Moc rozproszoną w dowolnej, k-tej sekcji można opisać wzorem, bazującym na zależności (2.6):

$$P_{R,k} = P_{in,k} \cdot R(L_k), \tag{2.9}$$

gdzie $R(L_k)$ – funkcja opisana wzorem 2.7, której stała wartość, wyliczona dla sekcji o długości $L_k$ km, stanowi współczynnik proporcjonalności między mocą wprowadzoną i rozproszoną w tej sekcji.

Mając wyznaczone moce sygnału rozproszonego w każdej pojedynczej sekcji, można obliczyć całkowitą moc rozproszoną, widzianą na początku łącza (w module lokalnym). Moc ta stanowi kumulację mocy rozproszonych we wszystkich sekcjach

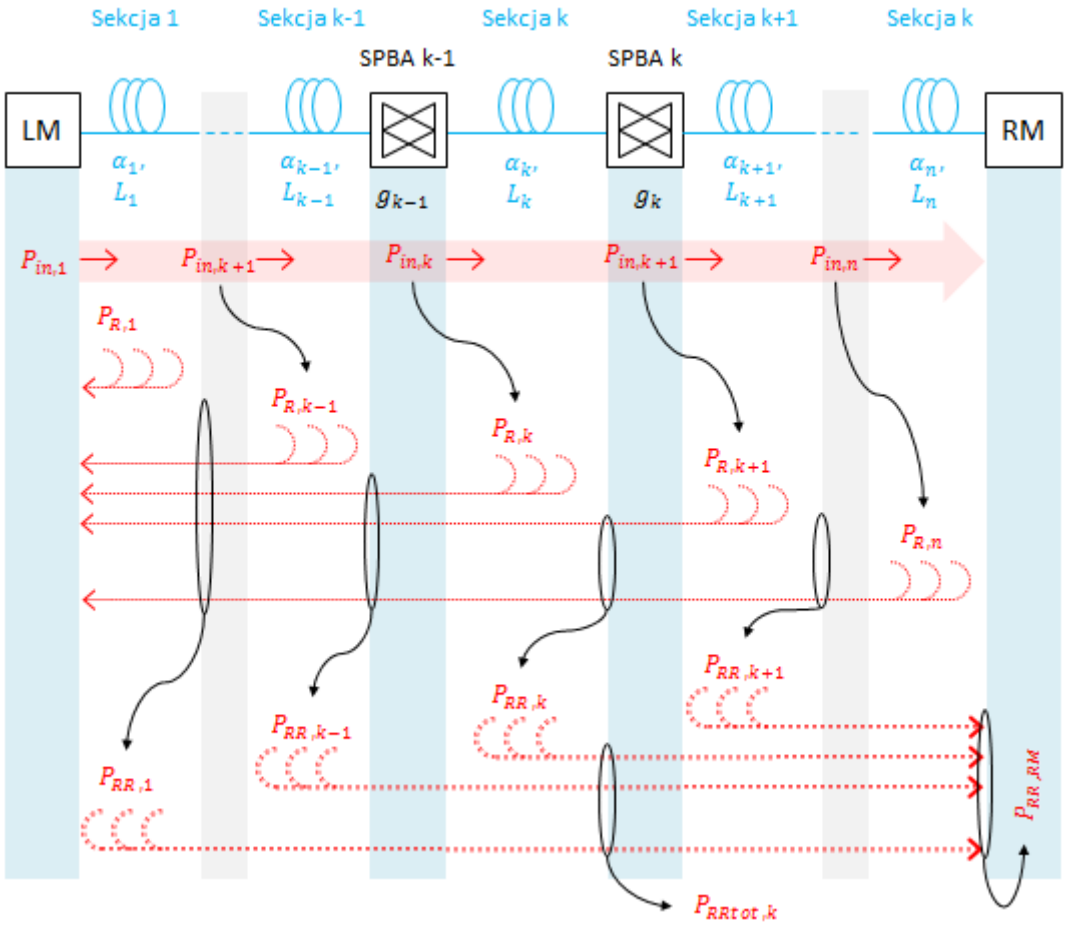
przy uwzględnieniu tłumienia i wzmacniania, jakim podczas propagacji poddane będą sygnały rozproszone w sekcjach, w zależności od odległości sekcji od początku łącza, co opisuje wzór:

$$P_{R,LM} = P_{R,1} + \sum_{i=2}^{n} \left[ P_{R,i} \cdot \prod_{j=i-1}^{1} g_j \cdot s_j \cdot \exp(-\alpha_j L_j) \right] \tag{2.10}$$

Na potrzeby analizy i opisu podwójnego rozpraszania Rayleigha, wzór (2.10) można uogólnić na przypadek obliczeń skumulowanej mocy z rozpraszania Rayleigha, widzianej w wybranej, k-tej sekcji łącza, co wyraża się wzorem:

$$P_{Rtot,k} = P_{R,k} + \sum_{i=k+1}^{n} \left[ P_{R,i} \cdot \prod_{j=i-1}^{k} g_j \cdot s_j \cdot \exp(-\alpha_j L_j) \right] \tag{2.11}$$

Kolejnym etapem modelowania łącza na potrzeby optymalizacji jego pracy jest opisanie zjawiska podwójnego rozpraszania Rayleigha. Istota tego procesu polega na tym, że propagujący w łączu sygnał rozproszony (rozpraszanie pojedyncze) ulega wtórnemu rozproszeniu oraz akumulacji wzdłuż całego łącza. Rezultatem jest sygnał podwójnie rozproszony, o długości fali i kierunku propagacji zgodnym z sygnałem pożądanym, a w efekcie oddziałującym w odbiorniku na ten sygnał. Proces podwójnego rozpraszania Rayleigha w wielosekcyjnym łączu obrazuje rysunek 2.5.




Rysunek 2.5. Podwójne rozpraszanie Rayleigha w dwukierunkowym łączu zawierającym wzmacniacze optyczne. Grubą czerwoną strzałką oznaczono kierunek propagacji sygnału użytecznego, z którego można wyznaczyć moc wejściową każdej z sekcji światłowodowej, a na tej podstawie – moc rozproszoną (rozpraszanie pojedyncze). Dokonując kumulacji mocy rozproszonej w odpowiednich sekcjach (pętle w kolorze czarnym), można wyznaczyć moc z rozpraszania podwójnego.

Z fizycznego punku widzenia zjawisko podwójnego rozpraszania Rayleigha różni się od pojedynczego jedynie sygnałem, który temu rozpraszaniu ulega. Stąd też opis zjawiska bazuje na zależnościach przytoczonych już dla przypadku rozpraszania pojedynczego. W pierwszej kolejności należy wyznaczyć moc rozproszoną niezależnie w każdej sekcji, a następnie dokonać akumulacji. W rozważanym przypadku, sygnał pochodzący z rozpraszania pojedynczego, który będzie ulegał rozpraszaniu podwójnemu, propaguje w kierunku RM→LM, czyli mija kolejno sekcje n,…,k+1,k,…,1. Dla dowolnej k-tej sekcji łącza, moc rozproszoną można obliczyć, korzystając z bazującego na zależności (2.6) wzoru:

$$P_{RR,k} = P_{Rtot,k+1} \cdot g_k \cdot R(L_k). \tag{2.12}$$

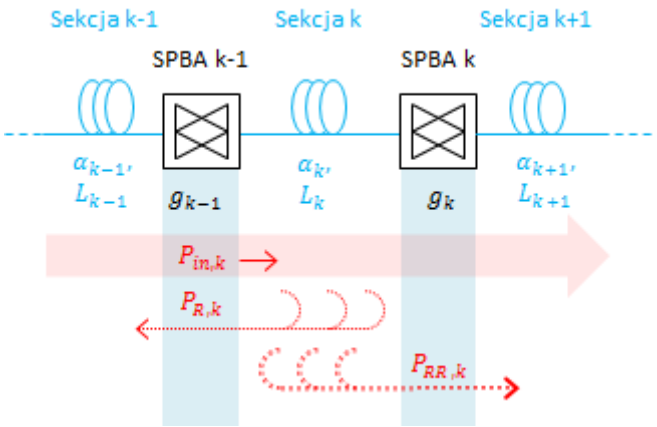
Iloczyn skumulowanej w sekcji k+1 mocy z rozpraszania pojedynczego ($P_{Rtot,k+1}$), liczonej na podstawie wzoru (2.11), oraz wzmocnienia wzmacniacza $g_k$, stanowi moc sygnału, który będzie ulegał wtórnemu rozproszeniu w k-tej sekcji. Ponieważ rozpraszanie w światłowodzie nie zależy od kierunku, w którym propaguje sygnał, do wyliczenia mocy z rozpraszania podwójnego $P_{RR,k}$ można wprost

wykorzystać pojawiający się w odniesieniu do rozpraszania pojedynczego już współczynnik proporcjonalności $R(L_k)$, definiowany wzorem (2.7).

Kolejny etap obliczeń stanowi wyznaczenie skumulowanej w całym łączu mocy sygnału podwójnie rozproszonego, docierającego do modułu zdalnego (RM). To właśnie ten sygnał będzie w momencie detekcji oddziaływał z sygnałem pożądanym. Tak jak w przypadku rozpraszania pojedynczego, w obliczeniach należy zsumować moce rozproszone w sekcjach, uwzględniając tłumienie odcinków i wzmocnienia wzmacniaczy, które sygnał musi przebyć, zanim dotrze do końca łącza. Akumulację mocy opisuje wzór:

$$P_{RR,RM} = \sum_{i=n-1}^{1} P_{RR,i} \prod_{j=i+1}^{n} g_{j-1} \cdot s_j \cdot \exp(-\alpha_j L_j). \tag{2.13}$$

W przedstawionym powyżej przypadku przyjęto, że moc pochodząca z podwójnego rozpraszania Rayleigha w dowolnej k-tej sekcji zależy od mocy skumulowanej, widzianej w sekcji k+1, co zaznaczono na rysunku 2.5 oraz ujęto we wzorze (2.12). Tym samym, w momencie wyznaczania mocy z rozpraszania podwójnego, pomijany jest fakt występowania w tej samej sekcji rozpraszania pojedynczego. Podejście to wynika z faktu, że podwójne rozpraszanie Rayleigha zachodzące w obrębie pojedynczej sekcji bez udziału wzmacniaczy optycznych, tak, jak to obrazuje rysunek 2.6, jest w praktyce pomijalne. Dopiero propagacja sygnałów rozproszonych przez wzmacniacze optyczne powoduje, że ich moc osiąga poziom istotny z punktu widzenia właściwej pracy systemu transmisyjnego (zob. rysunek 1.2).




Rysunek 2.6 Podwójne rozpraszanie Rayleigha, które zachodzi w obrębie pojedynczej sekcji światłowodowej, bez udziału wzmacniaczy, a przez to bez uwzględnienia sygnałów rozproszonych w pozostałych sekcjach łącza jest praktycznie pomijalne.

## 2.3. Modelowanie zjawiska wzmocnionej emisji spontanicznej we wzmacniaczach

W przedstawionych dotychczas zależnościach wzmacniacz optyczny traktowany był jako element łącza powodujący punktowe zwiększenie mocy sygnału. Jednakże, wzmacniacz sam w sobie stanowi także źródło propagującego w łączu szumu optycznego pochodzącego z wzmocnionej emisji spontanicznej (ASE). Docierając do fotoodbiornika, szum ten przekłada się na niepożądane składowe prądu na jego wyjściu.

Model dwukierunkowego łącza światłowodowego, opracowywany na potrzeby optymalizacji jego pracy, uwzględnia wzmocnioną emisję spontaniczną we wzmacniaczu, poprzez wyznaczenie mocy optycznej powstającego w ten sposób sygnału niepożądanego na podstawie zależności [72], [80]:

$$P_{ASE} = 2\eta_{sp}(g-1)h\nu B_{opt}, \tag{2.14}$$

gdzie:

$P_{ASE}$ – moc sygnału pochodzącego z ASE we wzmacniaczu,
$\eta_{sp}$ – współczynnik inwersji,
$g$ – wzmocnienie wzmacniacza (w skali liniowej),
$h$ – stała Planck'a,
$\nu$ - częstotliwość optyczna,
$B_{opt}$ – pasmo w jakim liczone jest ASE.

Wzór (2.14) uzależnia moc sygnału z wzmocnionej emisji spontanicznej danego wzmacniacza od wartości jego wzmocnienia, przy założeniu konkretnej częstotliwości sygnału optycznego. W modelu przyjęto częstotliwość odpowiadającą długości fali zastosowanego w nadajniku lasera. Szerokość pasma $B_{opt}$ została powiązana z pasmem filtrów poprzedzających fotoodbiorniki w modułach brzegowych, które poza eliminacją rozpraszania Rayleigha, przyczyniają się do redukcji ASE.

Pojawiający się we wzorze (2.14) współczynnik inwersji, z definicji wiąże ze sobą na poziomie kwantowym ilość jonów erbu w stanie podstawowym ($N_1$) i w stanie wzbudzonym, na poziomie metastabilnym ($N_2$) [80]:

$$\eta_{sp} = \frac{N_2}{N_2 - N_1}. \tag{2.15}$$

Dla idealnego wzmacniacza, w którym w wyniku pompowania optycznego wszystkie atomy przeszłyby do stanu wzbudzonego, współczynnik inwersji byłby równy 1. W praktyce jednak trudno jest wnioskować wprost na podstawie zależności (2.15), jaka będzie jego wartość dla konkretnego wzmacniacza, dla którego liczba atomów w poszczególnych stanach jest nieznana. W związku z tym drugim krokiem do oszacowania wartości współczynnika inwersji jest wykorzystanie liczby szumowej (ang. Noise figure) wzmacniacza, którą można zdefiniować jako stosunek parametrów SNR (odstęp sygnał-szum) sygnałów na jego wejściu i wyjściu:

$$F_n = \frac{SNR_{we}}{SNR_{wy}}. \tag{2.16}$$

Liczbę szumową jest także zależna od wartości wzmocnienia danego wzmacniacza, jak również poszukiwanego współczynnika inwersji:

$$F_n = 2\eta_{sp}\frac{g-1}{g}. \tag{2.17}$$

W praktyce wzmocnienie wzmacniacza jest znacznie większe on jedności, stąd zależność (2.17) można uprościć do postaci:

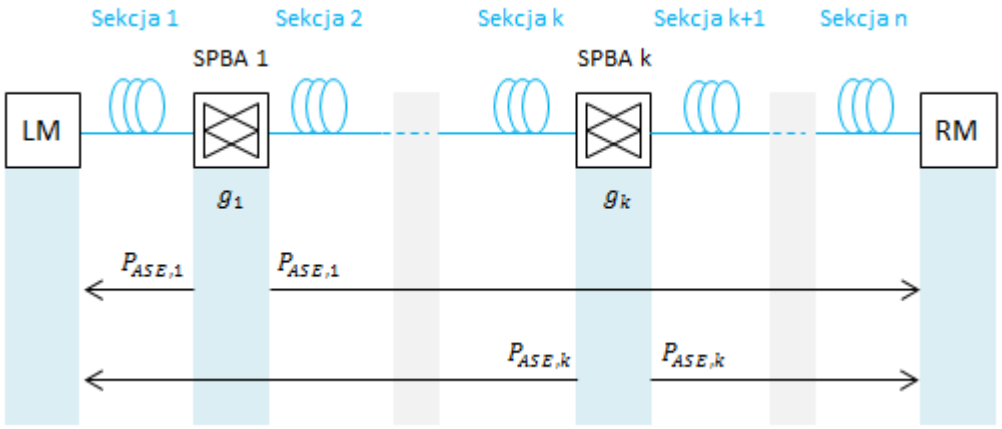
$$F_n \approx 2\eta_{sp}. \tag{2.18}$$

Na podstawie wzorów (2.16) i (2.18) współczynnik inwersji można wyrazić w postaci:

$$\eta_{sp} \approx \frac{1}{2}\cdot\frac{SNR_{we}}{SNR_{wy}}. \tag{2.19}$$

Dla przypadku idealnego liczba szumowa wzmacniacza wynosi 2 (w skali decybelowej - 3 dB), a wartość współczynnika inwersji wynosi 1. W praktyce jednak liczba szumowa jest większa niż 3 dB [80], co przekłada się na zwiększenie wartości współczynnika inwersji. Dla uzyskania konkretnej wartości można wykorzystać narzędzia symulacyjne (np. Optiwave OptiSystem lub Fibercore GainMaster™ Simulation Tool, RP Fiber Power), dedykowane do modelowania i wsparcia projektowania systemów światłowodowych. Uzyskana w ten sposób wartość współczynnika inwersji, wykorzystana podczas implementacji modelu całego łącza, wyniosła 1,5 [71]. Przyjęcie tej wartości jako stałej zakłada, że wzmacniacz pompowany jest odpowiednią mocą optyczną, aby właściwa ilość atomów pozostawała w stanie wzbudzonym, a żadne inne czynniki (np. potencjalne odbicia sygnałów od złączy) nie wpływają na jego pracę. Jak pokazała przeprowadzona całościowa walidacja modelu łącza, polegająca na odniesieniu do siebie uzyskiwanych rezultatów obliczeniowych z wynikami pomiarów, pomimo przyjętych założeń i uproszczeń, przedstawiony wyżej opis wystarczająco dobrze odzwierciedla zachodzące we wzmacniaczach zjawiska.

Sygnał pochodzący z emisji spontanicznej we wzmacniaczu, którego moc można wyznaczyć na podstawie wzoru (2.14), propaguje w kierunku obydwu końców łącza, ulegając tłumieniu w mijanych sekcjach oraz wzmocnieniu w pozostałych wzmacniaczach, tak jak to ukazuje rysunek 2.7.




Rysunek 2.7 Każdy wzmacniacz optyczny jest źródłem niepożądanego sygnału pochodzącego z wzmocnionej emisji spontanicznej (ASE). Jednocześnie każdy wzmacniacz wzmacnia sygnały wygenerowane w pozostałych wzmacniaczach.

Bazując na wzorach (2.2) i (2.3), można dla danego łącza opisać propagację sygnału pochodzącego z wzmocnionej emisji spontanicznej zachodzącej w każdym ze wzmacniaczy, a następnie wyliczyć całkowitą moc tego sygnału widzianą na obu końcach łącza. Należy mieć na uwadze, że moc sygnału z ASE (zarówno z pojedynczego wzmacniacza, jak i całkowita, ze wszystkich wzmacniaczy) wyznaczona w module lokalnym nie musi być równa mocy wyznaczonej w module zdalnym. Z tego względu propagację sygnałów w obu kierunkach należy rozpatrywać niezależnie.

Moc sygnału pochodzącego z wzmocnionej emisji spontanicznej zachodzącej w dowolnym, k-tym wzmacniaczu ($P_{ASE,k}$ – wyznaczonego zgodnie ze wzorem (2.14)) i docierającego do modułu lokalnego (LM), można wyznaczyć na podstawie zależności:

$$P_{ASE,k\to LM} = P_{ASE,k} \prod_{i=k-1}^{1} g_i \prod_{j=k}^{1} s_j \cdot \exp\left(-\alpha_j L_j\right). \tag{2.20}$$

Z kolei moc sygnału pochodzącego z wzmocnionej emisji spontanicznej zachodzącej w tym samym, k-tym wzmacniaczu i docierającego do modułu zdalnego (RM), można opisać wzorem:

$$P_{ASE,k\to RM} = P_{ASE,k} \prod_{i=k+1}^{n-1} g_i \prod_{j=k+1}^{n} s_j \cdot \exp\left(-\alpha_j L_j\right). \tag{2.21}$$

W zależności od ilości zainstalowanych w łączu wzmacniaczy optycznych, obliczenia opisane zależnościami (2.20) i (2.21) należy przeprowadzić dla każdego z nich, traktując jeden wybrany wzmacniacz jako źródło sygnału z wzmocnionej emisji spontanicznej, a pozostałe jako zwykłe urządzenia wzmacniające. Całkowita moc sygnału pochodzącego z emisji spontanicznej, widziana na końcach łącza, jest superpozycją mocy sygnałów pochodzących od każdego wzmacniacza. W module lokalnym (LM) wyraża się to wzorem:

$$P_{ASE,LM} = \sum_{i=1}^{n-1} P_{ASE,i\rightarrow LM}. \tag{2.22}$$

Z kolei w module zdalnym (RM) wzór przyjmuje postać:

$$P_{ASE,RM} = \sum_{i=1}^{n-1} P_{ASE,i\rightarrow RM}. \tag{2.23}$$

Poza samym faktem występowania niepożądanego sygnału z wzmocnionej emisji spontanicznej we wzmacniaczach, sygnał ten propagując w łączu ulega rozproszeniu. Przeprowadzone obliczenia i obserwacje pozwoliły jednak przyjąć, że wpływ rozpraszania sygnału pochodzącego z ASE na pracę całego systemu transmisyjnego jest pomijalny i w związku z tym w opracowywanym modelu został pominięty.

## 2.4. Detekcja sygnałów w fotoodbiorniku

Przedstawione do tej pory wzory i zależności odnosiły się do najistotniejszych, zachodzących w dwukierunkowym łączu światłowodowym zjawisk, związanych zarówno z transmisją sygnałów pożądanych, jak również z powstawaniem sygnałów niepożądanych, będących wynikiem procesów rozpraszania w światłowodzie oraz emisji spontanicznej we wzmacniaczach. Analiza prowadzona w domenie optycznej pozwalała traktować rozważane zjawiska niezależnie. Wzajemne oddziaływanie na siebie sygnałów pożądanych i niepożądanych następuje w momencie detekcji w odbiorniku, gdy dochodzi do zdudniania ze sobą sygnałów optycznych o zbliżonych długościach fali (co ma miejsce w rozważanym systemie transferu czasu i częstotliwości). Proces ten prowadzi do powstania szumu po stronie elektrycznej fotoodbiornika, degradującego jakość odebranego sygnału.

Opisywanie zjawisk zachodzących w fotoodbiorniku (detekcja, zdudnianie) można rozpocząć, traktując sygnał optyczny jako falę elektromagnetyczną. Padająca na fotodiodę fala elektromagnetyczna powoduje przepływ prądu (tzw. fotoprąd), którego wartość jest proporcjonalna do kwadratu natężenia pola elektrycznego tej fali [101]. Zależność tą opisuje wzór:

$$I \sim \mathcal{R} \cdot |E|^2, \tag{2.24}$$

gdzie:

$I$ – fotoprąd,

$\mathcal{R}$ – czułość fotodiody,

$E$ – natężenie pola elektrycznego (w domenie optycznej).

Ponieważ wartość natężenia pola elektrycznego jest proporcjonalna do pierwiastka kwadratowego z mocy optycznej, wzór (2.24), można przekształcić do postaci:

$$I \sim \mathfrak{R} \cdot P_{opt}, \tag{2.25}$$

w której wartość fotoprądu zależy od mocy optycznej $P_{opt}$ doprowadzonego do fotodiody sygnału. Zależność ta pozwala podać wprost wartość prądu odpowiadającą przesyłanym sygnałom (np. w odniesieniu do sygnałów użytecznych docierających do odbiorników po obu stronach łącza), których propagacja w rozważanym modelu opisywana jest przy użyciu wartości ich mocy.

Wartość fotoprądu jest powiązana w natężeniem pola elektrycznego lub mocą optyczną sygnału poprzez czułość (responsywność) fotodiody. Parametr ten jest zdefiniowany jako [80]:

$$\mathfrak{R} = \eta \frac{q}{h\nu}, \tag{2.26}$$

gdzie:

$\eta$ – efektywność kwantowa konwersji fotonów na elektrony (w praktyce bliska jedności),
$q$ – ładunek elektronu,
$h$ – stała Planck'a,
$\nu$ – częstotliwość sygnału optycznego.

Doprowadzając do fotodiody więcej niż jeden sygnał, całkowite pole elektryczne jest superpozycją pól pochodzących od każdego sygnału. Dla najprostszego przypadku dwóch sygnałów ogólną zależność opisującą fotoprąd można przedstawić jako [101]:

$$I \sim \mathfrak{R} \cdot |E_1 + E_2|^2 \tag{2.27}$$

Zakładając całkowitą zgodność polaryzacji sygnałów optycznych, zależność na fotoprąd przyjmuje postać:

$$I \sim \mathfrak{R} \cdot [|E_1|^2 + |E_2|^2 + 2 \cdot |E_1| \cdot |E_2| \cdot \cos(2\pi \Delta f t)], \tag{2.28}$$

lub przy wykorzystaniu wartości mocy optycznej sygnałów:

$$I \sim \mathfrak{R} \cdot \left[P_{opt,1} + P_{opt,2} + 2 \cdot \sqrt{P_{opt,1} \cdot P_{opt,2}} \cdot \cos(2\pi \Delta f t)\right]. \tag{2.29}$$

Prąd fotodiody opisany wzorami (2.28) i (2.29) zawiera (w przedstawionym przykładzie) trzy składowe. Pierwsze dwie stanowią składowe prądu, pochodzące od każdego z doprowadzonych do fotodiody sygnałów. Trzecia składowa, zawierająca funkcję kosinus, opisuje proces zdudniania sygnałów optycznych, którego efektem jest powstanie niepożądanej składowej zmiennej prądu fotodiody. Warunkiem zdudniania przekładającego się na fotoprąd jest, aby doprowadzone do fotodiody sygnały optyczne miały składowe widmowe, których różnica częstotliwości $\Delta f$ mieści się w paśmie elektrycznym odbiornika.

Opis detekcji zachodzącej w odbiornikach w dwukierunkowych systemach transferu czasu i częstotliwości należy rozpocząć od wskazania sygnałów, które docierają do każdego z końców łącza. Są to:

1) sygnał pożądany ($P_{out}$) – służący zapewnieniu synchronizacji pomiędzy modułami lokalnym i zdalnym,
2) sygnał z podwójnego rozpraszania Rayleigha ($P_{RR}$),
3) sygnał pochodzący z emisji spontanicznej we wzmacniaczach($P_{ASE}$).

Warto zwrócić uwagę, że wśród wymienionych wyżej sygnałów optycznych nie ma sygnału pochodzącego z pojedynczego rozpraszania Rayleigha. Wynika to z cechy samego systemu transmisyjnego, w którym transmisja w obu kierunkach prowadzona jest z wykorzystaniem dwóch różnych długości fali. Propagujący w łączu sygnał z pojedynczego rozpraszania Rayleigha jest usunięty przez poprzedzający odbiornik filtr optyczny, co eliminuje jego wpływ na jakość odebranego sygnału użytecznego (degradacja następuje w momencie detekcji).

Wymienione wyżej sygnały po doprowadzeniu do fotodiody przełożą się na składowe prądu – pożądaną, wynikającą z detekcji właściwego sygnału użytecznego, oraz niepożądane, będące efektem procesów zdudniania sygnałów, ale też generacji szumu śrutowego, wynikającego z przepływu fotoprądu [80]. Ponadto na jakość sygnału wpłynie pominięty w dotychczasowych rozważaniach szum elektryczny związany z występującą w domenie optycznej konwersją szumu fazowego lasera na szum amplitudowy, będącej skutkiem dyspersji chromatycznej (zob. podrozdział 1.1.3). Wreszcie, odbiornik jako urządzenie elektroniczne również wprowadza szum (np. szum termiczny), który również wpływa na jakość odebranego sygnału (mimo iż jest od tego sygnału niezależny).

Detekcję sygnałów pożądanych, można opisać na podstawie zależności (2.25). Odpowiadający im prąd odpowiadający fotoodbiorników, wyraża wzór:

$$I_{sig} = \mathcal{R} \cdot P_{out}, \tag{2.30}$$

gdzie $P_{out}$ – średnia wartość mocy sygnału pożądanego, docierającego do odbiornika. Dla każdego z modułów brzegowych, wartość tej mocy można wyznaczyć na podstawie zależności odpowiednio (2.2) dla modułu lokalnego i (2.3) dla modułu zdalnego.

Wzór (2.30) uzależnia prąd od średniej wartości mocy optycznej sygnału pożądanego, czyli stanowi opis średniej wartości prądu. Ponieważ w rozważanych systemach transferu czasu i częstotliwości mamy do czynienia z transmisją sygnałów zmodulowanych (modulacja intensywności, przy czym w praktyce jest to modulacja o charakterze cyfrowym, czyli wiążąca się ze zmianami mocy optycznej pomiędzy dwoma stanami – umownie niskim i wysokim), stąd zmianie ulegają wartości chwilowe mocy tych sygnałów, a przez to także wartości chwilowe prądu fotoodbiornika. Zakładając, że moc sygnału dla stanu niskiego jest pomijalnie mała, można zdefiniować wartość chwilową prądu fotodiody w momencie, gdy odbierany jest stan wysoki, jako:

$$I_{sigHi} = \mathcal{R} \cdot 2 \cdot P_{out}. \tag{2.31}$$

Wartości prądu dla przypadku stanu wysokiego będą wykorzystane przy ocenie poprawności rezultatów zwracanych przez model, co zostanie opisane w podrozdziale 2.7.

Docierający do odbiornika sygnał pożądany ulega zdudnieniu z sygnałem z podwójnego rozpraszania Rayleigha oraz z sygnałem pochodzącym z emisji spontanicznej we wzmacniaczach. Co więcej, dochodzi także do wzajemnego zdudniania wymienionych sygnałów niepożądanych, jak również ich zdudniania „sam ze sobą", co wynika z ich charakterystyki spektralnej. Ze względu na to, że każdy taki niepożądany sygnał charakteryzuje się widmowym rozkładem mocy w paśmie optycznym, do opisu zdudniania należy posłużyć się zależnościami statystycznymi, traktując sygnały jako stacjonarne procesy losowe. Szczegółowa analiza, którą można znaleźć w literaturze (np. [72], [80], [101]–[102]), prowadzi do wzorów opisujących wariancje szumów (po stronie elektrycznej fotoodbiornika) pochodzących od zdudniania sygnałów. W ujęciu elektrycznym wariancja szumu jest kwadratem wartości skutecznej prądu pochodzącego z procesu odpowiadającego za powstanie tego szumu. Wariancję można wyznaczyć nie tylko w odniesieniu do szumu pochodzącego ze zdudniania sygnałów, ale również dla szumów pochodzących z innych, wspomnianych zjawisk fizycznych zachodzących w fotoodbiorniku (szum termiczny, szum śrutowy) [80]. Sumując wyznaczone wariancje można całościowo określić wartość skuteczną prądu fotodiody stanowiącego szum elektryczny.

Wariancję prądu pochodzącego ze zdudniania sygnału pożądanego z sygnałem z podwójnego rozpraszania Rayleigha można opisać wzorem:

$$\sigma^2_{sig-RR} = 2 \cdot \mathcal{R}^2 \cdot P_{out} \cdot P_{RR\cdot} \cdot pf, \tag{2.32}$$

gdzie:

$P_{out}$ – średnia wartość mocy sygnału pożądanego,

$P_{RR}$ – moc sygnału z podwójnego rozpraszania Rayleigha,

$pf$ – parametr odnoszący się do wzajemnej polaryzacji sygnałów, która może być losowa (stąd $pf = \frac{1}{2}$ ). Zdudnianie sygnałów zachodzi w przypadku, gdy są one zgodne pod względem polaryzacji (sygnały ortogonalne nie zdudnią się).

Ponieważ wariancje szumu pochodzącego ze zdudniania zależą od mocy sygnałów pożądanych, a z kolei moc tych sygnałów jest zmienna ze względu na zastosowaną modulację intensywności, stąd można wyliczyć wariancje szumu ze zdudniania dla chwili, gdy w sygnale użytecznym występuje stan wysoki:

$$\sigma^2_{sigHi-RR} = 4 \cdot \mathcal{R}^2 \cdot P_{out} \cdot P_{RR\cdot} \cdot pf. \tag{2.33}$$

Zdudnianie następuje także pomiędzy sygnałem użytecznym a sygnałem pochodzącym z emisji spontanicznej we wzmacniaczach, co opisują wzory:

$$\sigma_{sig-ASE}^2 = 4 \cdot \mathcal{R} \cdot P_{out} \cdot P_{ASE} \cdot \frac{B_e}{B_{opt}} \cdot pf. \tag{2.34}$$

Wariancje szumu elektrycznego pochodzącego od zdudniania sygnału użytecznego z sygnałem z emisji spontanicznej zależą od poziomów mocy sygnałów pożądanych oraz średnich wartości mocy sygnałów z wymuszonej emisji spontanicznej. Ponadto, wzory uwzględniają ograniczenie pasma sygnałów, związane z wykorzystaniem filtrów optycznych o szerokości $B_{opt}$ oraz pasmem elektrycznym samego fotoodbiornika $B_e$.

Analogicznie do opisywanego wcześniej przypadku zdudniania sygnału pożądanego z sygnałem z podwójnego rozpraszania Rayleigha, wartość chwilowa szumu zależy od poziomu mocy sygnału użytecznego przy uwzględnieniu jego modulacji. Stąd dla przypadku, gdy w sygnale występuje stan wysoki, wariancje szumu ze zdudniania z sygnałem z emisji spontanicznej można wyrazić wzorami:

$$\sigma_{sigHi-ASE}^2 = 8 \cdot \mathcal{R} \cdot P_{out} \cdot P_{ASE} \cdot \frac{B_e}{B_{opt}} \cdot pf. \tag{2.35}$$

Wzajemnemu zdudnianiu mogą ulec sygnały niepożądane – sygnał z podwójnego rozpraszania Rayleigha z sygnałem z emisji spontanicznej. Wariancje prądu pochodzącego takiego procesu, opisuje wzór analogiczny do (2.34), z tą różnicą, że zamiast mocy sygnału pożądanego, pod uwagę brana jest moc sygnału z podwójnego rozpraszania Rayleigha:

$$\sigma_{RR-ASE}^2 = 4 \cdot \mathcal{R} \cdot P_{RR} \cdot P_{ASE} \cdot \frac{B_e}{B_{opt}} \cdot pf. \tag{2.36}$$

Kolejne wariancje odnoszą się do przypadku, gdy sygnał niepożądany ulega zdudnianiu „sam ze sobą”. Dla zdudniania sygnału z podwójnego rozpraszania Rayleigha z samym sobą, wzór przyjmują postać:

$$\sigma_{RR-RR}^2 = (\mathcal{R} \cdot P_{RR})^2 \cdot pf. \tag{2.37}$$

Z kolei wariancje związane ze zdudnianiem szumu z emisji spontanicznej z samym sobą mają postać [72]:

$$\sigma_{ASE-ASE}^2 = 0{,}5 \cdot (\mathcal{R} \cdot P_{ASE})^2 \cdot \frac{2 \cdot \left(2 \cdot B_{opt} - B_e\right) \cdot B_e}{{B_{opt}}^2} \cdot pf. \tag{2.38}$$

Przedstawione dotychczas wzory opisujące wariancje szumu powstającego na wyjściu fotoodbiornika odnosiły się do przypadku zdudniania się dwóch sygnałów optycznych (w tym także zdudniania sygnału z samym sobą). Poza składową wynikającej ze zdudniania, prąd fotodiody będzie zawierał też składowe pochodzące niezależnie od każdego z doprowadzonych do niej sygnałów. Przepływ prądu wiąże się

z kolei z generacją szumu śrutowego po stronie elektrycznej fotoodbiornika, wpływającego na jakość odbieranego sygnału [80]. W rozważanym systemie transferu czasu i częstotliwości konieczne jest zatem wyznaczenie następujących wariancji szumu śrutowego:

- Wariancja szumu śrutowego pochodząca od sygnału pożądanego:

$$\sigma_{sh,sig}^2 = 2 \cdot q \cdot \mathcal{R} \cdot P_{out} \cdot B_e. \tag{2.39}$$

  W przypadku, gdy w sygnale pożądanym występuje stan wysoki (w związku z zastosowaną modulacją intensywności):

$$\sigma_{sh,sigHi}^2 = 4 \cdot q \cdot \mathcal{R} \cdot P_{OUT} \cdot B_e. \tag{2.40}$$

- Wariancja szumu śrutowego pochodząca od sygnału z podwójnego rozpraszania Rayleigha:

$$\sigma_{sh,RR}^2 = 2 \cdot q \cdot \mathcal{R} \cdot P_{RR} \cdot B_e. \tag{2.41}$$

- Wariancja szumu śrutowego pochodząca od sygnału z wzmocnionej emisji spontanicznej we wzmacniaczach:

$$\sigma_{sh,ASE}^2 = 2 \cdot q \cdot \mathcal{R} \cdot P_{ASE} \cdot B_e. \tag{2.42}$$

Każda ze zdefiniowanych wyżej wariancja zależy także od mocy sygnału optycznego, który przekłada się na szum śrutowy. Ponieważ w tym przypadku nie występuje interakcji pomiędzy sygnałami optycznymi, stąd nie ma potrzeby rozważania stanu ich polaryzacji (i tym samym stosowania czynnika uwzględniającego jej losowość).

Kolejny czynnik, który wpływa negatywnie na pracę światłowodowego systemu transferu czasu i częstotliwości, i który należy uwzględnić w modelu łącza, związany jest z konwersją szumu fazowego lasera na szum amplitudowy (niepożądana modulacja intensywności). Proces ten wynika z występującej we włóknie światłowodowym dyspersji chromatycznej, a po detekcji sygnału w fotodiodzie przekłada się na dodatkowy składnik szumowy prądu wyjściowego, którego wariancję opisuje zależność [94]:

$$\sigma_{DE}^2 = \frac{(\mathcal{R} \cdot P_{out})^2}{\pi} \int_0^\infty |H(f)|^2 \frac{2\Delta\nu}{\Delta\nu^2 + f^2} \times \left(1 - \exp(-\psi \cdot \Delta\nu) \cdot (\cos(\psi \cdot \nu) + \frac{\Delta\nu}{f} \sin(\psi \cdot \nu))\right) df, \tag{2.43}$$

gdzie:

$$\psi = 2 \cdot \pi \cdot \lambda \cdot D_T. \tag{2.44}$$

W przedstawionych wyżej wzorach parametr $D_T$ odnosi się do dyspersji chromatycznej, skumulowanej wzdłuż całego łącza, we wszystkich jego sekcjach. Wartość tego parametru można wyznaczyć przyjmując wartość dyspersji na jednostkę długości światłowodu równą 17 ps·nm$^{-1}$·km$^{-1}$ [86]. Parametr $\lambda$ określa długość fali lasera, a $\Delta\nu$ - jego szerokość spektralną. Poprzez zależność $\lambda = \frac{c}{f}$ (gdzie $c$ – prędkość światła w próżni) można powiązać długość fali lasera z jego częstotliwością. Z kolei parametr $H(f)$ odnosi się do charakterystyki częstotliwościowej fotoodbiornika.

Ostatni składnik szumowy prądu fotoodbiornika odnosi się do szumów wprowadzanych przez ten układ. Przyczyna tego zjawiska związana jest z fizycznymi podstawami pracy elementów elektronicznych składających się na odbiornik. W przypadku zastosowania fabrycznego układu odbiorczego, pełny opis jego struktury, który pozwoliłby przeprowadzić analizę pod względem generacji szumów, jest zazwyczaj niedostępny. Z tego względu do uwzględnienia szumów odbiornika w przygotowywanym modelu łącza wykorzystano widmową gęstość prądu pochodzącego od zjawisk szumowych [86]. Na tej podstawie, wariancję opisującą szumy odbiornika można przedstawić w postaci:

$$\sigma_{odb}^2 = J_{odb}^2 \cdot B_e, \tag{2.45}$$

gdzie:

$J_{odb}$- ekwiwalentna wejściowa gęstość szumu odbiornika (o typowych wartościach rzędu kilku pA/$\sqrt{\text{Hz}}$ [103]-[104]),

$B_e$ – pasmo elektryczne fotoodbiornika.

## 2.5. Kryterium jakości sygnału.

Mając zidentyfikowane i opisane zależnościami matematycznymi zjawiska zachodzące w dwukierunkowym łączu światłowodowym, można przystąpić do zdefiniowania pojęcia „jakości sygnału” jako mierzalnego parametru. Pozwoli on w pierwszej kolejności dokonać walidacji opracowanego modelu łącza, czyli odniesienia uzyskiwanych w wyniku przeprowadzonych obliczeń rezultatów, do ekwiwalentnych wartości zmierzonych w rzeczywistym łączu. W kolejnym kroku, będzie on stanowił funkcję celu (lub w pewnych przypadkach – jeden z jej składowych) w procesie optymalizacji pracy łącza. W prowadzonych we wcześniejszej części rozdziału rozważaniach, można określić wyraźny podział na opis zjawisk dotyczących sygnału pożądanego oraz zjawisk niepożądanych, których skutkiem był oddziałujący na ten sygnał szum. Tym samym niejako w sposób naturalny nasuwa się zastosowanie odstępu sygnał-szum (SNR) jako miary jakości przesyłanych sygnałów.

Do określenia odstępu sygnał-szum, uzyskiwanego na obu końcach łącza, należy odnieść do siebie składową prądu fotoodbiornika stanowiącą sygnał pożądany, do składowych stanowiących szum. W domenie elektrycznej sygnał użyteczny na obu końcach łącza definiuje wprost wzór (2.30). W przypadku szumu konieczne jest wzięcie

pod uwagę składników, których wariancje opisują wzory (2.32) - (2.43) oraz (2.45). Wariancję szumu można przedstawić jako sumę poszczególnych składowych:

$$\begin{aligned}\sigma_{noise}^2 = {} & \sigma_{sig-RR}^2 + \sigma_{sig-ASE}^2 + \sigma_{RR-ASE}^2 + \sigma_{RR-RR}^2 \\ & + \sigma_{ASE-ASE}^2 + \sigma_{sh,sig}^2 + \sigma_{sh,RR}^2 + \sigma_{sh,ASE}^2 \\ & + \sigma_{DE}^2 + \sigma_{odb}^2\end{aligned} \tag{2.46}$$

Ponieważ we wzorze (2.46) występują składniki opisujące szum zależny od poziomu mocy przesyłanego w łącza sygnału pożądanego, stąd wariancje szumu można też wyrazić dla przypadku, gdy odbierany sygnał przyjmuje stan wysoki:

$$\begin{aligned}\sigma_{noise,Hi}^2 = {} & \sigma_{sigHi-RR}^2 + \sigma_{sigHi-ASE}^2 + \sigma_{RR-ASE}^2 + \sigma_{RR-RR}^2 \\ & + \sigma_{ASE-ASE}^2 + \sigma_{sh,sigHi}^2 + \sigma_{sh,RR}^2 + \sigma_{sh,ASE}^2 \\ & + \sigma_{DE}^2 + \sigma_{odb}^2\end{aligned} \tag{2.47}$$

Wariancję szumu można interpretować jako kwadrat wartości skutecznej prądu, stąd zależności na odstęp sygnał-szum przyjmują postać:

$$SNR = 20\log\frac{I_{sig}}{\sqrt{\sigma_{noise}^2}}, \tag{2.48}$$

a w momencie, w którym w przesyłanym sygnale pożądanym występuje stan wysoki:

$$SNR = 20\log\frac{I_{sigHi}}{\sqrt{\sigma_{noise,Hi}^2}}, \tag{2.49}$$

## 2.6. Optymalizacja pracy łącza z wykorzystaniem modelu

Optymalizacja pracy łącza w oparciu o model jest zadaniem typowo matematycznym, stąd też przedstawione zależności opisujące sygnały i zjawiska zaimplementowano w środowisku MATLAB, a w toku optymalizacji wykorzystano gotowe rozwiązania dostępne w tym pakiecie oprogramowania. W pierwszej kolejności konieczne było jednak określenie funkcji celu. Wprawdzie model wylicza wartość odstępu sygnał-szum charakteryzującego się ogólną zależnością „im więcej tym lepiej", jednak w rzeczywistym łączu, w którym może wystąpić fizyczna asymetria (tzn. długości kolejnych sekcji światłowodowych, lokalizacja wzmacniaczy w stosunku do nadajnika, wartości wzmocnień w kolejnych urządzeniach są różne w zależności od analizowanego kierunków propagacji) nie można oczekiwać, że parametr ten będzie identyczny na obydwu końcach. W związku z tym w algorytmie optymalizacji pracy łącza zastosowano kryterium minimax[1], uwzględniając wartości odstępu sygnał-szum

[1] Możliwość użycie innych kryteriów przeanalizowano w trakcie badań dotyczących optymalizacji pracy łączy, prowadzonej w oparciu o wyniki pomiarów jakości jego pracy, opisanych w rozdziale 3.

na obu końcach uzyskaną dla zadanych wartości wzmocnień (wektor G), i definiując problem jako:

$$\min_{G} \max\{-SNR_1, -SNR_2\}. \tag{2.50}$$

Przyjęcie ujemnych wartości odstępu sygnał-szum oznacza, że im mniejsza jest jego wartość tym lepiej. Zabieg taki jest niezbędny ze względu na działanie metody minimax, w której dąży się do minimalizacji wartości maksymalnej spośród dwóch zadanych. Podając w definicji problemu wprost wartości odstępu sygnał-szum zamiast liczb do nich przeciwnych, rezultatem działania procedury optymalizacyjnej byłoby stopniowe, ciągłe pogarszanie (zmniejszania) tego parametru.

Procedura optymalizacyjna operuje na zadanym zestawie (wektorze) wzmocnień zainstalowanych wzmacniaczy optycznych. Rezultatem jej działania jest taki dobór parametrów, aby wypadkowy odstęp sygnał-szum na obydwu końcach łącza był jak największy (a zgodnie z definicją (2.50) wypadkowa wartość przeciwna do SNR osiągnęła najniższą możliwą wartość). Jak już wspomniano, odstęp sygnał-szum na obu końcach łącza nie musi być identyczny, pomimo iż zgodnie z procedurą optymalizacji, osiągnięto optimum jego wartości wypadkowej. Oznacza to, że zmieniając wzmocnienia wzmacniaczy i tym samym, wychodząc z wyznaczonego punktu optymalnej pracy, istnieje potencjalna możliwość poprawy SNR na jednym z końców, kosztem SNR na drugim, co jednak w całościowym ujęciu łącza, nie jest rezultatem pożądanym.

Poza samym zdefiniowaniem problemu podlegającego optymalizacji, konieczne jest także określenie zestawu ograniczeń, wynikających w tym przypadku z fizycznych właściwości łącza, które nie zostały ujęte w modelu. Ich pominięcie mogłoby prowadzić do uzyskania w procesie optymalizacji wyników, które byłyby poprawne pod względem matematycznym, natomiast niemożliwe do uzyskania w rzeczywistym systemie transmisyjnym. W rozważanym przypadku, ograniczenia są następujące:

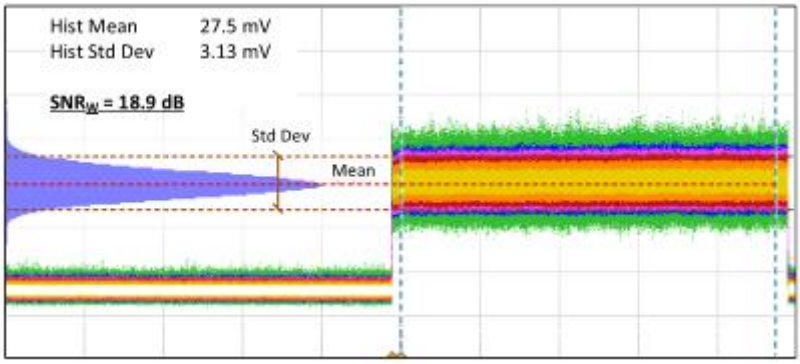
1) ograniczenie maksymalnego wzmocnienia wzmacniaczy (do poziomu 23 dB) – wynikające z własności fizycznych dwukierunkowych wzmacniaczy optycznych opartych o włókno domieszkowane jonami erbu,
2) ograniczenie maksymalnej mocy wyjściowej wzmacniaczy (nie więcej niż 3-6 dBm) – wynikające z możliwości wystąpienia w łączu efektów nieliniowych (rozpraszanie Brillouina).

Osobną kwestią związaną z ograniczeniami jest ocena uzyskiwanych rezultatów, zwłaszcza, że model ma służyć jako narzędzie wspomagające proces projektowania łącza. Można rozważyć przypadek, w którym na podstawie przeprowadzonych symulacji uzyska się rezultaty poprawne pod względem obliczeniowym, ale niewłaściwe z punktu widzenia fizycznej implementacji (np. zbyt niskie poziomy mocy sygnałów, zbyt mały odstęp sygnał-szum). Przypadek taki świadczyłby o błędnie przyjętych założeniach projektowych dla łącza (wymagających korekty), a uzyskiwane z przeprowadzonych symulacji rezultaty dają możliwość wczesnego wykrycia takich

problemów. Z tego względu możliwość uzyskiwanie rezultatów błędnych z punktu widzenia fizycznej implementacji, nie powinna być eliminowana poprzez definiowanie dodatkowych ograniczeń, branych pod uwagę w toku procesu optymalizacji.

## 2.7. Walidacja modelu łącza.

Walidacja modelu wiąże się z koniecznością odniesienia wyliczonych na podstawie zależności matematycznych wartości odstępu sygnał-szum w różnych strukturach łącza, do wartości zmierzonych w ekwiwalentym do modelowanego łączu fizycznym, w celu potwierdzenia zgodności uzyskiwanych rezultatów. Oznacza to konieczność opracowania właściwej metody pomiaru, pozwalającej określić odstęp sygnał szum w rzeczywistym łączu. W przeciwieństwie do podejścia przyjętego w modelowaniu zjawisk, dającego możliwość zastosowania zasady superpozycji i niezależnego traktowania różnych sygnałów, w łączu fizycznych skutki wszystkie rozważane dotychczas efektów uwidaczniają się w tym samym czasie i nie ma prostej możliwości ich niezależnej analizy. W związku z tym, do walidacji modelu wykorzystano metodę polegającą na analizie sygnału uzyskanego na wyjściu fotoodbiornika w module brzegowym (w punktach $Q_{LM}$ i $Q_{RM}$ zaznaczonych na rysunku 1.1). W sygnale tym można wyróżnić składową sygnału pożądanego w postaci przebiegu prostokątnego, oraz nakładający się na ten przebieg szum, będący skutkiem zachodzących w łączu zjawisk niepożądanych, co obrazuje rysunek 2.8.




Rysunek 2.8 Przykładowy przebieg sygnału obserwowanego na jednym z końców łącza. Na podstawie wyznaczonego histogramu dla poziomu wysokiego można wyznaczyć odstęp sygnał-szum.

Analizując przykładowy rezultat pomiarów, można zaobserwować wyraźnie większy poziom szumów w momencie, gdy sygnał osiąga poziom wysoki. Wynika to z faktu, że część składowych uwidocznionego szumu pochodzi z procesu zdudniania na fotodiodzie sygnałów niepożądanych z sygnałem pożądanym. Ponieważ w transmisji wykorzystywana jest modulacja intensywności światła, stąd produkty procesu zdudniania, w którym uczestniczy zmodulowany sygnał pożądany, zależą od wartości chwilowej jego mocy optycznej, i różnią się w zależności od tego, czy w sygnale występuje stan niski, o mniejszej wartości chwilowej mocy, czy stan wysoki, o mocy większej.

Bazując na analizie sygnału wyjściowego z fotoodbiornika, stosunek sygnał-szum można wyznaczyć w momencie, gdy modulowany sygnał pożądany osiąga

poziom wysoki. Dokonując uśrednienia wyznacza się wartość, jaką sygnał osiągnąłby w stanie wysokim, przy założeniu braku szumu. Z kolei wyznaczając histogram rozkładu wartości składowych szumowych, nakładających się na poziom wysoki w sygnał pożądany, określa się, na podstawie wyliczonego odchylenia standardowego, wartość skuteczną obserwowanego szumu. Odstęp sygnał szum stanowi stosunek wyznaczonej wartości średniej sygnału i wartości skutecznej szumu, zgodnie ze wzorem (2.51):

$$SNR = 20\log\frac{Hist\ Mean}{Hist\ Std\ Dev} \tag{2.51}$$

Proces walidacji modelu polegał na wykonaniu serii pomiarów z wykorzystaniem zestawionych w laboratorium łączy zawierających różną liczbę sekcji i wzmacniaczy i odniesieniu uzyskanych rezultatów do wyników symulacji. W odniesieniu do wprowadzanych zmian w łączach testowych, można wyszczególnić następującą hierarchię:

1) Struktura fizyczna łącza (długości sekcji światłowodowych) – stanowiąca element, który w rzeczywistym zastosowaniu będzie narzucony przez topologię geograficzną sieci, w ramach której miałby działać modelowany system transferu czasu i częstotliwości. W trakcie badań wykorzystano różne konfiguracje łącza, różniące się ilością i długościami sekcji światłowodowych.
2) Stosowany osprzęt – elementy, na które można wpłynąć na etapie projektowania łącza. Są to przykładowo selektywne izolatory optyczne (WSI) instalowane we wzmacniaczach. W procesie walidacji w ramach jednej, ustalonej topologii, przetestowano wpływ tego typu modyfikacji oraz ich odwzorowanie w modelu.
3) Nastawy wzmacniaczy – podstawowe i najprostsze w modyfikacji parametry wpływające na pracę systemu transferu czasu i częstotliwości. Badania obejmowały pomiary i symulacje dla różnych zestawów wzmocnień w ramach jednej topologii i zastosowanego ewentualnego osprzętu dodatkowego.

Przeprowadzona walidacja pozwoliła określić zgodność wartości odstępu sygnał-szum wyznaczonych w modelu i uzyskanych z wykonanych pomiarów nie gorszą niż 2 dB, co w odniesieniu do planowanych zastosowań w optymalizacji pracy łącza jest wartością w pełni akceptowalną [100]. Zestawienie przykładowych rezultatów uzyskanych z modelu oraz wyników pomiarów przedstawiono w tabeli 2.1.

Tabela 2.1 Zestawienie wyliczonych na podstawie modelu łącza wartości odsttępu sygnał-szum (SNR) z wynikami pomiarów, dla przykładowych konfiguracji łącza swiatłowodowego.

| **Struktura łącza**<br>długości odcinków w kilometrach – kolor niebieski<br>wzmocnienia wzmacniaczy w decybelach – kolor czarny | **SNR [dB] wyliczony** | | **SNR [dB] zmierzony** | |
|---|---|---|---|---|
| | LM | RM | LM | RM |
| LM \| 100 \| 14,2 \| 50 \| 10,5 \| 50 \| 7,7 \| 20 \| 11,3 \| 100 \| RM | 25,4 | 25,4 | 25,5 | 25,0 |
| LM \| 100 \| 18,6 \| 100 \| 14,4 \| 50 \| 8,0 \| 20 \| 11,2 \| 100 \| RM | 23,0 | 23,0 | 22,2 | 22,1 |
| LM \| 100 \| 21,6 \| 150 \| 16,7 \| 50 \| 8,2 \| 20 \| 11,5 \| 100 \| RM | 18,2 | 18,2 | 17,7 | 18,0 |

Użyteczność modelu została także potwierdzona poza środowiskiem laboratoryjnym - model z powodzeniem był wykorzystywany jako narzędzie wspomagające projektowanie, instalację i uruchamianie wielu światłowodowych łączy do transferu czasu i częstotliwości, w kraju i za granicą [60], [105]–[106].

* * *

Przedstawiony sposób modelowania zjawisk zachodzących w dwukierunkowym łączu do transferu czasu i częstotliwości, uwzględniający propagację sygnałów optycznych, zjawiska prowadzące do generacji sygnałów niepożądanych w domenie optycznej oraz procesy prowadzące do powstania szumu w domenie elektrycznej, pozwolił uzyskać narzędzie symulacyjne (model łącza), który z dokładnością nie gorszą niż 2 dB odwzorowuje rezultaty osiągane w łączu rzeczywistym. Uwzględniając możliwość przeprowadzenia optymalizacji pracy systemu, uzyskuje się narzędzie wspomagające proces projektowania i instalacji łączy, oraz ograniczające już na etapie projektu ryzyko doboru niewłaściwej topologii i/lub nastaw urządzeń, uniemożliwiających pracę systemu transmisyjnego. Z drugiej strony, model oparty o przedstawione rozwiązania może stanowić narzędzie do dalszych badań dotyczących światłowodowych systemów czasu i częstotliwości. W warunkach środowiska symulacyjnego można bez dużego nakładu czasu i kosztów związanego z instalacją i testowaniem łącza w warunkach rzeczywistych uzyskać ogólny pogląd dotyczący działania różnych konfiguracji łączy. Pozwala to określić, z jakimi potencjalnymi ograniczeniami, związanymi np. z długością sekcji światłowodowych, ilością wzmacniaczy, itp., trzeba się liczyć, projektując łącze do transferu czasu i częstotliwości.

# 3. Inicjalizacja i optymalizacja pracy łączy fizycznych

Przedstawiona w rozdziale 2 metoda optymalizacji pracy łącza, prowadzona przy wykorzystaniu jego modelu, stwarza dodatkowy poziom trudności, związany z wymogiem wiernego odwzorowania warunków fizycznych w modelu symulacyjnym. Odnosi się to nie tylko do konieczności opisania zachodzących w łączu zjawisk, ale także do wymogu przyjęcia dokładnych wartości parametrów łącza, takich jak długość odcinków światłowodów i ich tłumienność jednostkowa, straty związane z występowaniem połączeń zarówno rozłączalnych jak i spawanych, współczynniki rozpraszania Rayleigha poszczególnych odcinków światłowodu, itp. Na etapie projektu i przy założeniu, że do zestawienia łącza zostanie wykorzystana istniejąca infrastruktura światłowodowa, parametry te zazwyczaj można pozyskać z dokumentacji, dostarczonej np. przez zarządcę lub operatora danej sieci. Dokumentacja taka może jednak odbiegać od stanu faktycznego, zwłaszcza w przypadku, gdy przedstawione parametry są podane w oparciu o przyjęte założenia projektowe (np. jednakowe tłumienie wszystkich złączy na określonym poziomie, typowa tłumienność światłowodu), a nie w oparciu o wyniki wykonanych pomiarów. W rezultacie, uzyskane w toku przeprowadzonych obliczeń rozwiązanie może odbiegać od optymalnego, co pogorszy jakość przysyłanych w łączu sygnałów, a w skrajnych przypadkach może uniemożliwić prawidłowe działanie rozważanego systemu transferu czasu i częstotliwości.

Opisane powyżej problemy skłoniły autora do poszukiwania rozwiązań, które proces optymalizacji oparłyby o rezultaty wykonywanych na bieżąco pomiarów parametrów umożliwiających dokonanie oceny jakości przesyłanych sygnałów, tym samym eliminując wpływ potencjalnych niedoskonałości samego modelu. Podejście takie wymaga jednak, aby niezbędne układy pomiarowe stanowiły integralną część modułów brzegowych (lokalnego i zdalnego) systemu transferu czasu i częstotliwości. Ponadto możliwość oceny jakości pracy łącza wymaga jego wstępnego doprowadzenia do stanu działania (łącze musi zapewniać transmisję sygnałów pomiędzy modułami brzegowymi), tak aby wykonanie pomiarów było możliwe. W związku z tym proces optymalizacji pracy łącza musi zostać poprzedzony procedurą jego inicjalizacji.

Metoda optymalizacji bazująca na wynikach pomiarów wykonywanych w działającym systemie transferu czasu i częstotliwości stanowi nie tylko narzędzie wspomagające proces uruchamiania nowych łączy, zwłaszcza w przypadku, gdy parametry stosowanych linii światłowodowych nie są w pełni znane i łącze nie może zostać w pełni zamodelowane, ale może być również wykorzystywana w trakcie bieżącego utrzymania łącza. Dotyczy to chociażby przypadku wznowienia pracy łącza po awarii, kiedy jego parametry (np. tłumienie) mogły ulec zmianie, ale może odnosić się do zwykłej kontroli łącza, mającej na celu zapewnienie najwyższej jakości i niezawodności jego pracy. Ponieważ taka „kontrolna optymalizacja" byłaby wykonywana w łączu, które pracuje aktywnie, jej przeprowadzenie nie może zaburzyć tego działania. W szczególności niedozwolona jest sytuacja, w której zmiany wprowadzone na podstawie wyników pomiarów i przyjętego algorytmu optymalizacji,

doprowadziłyby do chociażby chwilowego przerwania transmisji i tym samym do utraty synchronizacji pomiędzy modułami brzegowymi.

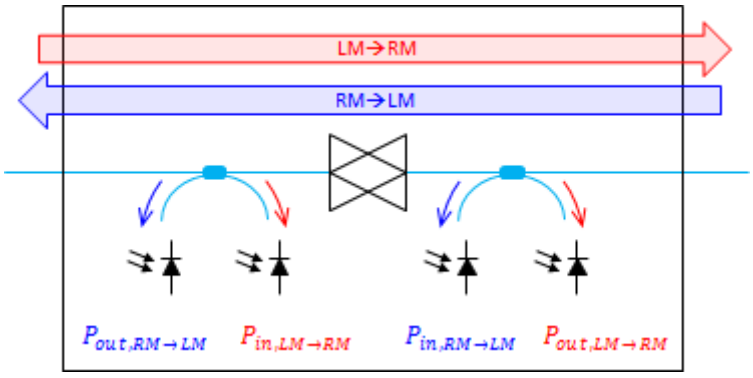
## 3.1. Pomiary wykonywane w łączu

Pomiary, które należy wykonać w łączu można podzielić dwie grupy - pomiary wymagane na etapie inicjalizacji pracy systemu transferu czasu i częstotliwości oraz pomiary pozwalające ocenić jakość przesyłanych sygnałów w działającym systemie, stosowane w procesie optymalizacji jego pracy. Pierwsza grupa odnosi się do pomiarów mocy optycznej sygnałów, która musi osiągnąć poziom równy przynajmniej wartości minimalnej, przy której detekcja w zastosowanym odbiorniku jest możliwa. Z kolei ocena jakości przesyłanych w łączu sygnałów została oparta o pomiar jittera. Parametr ten jest powiązany z rozważanym dotychczas odstępem sygnał-szum, co zostanie szerzej omówione w dalszej części rozdziału.

### 3.1.1. Pomiary mocy optycznej

W systemie transferu czasu i częstotliwości, pomiar mocy optycznej realizowany jest w dwojaki sposób, w zależności od tego, czy jest on wykonywany w modułach brzegowych, czy we wzmacniaczach optycznych. W przypadku modułów brzegowych, moc sygnału wyliczana jest wprost na podstawie prądu fotodiody odbiorczej, co pozwala uzyskać wartość średnią mocy sygnałów docierających do odbiornika. Ograniczeniem tej metody jest jednak brak selektywności, który pozwoliłby jednoznacznie odnieść wyznaczoną wartość mocy do sygnału pożądanego z pominięciem wpływu sygnałów z podwójnego rozpraszania Rayleigha i wzmocnionej emisji spontanicznej wzmacniaczy, które również docierają do odbiornika. W przypadku rozważanego systemu ELSTAB, rozwiązanie to zapewnia to zapewnia właściwe rezultaty dla większości typowych konfiguracji łączy.

Wyznaczenie mocy we wzmacniaczu optycznym wykonywane jest przy wykorzystaniu czterech fotodiod sprzęgniętych ze światłowodem stanowiącym główny tor optyczny i umożliwiających bezinwazyjne pomiary mocy sygnałów propagujących w obu kierunkach, zarówno na wejściu jak i na wyjściu wzmacniacza (zob. rysunek 3.1). Pomiary te mogą opierać się o metodę analogiczną do stosowanej w modułach brzegowych i umożliwiającą wyznaczenie średniej wartości mocy sygnałów optycznych, jednak ze względu na to, że uzyskiwane rezultaty wykorzystywane są do stabilizacji wzmocnienia wzmacniacza, zastosowano tu metodę zapewniającą selektywny pomiar mocy sygnału pożądanego. Metoda ta wykorzystuje cechę rozważanego systemu transmisyjnego, w którym wzorcowy sygnał częstotliwości jest transmitowany wprost, jako zmodulowana fala świetlna. Selektywność uzyskuje się poprzez zastosowanie za fotodiodą pomiarową filtru, którego pasmo jest dobrane do częstotliwości przesyłanego sygnału zmodulowanego (1 MHz). W rezultacie moc sygnału pożądanego wyliczana jest na podstawie składowej zmiennej prądu fotodiody, zależnej wprost od mocy tego sygnału, z wyeliminowaniem wpływu sygnałów niepożądanych.




Rysunek 3.1 Schemat dwukierunkowego wzmacniacza optycznego z zaznaczonymi fotodiodami do pomiaru mocy wejściowej i wyjściowej sygnałów propagujących w obu kierunkach (oznaczone strzałkami).

Przedstawione rozwiązania dotyczące pomiarów mocy optycznej sygnałów zostały zaimplementowane w urządzeniach składowych systemu czasu i częstotliwości już na etapie ich rozwoju i tym samym stanowiły gotowe rozwiązania, które wykorzystano w opracowywanych metodach inicjalizacji pracy łącza. Wyniki pomiarów mocy optycznej, nie są jednak wystarczające do określenia jakości pracy rozważanego łącza, stąd na potrzeby przeprowadzenia jego optymalizacji, konieczne było opracowanie i implementacja narzędzia, pozwalającego na ocenę tej jakości na podstawie wykonanych pomiarów.

### 3.1.2. Pomiary jakości pracy łącza

W rozwiązaniu wykorzystującym model łącza, ocena jakości pracy łącza i tym samym jakości przesyłanych sygnałów, była dokonywana na podstawie odstępu sygnał-szum. Parametr ten wyznaczany był na podstawie wyliczonych niezależnie wartości prądu fotodiody odpowiadających składowej sygnałowej i składowym szumowym. W rzeczywistym przypadku, detekcja sygnałów i zjawiska przekładające się na szum zachodzą jednocześnie, przez co pomiarowe wyznaczenie odstępu sygnał-szum wymaga przeprowadzenia szczegółowej analizy uzyskanego sygnału elektrycznego. Analiza taka mogłaby być przeprowadzona w dziedzinie częstotliwości, a jej przedmiotem byłaby widmowa gęstość mocy sygnału pochodzącego z fotodiody. W widmie takim można by wyróżnić składowe pochodzące od sygnału pożądanego – moc skupiona w widmie przesyłanego sygnału (sygnał prostokątny o częstotliwości 1 MHz) oraz składowe od zjawisk szumowych (np. widmo rozpraszania Rayleigha rozłożone w paśmie kilkunastu megaherców, widmo sygnału z ASE rozłożone w całym paśmie fotoodbiornika). W praktyce jednak, metoda taka wymagałaby użycia analizatora widma lub jego implementacji jako dedykowanego urządzenia pomiarowego, a uzyskiwany rezultat musiałby podlegać analizie pod kątem określenia mocy sygnału pożądanego i szumu. Z tego względu metoda oceny jakości sygnałów oparta o analizę widmową nie została zastosowana.

Alternatywną, do opisanego wyżej sposobu wyznaczania odstępu sygnał-szum, jest analiza sygnału wyjściowego z fotoodbiornika, prowadzona w dziedzinie czasu. Metoda ta została wykorzystana na potrzeby walidacji modelu łącza, opisanej w podrozdziale 2.7. Analiza sygnału w dziedzinie czasu wymaga zastosowania

oscyloskopu, najlepiej wyposażonego w funkcję wyznaczania histogramu, lub implementacji wymaganej funkcjonalności w dedykowanym urządzeniu pomiarowym. Problem stanowi tu konieczność zapewnienia w aparaturze pomiarowej relatywnie szerokiego pasma analogowego, odpowiadającego pasmu zastosowanego fotoodbiornika (w przypadku urządzeń stosowanych w toku prowadzonych badań jest to około 2 GHz). Zmniejszenie szerokości pasma prowadzi do zaburzenia wyznaczonej na podstawie przeprowadzonych pomiarów wartości odstępu sygnał-szum. W związku z tym, metoda ta była wykorzystywana jedynie w warunkach laboratoryjnych.

Ocenę jakości pracy łącza można również przeprowadzić na podstawie pomiaru jittera, czyli fluktuacji fazy występującej w przesyłanym w łączu sygnale. Tematyka jittera oraz metody jego pomiaru w rozważanym systemie transferu czasu i częstotliwości była przedmiotem pracy magisterskiej autora niniejszej dysertacji [107]. W związku z tym w dalszym opisie przedstawiono ogólną zasadę działania opracowanych rozwiązań, z pominięciem szczegółów dotyczących konstrukcji samego układu pomiarowego oraz walidacji jego działania.

Jitter w przesyłanym w łączu sygnale, uzyskanym na wyjściu fotoodbiornika, związanych jest z faktem, że sygnał ten ma charakter quasi-prostokątny i charakteryzuje się niezerową szybkością narastania/opadania zboczy (wynoszącą ~100 ps), a transmisja odbywa się w środowisku, które w sposób naturalny nie jest wolne od szumów (związanych zarówno z szumem własnym stosowanych układów, jak również zjawiskami niepożądanymi zachodzącymi w łączu). Obecność tych szumów sprawia, że wartość chwilowa sygnałów, przy obecności szumu może ulegać fluktuacjom. Jeśli weźmiemy pod uwagę, że w rozwiązaniach wymagających synchronizacji, przejście zbocza przez ustalony poziom referencyjny stanowi mechanizm taktujący, to w wyniku wspomnianych fluktuacji wartości chwilowej sygnałów, takie przejście może nastąpić z wyprzedzeniem lub opóźnieniem w stosunku do momentu idealnego (w którym przejście następuje co stały interwał czasu). W rezultacie uzyskuje się sygnał, w którym faza ulega nieznacznym fluktuacjom (w rozważanych przypadkach - rzędu kilki-kilkunastu pikosekund), określnych jako jitter.

Przeprowadzone badania pozwoliły określić wzajemną relację pomiędzy uzyskiwanym w łączu światłowodowym odstępem sygnał – szum, a jitterem występującym w przesyłanym sygnale [71]. Stwierdzono, że pogorszenie (zmniejszenie) odstępu sygnał – szum przekłada się proporcjonalnie na pogorszenie (zwiększenie) jittera. Jednocześnie, optima obu tych parametrów - maksimum odstępu sygnał – szum oraz minimum jittera – uzyskiwane dla właściwie dobranych wzmocnień zainstalowanych w łączu wzmacniaczy, pokrywają się [108]. Tym samym, pomiar jittera i przeprowadzona na jego podstawie optymalizacja pracy łącza, będą prowadziły do równie dobrych rezultatów, jak optymalizacja oparta o maksymalizację odstępu sygnał – szum.

Wyznaczenie jittera wymaga odniesienia badanego sygnału do sygnału referencyjnego (o takim samym kształcie i częstotliwości), w którym jitter nie występuje (lub jest pomijalnie mały) i wyznaczenia relacji fazowej między nimi. Operację tego typu można wykonać przy wykorzystaniu oscyloskopu, którym obserwuje się obarczony jitterem sygnał, jednocześnie wyzwalając podstawę czasu sygnałem referencyjnym (bez jittera). Inną koncepcją metody pomiaru jittera, jest wykorzystanie układu detektora fazy opartego o mieszacz podwójnie zrównoważony [109]. Zasadę działania takiego układu można przedstawić korzystając z zależności trygonometrycznych. Jeśli sygnał obarczony jitterem reprezentuje funkcja $\sin(2\pi ft + \varphi(t))$, gdzie $\varphi(t)$ odnosi się do fluktuacji fazy, czyli jittera, a funkcja $\cos(2\pi ft)$ reprezentuje sygnał pozbawiony jittera, to na wyjściu detektora fazy uzyskuje się sygnał, który można opisać zależnością:

$$\begin{aligned}\sin(2\pi ft + \varphi(t)) \cdot \cos(2\pi ft) \\ = \frac{1}{2}[\sin(2\pi ft + \varphi(t) - 2\pi ft) \\ + \sin(2\pi ft + \varphi(t) + 2\pi ft)]\end{aligned} \tag{3.1}$$

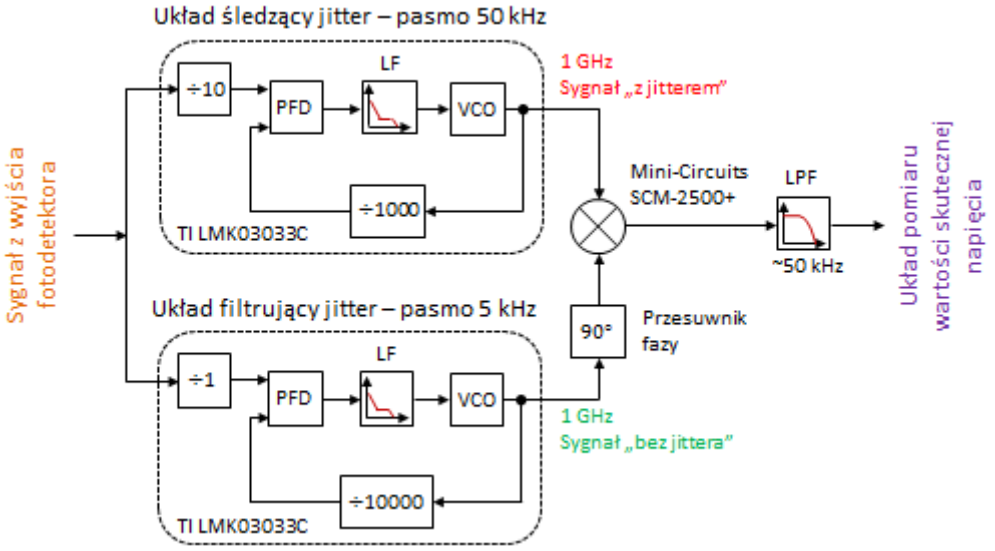
Produktem zachodzącego w rozważanym detektorze procesu mieszania jest suma składowych o częstotliwościach będących różnicą i sumą częstotliwości sygnałów doprowadzonych do wejść układu. Wykorzystując filtr dolnoprzepustowy, można usunąć drugą z tych składowych, która nie niesie użytecznej informacji. Z kolei przyjmując, że dla niewielkich zmian argumentu funkcji sinus obowiązuje zależność:

$$\sin(\varphi(t)) \propto \varphi(t), \tag{3.2}$$

na wyjściu detektora fazy uzyskuje się sygnał proporcjonalny do fluktuacji fazy, czyli właśnie jittera. Warunkiem poprawnej pracy mieszacza w takiej aplikacji jest, aby dorowadzone do niego sygnały były w kwadraturze, czyli aby były przesunięte względem siebie o 90 stopni.

Praktyczna realizacja układu pomiarowego, opartego o koncepcję detekcji fazy z wykorzystaniem mieszacza, niesie za sobą konieczność sprostania kilku problemom. Po pierwsze, w rozważanych długodystansowych systemach transferu czasu i częstotliwości, pozbawiony jittera sygnał referencyjny dostępny jest jedynie na początku łącza, w module lokalnym. Po drugie, jitter rzędu pojedynczych pikosekund, jest około 5-6 rzędów wielkości mniejszy od okresu przesyłanego w łączu sygnału, co w konsekwencji przekłada się na małą wartość skuteczną napięcia na wyjściu mieszacza. Rozwiązanie tych problemów stanowi zastosowanie dwóch działających równolegle układów pętli synchronizacji fazy (ang. Phase Locked Loop - PLL), z których jeden pracuje jako układ redukujący jitter w sygnale (ang. jitter-cleaner) [99], a drugi jako układ śledzący, przekazujący jitter ze swojego wejścia na wyjście (ang. jitter-tracker). W ten sposób z przesyłanego w łączu sygnału można wytworzyć lokalny sygnał referencyjny, w którym jitter będzie zredukowany do pomijalnego poziomu. Dodatkowo, oba układy pętli synchronizacji fazy dokonują powielenia częstotliwości

doprowadzonego do nich sygnału (w przedstawionym rozwiązaniu z 1 MHz do 1 GHz), w efekcie czego relacja jittera do okresu sygnału jest tysiąckrotnie większa niż w przypadku bez powielenia częstotliwości, co przekłada się na zwiększenie wartości skutecznej napięcia wyjściowego mieszacza. Uproszczony schemat blokowy urządzenia do pomiaru jittera przedstawiono na poniższym rysunku 3.2.




Rysunek 3.2 Schemat blokowy układu do pomiaru jittera. Przyjęte oznaczenia: LF – filtr pętlowy (Loop Filter), PFD – detektor fazy częstotliwości (Phase Frequency Detector), VCO – generator sterowany napięciem (Voltage Controlled Oscillator), bloczki oznaczone symbolem dzielenia – dzielniki częstotliwości.

Właściwą, spośród wymienionych wyżej, aplikację układu pętli sprzężenia fazowego uzyskuje się poprzez odpowiedni dobór pasma filtru dolnoprzepustowego, stanowiącego integralną część tego układu. W ogólnym przypadku, pasmo układu śledzącego jitter powinno być szerokie, aby układ pokrywał szerokie pasmo jittera i był w stanie nadążać za szybkimi fluktuacjami fazy, z kolei pasmo układu redukującego jitter powinno być wąskie, tym samym redukując fluktuacje w swoim sygnale wyjściowym. Dobór szerokości pasm należy więc rozpocząć od określenia szerokości widma jittera. Można tu posłużyć się teorią dotyczącą próbkowania sygnałów. Jak już wspominano, jitter związany jest z faktem, że w wyniku transmisji sygnału quasi-prostokątnego w środowisku w którym występują szumy, wartości chwilowe tego sygnału mogą ulegać fluktuacjom. Odnosi się to również do zboczy charakteryzujących się pewnym nachyleniem, co w konsekwencji prowadzi do powstania jittera, gdyż moment przecięcie poziomu referencyjnego przez wspomniane zbocza również ulega fluktuacjom. Traktując proces powstawania jittera jako próbkowanie szumu (jitter wynika z fluktuacji wartości chwilowej, wpływającej także na zbocza sygnału, które występują co stały interwał czasu), można przyjąć, że szerokość spektralna widma jittera, będzie równa połowie częstotliwości przesyłanego sygnału, czyli w rozważnym systemie transferu czasu i częstotliwości – 500 kHz (przy założeniu, że pod uwagę brane są jedynie zbocza narastające). Jednocześnie składowe widmo szumu, który występując w łączu przyczynił się do powstania jittera, a jednocześnie charakteryzuje się szerokim pasmem, są poprzez zjawisko aliasingu, przeniesione w pasmo częstotliwości do pierwszej strefy Nyquista (0-500 kHz) [110].

rozpraszanie Rayleigha czy rozpraszanie Brillouina.

### 3.3. Procedura optymalizacji pracy

Inicjalizacja wielu przypadkach nie i zredukowane w kolejnych krokach pojedynczej korekty [111] – [113]. Odwzorowanie przestrzeni (algorytm Simpleks, algorytmy genetyczne, algorytmy heurystyczne, itp.)

jednak skutkować pogorszeniem jakości przesyłanych w łączu sygnałów. Wówczas zmiana jest wycofywana, a w następnym kroku sprawdzany jest wpływ zmniejszenia wzmocnienia na pracę łącza (krok ten jest pomijany, jeśli od momentu inicjalizacji nie wprowadzano żadnych zmian, przez co redukcja wzmocnienia mogłaby uniemożliwić poprawne działanie łącza). Analogicznie, jak przy zwiększaniu wzmocnień, zmiana prowadząca do poprawy jakości przesyłanych sygnałów jest zachowywana, a krok jest powtarzany tak długo, dopóki odnosi pozytywny skutek, lub do momentu osiągnięcia przyjętego limitu zmian.

Zaproponowane rozwiązanie, w którym korekta wzmocnienia wzmacniacza wykonywana jest tak długo, dopóki przekłada się na poprawę jakości pracy łącza, zapewnia, że dany wzmacniacz zostanie ustawiony optymalnie (co jednak nie jest jeszcze jednoznaczne z optymalną pracą całego łącza). Optimum wzmocnienia występuje także w przypadku, gdy zarówno pierwsza próba zwiększenia jak i następująca zaraz po niej próba zmniejszenia wzmocnienia wybranego urządzenia prowadzą do pogorszenia jakości przesyłanych sygnałów. Ustawienie wzmacniacza w stan pracy optymalnej lub wykrycie, że stan ten występuje bez konieczności wprowadzania zmian wzmocnienia, skutkuje zakończeniem optymalizacji pracy danego urządzenia i powtórzeniem procedury w kolejnym zainstalowanym w łączu wzmacniaczu. Dodatkowo, wzmacniacz, w którym wykryto optimum wzmocnienia, powinien zostać zaliczony do globalnej (w obrębie łącza) puli wzmacniaczy ustawionych optymalnie. Jeśli po zakończeniu optymalizacji nastaw kolejnych zainstalowanych w łączu wzmacniaczy, wszystkie one znajdują się w puli urządzeń ustawionych optymalnie, należy przyjąć, że całe łącze pracuje w warunkach optymalnych, gdyż zmiana wzmocnienia któregokolwiek wzmacniacza przełoży się na pogorszenie jakości przesyłanych sygnałów. Z drugiej strony, jeśli w toku zmian wprowadzonych we wzmacniaczach, zostanie zachowana jakakolwiek zmiana wzmocnienia, to pula wzmacniaczy ustawionych optymalnie musi być wyzerowana. Zmiana wzmocnienia któregokolwiek ze wzmacniaczy zmienia warunki panujące w łączu, co narzuca konieczność sprawdzenia, czy wzmacniacze dotychczas zidentyfikowane jako ustawione optymalnie, nadal znajdują się w tym optimum.

Korekty wzmocnień wzmacniaczy, wprowadzane w trakcie procesu optymalizacji, muszą obejmować wszystkie zainstalowane w łączu urządzenia, gdyż dopiero po sprawdzeniu nastaw każdego z nich można określić, czy całe łącze pracuje przy ustawieniach optymalnych. Przeprowadzone po zaimplementowaniu procedury optymalizacyjnej badania eksperymentalne, pozwoliły stwierdzić, że kolejność, w jakiej wzmacniacze poddawane są modyfikacjom, nie jest istotna, a uzyskiwane w każdym przypadku rezultaty końcowe (zestaw optymalnych wzmocnień i odpowiadający mu jitter w sygnale odbieranym w modułach brzegowych) są ze sobą zgodne.

W dotychczasowym rozważaniu dotyczącym procedury optymalizacji przyjęto, że w trakcie jej wykonywania wprowadza się niewielkie zmiany wzmocnienia kolejnych wzmacniaczy, analizując wpływ tej modyfikacji na jakość przesyłanych

sygnałów. Krok takiej zmiany musi być jednak na tyle duży, aby będąca jego skutkiem zmiana jittera, przekładającego się na sygnał napięciowy na wyjściu urządzenia pomiarowego, przewyższała fluktuacje tego sygnału, wynikające z szumów samego urządzenia pomiarowego, rzędu pojedynczych (2-3) miliwoltów. W toku prowadzonych eksperymentów ustalono, że wartość tego kroku powinna wynosić około 0,5 – 1 dB, co przekłada się na zmiany napięcia (powiązane ze zmianami jittera) na wyjściu urządzania pomiarowego rzędu przynajmniej kilku-kilkunastu miliwoltów (przy czym im bliżej optimum pracy łącza, tym mniejsze zmiany napięcia). Mniejsze zmiany wzmocnienia przekładają się na mniejsze zmiany rezultatów pomiarów, co w momencie zbliżania się do punktu optymalnej pracy systemu może prowadzić do zwiększenia ilości błędnych decyzji, które wprawdzie nie powinny zaburzyć pracy łącza, ale stanową niepotrzebne zwiększenie ilości iteracji procedury optymalizacyjnej. Z drugiej strony, przyjęty krok zmian wzmocnienia rzędu 1 dB może prowadzić do sytuacji, w której system transferu czasu i częstotliwości pracuje w warunkach bardzo bliskich optimum, ale jego osiągnięcie, z uwagi na przyjętą wartość kroku zmian nie jest możliwe. Dodatkowo, jak już wspomniano w warunkach takich zmiany jittera są niewielkie, a tym samym zmiany napięcia na wyjściu zastosowanego urządzenia pomiarowego mogą być praktycznie niezauważalne na tle szumu samego urządzenia. Czynniki te powodują, że procedura optymalizacyjna może nie być w stanie samoczynnie się zakończyć. W związku z tym wszystkie wykorzystywane w procedurze dane z urządzenia do pomiaru jittera uzyskiwane są w wyniku uśredniania przynajmniej kilku odczytów, a dodatkowo przyjęto ograniczenia, na podstawie którego zmiany napięcia na wyjściu tego urządzenia mniejsze niż odgórnie przyjęte wartość (w implementacji przyjęto 5 mV) są traktowane jako pomijalne, nie mające wpływu na pracę łącza, co następnie jest uwzględniane w stosowanym w procedurze kryterium decyzyjnym i w kolejnych krokach prowadzonej procedury optymalizacji.

## 3.4. Wyznaczenie jakości pracy łącza – kryteria decyzyjne

Kryterium decyzyjne stanowi nieodłączny element procesu optymalizacji pracy działającego systemu do transferu czasu i częstotliwości, pozwalający określić, jaki efekt odniosły wprowadzone zmiany wzmocnienia. W toku prowadzonych badań zaimplementowano i przetestowano trzy kryteria:

1) Kryterium minimax, w którym decyzja odnośnie poprawy lub pogorszenia jakości pracy łącza podejmowana jest na podstawie wzajemnej relacji parametrów określających jakość pracy łącza, wyznaczonych przed i po wprowadzonej zmianie wzmocnienia.
2) Kryterium uproszczone, w którym decyzja odnośnie poprawy lub pogorszenia jakości pracy łącza stanowi wypadkową zmian jakości pracy łącza na obydwu końcach łącza przed i po wprowadzonej zmianie wzmocnienia.
3) Kryterium „jednostronne”, w którym w którym decyzja odnośnie poprawy lub pogorszenia jakości pracy łącza podejmowana jest na podstawie zmiany jakości pracy łącza, wyznaczonej tylko na jednym z jego końców.

Jako rozwiązanie podstawowe przyjęto implementację kryterium decyzyjnego minimax, co stanowiło naturalną konsekwencję wykorzystania tego właśnie rozwiązania w procedurze optymalizacji pracy łącza, wykorzystującej jego model symulacyjny. W toku podejmowania decyzji odnośnie wpływu wprowadzonej zmiany wzmocnienia na pracę łącza, pod uwagę brane są wyniki pomiarów jakości pracy łącza z obydwu jego końców, uzyskane przed i po wprowadzeniu tej zmiany. Istotna jest nie tylko sama zmiana tych parametrów, ale też wzajemna relacja między nimi. Kryterium takie jest uniwersalne i może być stosowane zarówno w systemach przesyłających niezależnie sygnały z dwóch różnych wzorców znajdujących się na obu końcach łącza, jak również w systemach dystrybucyjnych, wykorzystujących transmisję sygnału w zamkniętej pętli.

Kryterium decyzyjne minimax ze względu na swój uniwersalizm oraz konieczność zapewnienia niezawodności działania, dość złożone, a do podjęcia decyzji analizowana jest wzajemna relacji pomiędzy wszystkimi parametrami, zarówno uzyskanymi przed, jak i po wprowadzaniu zmiany wzmacniania wybranego wzmacniacza. Tak szczegółowa analiza nie jest konieczna w przypadku systemów dystrybucji czasu i częstotliwości działających w zamkniętej pętli, gdzie jitter mierzony w obu modułach charakteryzuje się korelacją. W ujęciu statystycznym, jitter można wyrazić jako odchylenie standardowe ($\sigma_{jitter}$) fluktuacji fazy, występujących w transmitowanym sygnale, a jego przyczyna leży w zachodzących w łączu zjawiskach niepożądanych. W przypadku transmisji w jedną stroną (od modułu lokalnego do zdalnego), przesyłany w łączu sygnał jest jednorazowo narażony na czynniki degradujące jego jakość, stąd jitter zmierzony w module zdalnym ($j_{RM}$) można wprost opisać zależnością:

$$j_{RM} = \sigma_{jitter}. \tag{3.3}$$

Z kolei jitter mierzony w module lokalnym odnosi się do sygnału, który z modułu zdalnego jest bez żadnego przetwarzania odsyłany z powrotem. Tym samym sygnał ten jest ponownie narażony na czynniki degradujące jego jakość podczas transmisji. Zakładając, że degradacja ta następuje niezależnie od kierunku propagacji sygnałów, jitter w module lokalnym, w sygnale zawróconym, można opisać zależnością:

$$j_{LM} = \sqrt{\sigma_{jitter}^2 + \sigma_{jitter}^2} = \sqrt{2} \cdot \sigma_{jitter}. \tag{3.4}$$

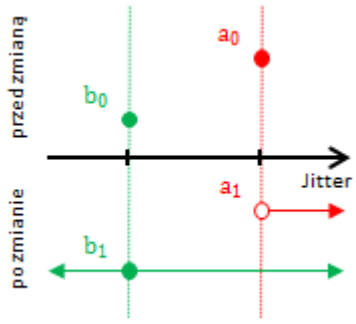
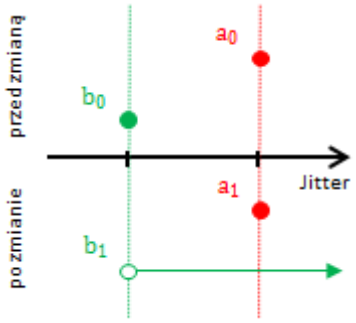
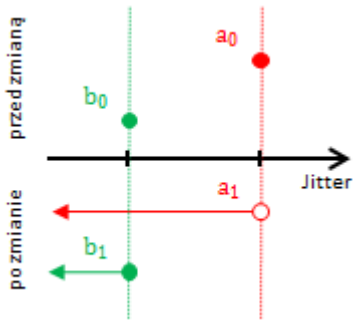
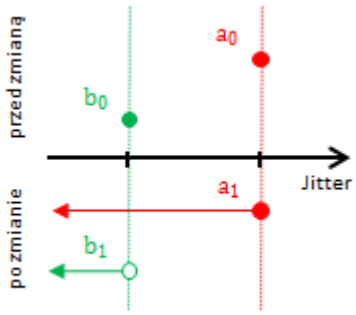
Na tej podstawie można stwierdzić, że jitter zmierzony w module lokalnym, czyli w sygnale, który dwukrotnie propagował przez łącze, będzie $\sqrt{2}$ razy większy niż w module zdalnym, gdzie sygnał propagował przez łącze jednokrotnie. W związku z tym w procedurze optymalizacji pracy łącza zaimplementowano i przeanalizowano kryterium uproszczone, w którym pominięto analizę wzajemnej relacji między parametrami zmierzonymi w obu modułach, skupiając się jedynie na wypadkowej zmianie jakości pracy łącza.

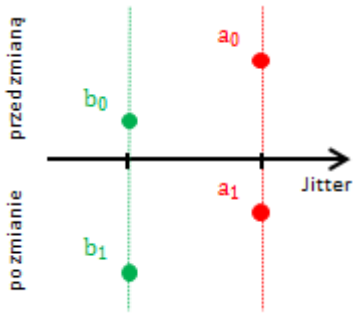
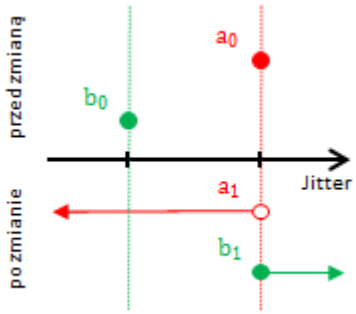
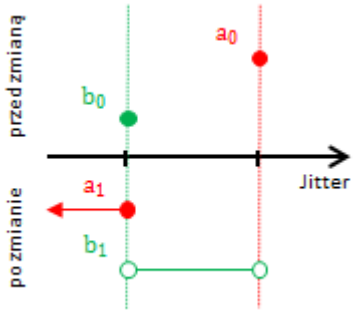
Ostatnie kryterium decyzyjne wykorzystuje rezultat pomiaru jakości przesyłanych sygnałów wykonany tylko w jednym z modułów brzegowych. Zastosowanie takiego podejścia jest uzasadnione w przypadku wspomnianych już systemów dystrybucyjnych, w których jitter mierzony na obydwu końcach łącza charakteryzuje się wzajemną korelacją. Kryterium to może również zostać wykorzystane w sytuacji, w której nie można zapewnić możliwości wykonania pomiarów w obydwu modułach brzegowych (awaria lub brak dostępu do zewnętrznej sieci zapewniającej zdalne zarządzenie modułem).

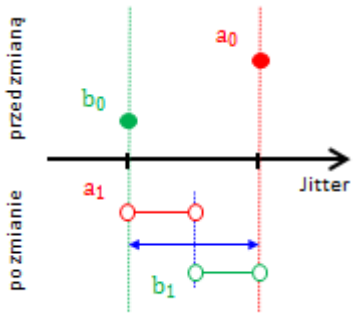
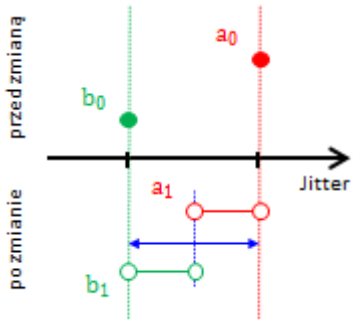
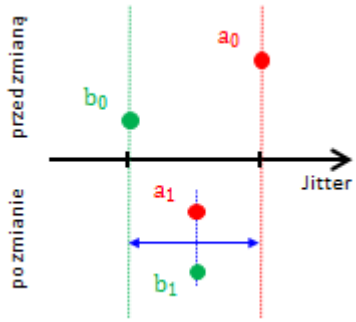
### 3.4.1. Implementacja kryterium decyzyjnego minimax

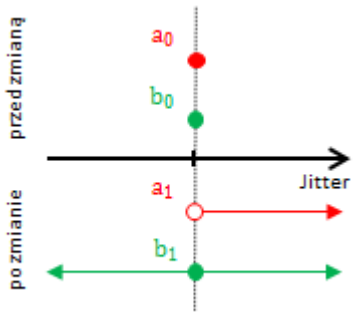
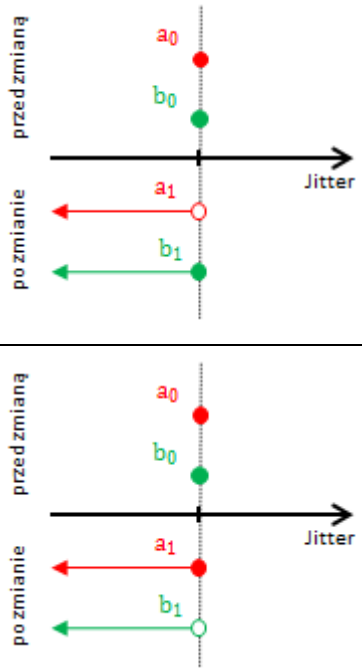
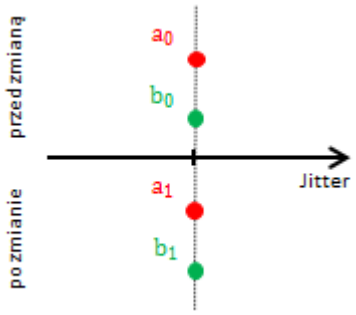
Implementacja kryterium decyzyjnego minimax na potrzeby zastosowań w optymalizacji pracy długodystansowych łączy światłowodowych, obejmuje szereg przypadków wzajemnych relacji pomiędzy wartościami jittera zmierzonych na końcach łącza. Decyzja podejmowana jest na podstawie pomiarów wykonanych w dwóch krokach. Punktami wyjściowymi są wartości uzyskane przed dokonaniem zmiany wzmocnienia (oznaczone jako $a_0$ i $b_0$), do których odnosi się rezultaty uzyskane w kroku drugim - po wprowadzeniu tej zmiany (odpowiednio $a_1$ i $b_1$). W implementacji przyjęto, że wywołując kryterium decyzyjne, parametr $a_0$ jest zawsze gorszy (zmierzony jitter jest większy) od $b_0$, ewentualnie oba te parametry są sobie równe. Chcąc zachować uniwersalizm opisu, zwłaszcza, że kryterium to może być stosowane także w systemach transmisyjnych działających dwukierunkowo, ale nie w zamkniętej pętli, przyjęto, że parametry $a$ i $b$ nie są przypisane do konkretnych modułów brzegowych systemu transmisyjnego. Opisy każdego z rozważanych przypadków, wraz z ich reprezentacją graficzną oraz z uwzględnieniem zwracanej przez kryterium decyzji, zebrano w tabeli 3.1. Należy mieć na uwadze, że część przedstawionych zależności może nie wystąpić, lub ich wystąpienie jest mało prawdopodobne. Jednakże, ze względu na fakt, że wyniki pomiarów mogą być obarczone błędami (np. będących skutkiem szumu), w implementacji kryterium ujęto wszystkie, także teoretycznie niemożliwe relacje między parametrami, tak, aby w każdych warunkach uzyskać jednoznaczny rezultat.

Tabela 3.1 Implementacja kryterium decyzyjnego minimax - analiza przypadków wzajemnej relacji pomiędzy mierzonymi parametrami. Przedstawione na wykresach punkty i przedziały należy rzutować na oś jittera. Reprezentacja graficzna obrazuje położenie parametrów uzyskanych przed wprowadzeniem zmiany wzmocnienia ($a_0$, $b_0$) oraz punkty i/lub przedziały, w jakich mogą znajdować się parametry po wprowadzeniu tej zmiany ($a_1$, $b_1$). W przypadku przedziałów wartości jittera, kółko niezamalowane oznacza, że przedział rozpoczyna lub kończy się w danym punkcie, ale go nie obejmuje.

| | **Reprezentacja graficzna** | **Opis przypadku** |
|---|---|---|
| Przypadek 1 |  | Gorszy z parametrów ($a_0$) uległ pogorszeniu – po zmianie wzmocnienia jitter zwiększył się. Oznacza to jednoznaczne pogorszenie pracy łącza, bez konieczności sprawdzania, jakiej zmianie uległ drugi (lepszy) parametr.<br>$$a_0 > b_0 \; oraz \; a_1 > a_0 \; oraz \; b_1 - dowolne$$<br>Zwracany rezultat: **POGORSZENIE** |
| Przypadek 2 |  | Gorszy z parametrów ($a_0$) nie zmienił się w wyniku wprowadzonej zmiany wzmocnienia, natomiast parametr lepszy ($b_0$) uległ pogorszeniu.<br>$$a_0 > b_0 \; oraz \; a_1 = a_0 \; oraz \; b_1 > b_0$$<br>Zwracany rezultat: **POGORSZENIE** |
| Przypadek 3a |  | Gorszy z parametrów ($a_0$) uległ poprawie w wyniku wprowadzonej zmiany wzmocnienia, natomiast parametr lepszy ($b_0$) nie zmienił się lub uległ poprawie.<br>$$a_0 > b_0 \; oraz \; a_1 < a_0 \; oraz \; b_1 \leq b_0$$<br>Zwracany rezultat: **POPRAWA** |
| Przypadek 3b |  | Gorszy z parametrów ($a_0$) nie zmienił się lub uległ poprawie w wyniku wprowadzonej zmiany wzmocnienia, natomiast parametr lepszy ($b_0$) uległ poprawie.<br>$$a_0 > b_0 \; oraz \; a_1 \leq a_0 \; oraz \; b_1 < b_0$$<br>Zwracany rezultat: **POPRAWA** |

| | | |
|---|---|---|
| Przypadek 4 |  | Oba parametry nie uległy zmianie lub ich zmiana jest na tyle niewielka, że może zostać odrzucona, ze względu na ograniczenie czułości zastosowanych urządzeń pomiarowych.<br>$$a_0 > b_0 \; oraz \; a_1 = a_0 \; oraz \; b_1 = b_0$$<br>Zwracany rezultat: **BEZ ZMIAN** |
| Przypadek 5 |  | Gorszy z parametrów ($a_0$) uległ poprawie w wyniku wprowadzonej zmiany wzmocnienia. Jednocześnie parametr lepszy () uległ pogorszeniu, osiągając wartość równą lub większą wartości parametru gorszego sprzed zmiany.<br>$$a_0 > b_0 \; oraz \; a_1 < a_0 \; oraz \; b_1 \geq a_0$$<br>Zwracany rezultat: **POGORSZENIE** |
| Przypadek 6 |  | Gorszy z parametrów ($a_0$) uległ poprawie w wyniku wprowadzonej zmiany wzmocnienia i osiągnął wartość mniejszą lub równą wartości drugiego z parametrów sprzed zmiany. Jednocześnie drugi parametr ($b_0$) uległ pogorszeniu, jednak nie przekroczył wartości parametru gorszego sprzed zmiany.<br>$$a_0 > b_0 \; oraz \; a_1 \leq b_0 \; oraz \; b_0 < b_1 < a_0$$<br>Zwracany rezultat: **POPRAWA** |

| | | |
|---|---|---|
| Przypadek 7a |  | Parametry wyznaczone po zmianie wzmocnienia mieszczą się w przedziale wyznaczonym przez parametry sprzed zmiany. Gorszy z parametrów ($a_0$) uległ poprawie, a lepszy ($b_0$) - pogorszeniu. Jednocześnie odwróceniu uległa wzajemna relacja między parametrami – przed zmianą wzmocnienia, parametr „$a$” jest gorszy od parametru „$b$”, natomiast po zmianie wzmocnienia parametr „$b$” jest gorszy od parametru „$a$”. Szerokości przedziałów w jakich mieszczą się parametry $a_1$ i $b_1$ nie muszą być równe, a fakt ten nie jest uwzględniany w kryterium decyzyjnym.<br>$a_0 > b_0\ oraz\ a_1 < b_1 oraz\ a_1 > b_0\ oraz\ b_1 < a_0$<br>Zwracany rezultat: **POGORSZENIE** |
| Przypadek 7b |  | Parametry wyznaczone po zmianie wzmocnienia mieszczą się w przedziale wyznaczonym przez parametry sprzed zmiany. Gorszy z parametrów ($a_0$) uległ poprawie, a lepszy ($b_0$) - pogorszeniu. Wzajemna relacja pomiędzy parametrami jest zachowana – zarówno przed, jak i po zmianie wzmocnienia, parametr „$a$” pozostaje gorszy od parametru „$b$”. Szerokości przedziałów w jakich mieszczą się parametry $a_1$ i $b_1$ nie muszą być równe, a fakt ten nie jest uwzględniany w kryterium decyzyjnym.<br>$a_0 > b_0\ oraz\ a_1 > b_1 oraz\ a_1 < a_0\ oraz\ b_1 > b_0$<br>Zwracany rezultat: **POPRAWA** |
| Przypadek 7c |  | Parametry wyznaczone po zmianie wzmocnienia ulegają zrównaniu i mieszczą się w przedziale wyznaczonym przez parametry sprzed zmiany. Gorszy z parametrów ($a_0$) uległ poprawie, a lepszy ($b_0$) - pogorszeniu. W kryterium nie jest uwzględniane w jakim stopniu parametry uległy pogorszeniu/poprawie.<br>$a_0 > b_0\ oraz\ a_1 = b_1 oraz\ a_1 < a_0\ oraz\ b_1 > b_0$<br>Zwracany rezultat: **POPRAWA** |

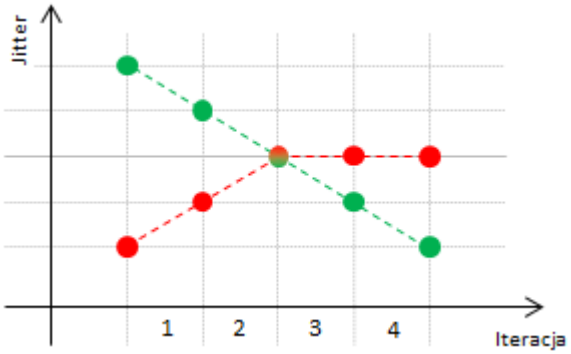
<table>
<tr><td>Przypadek 8a</td><td rowspan="2"> 
</td><td rowspan="2">Wartości parametrów wyznaczone przed zmianą wzmocnienia są sobie równe. Jeśli w wyniku zmiany wzmocnienia przynajmniej jeden z parametrów uległ pogorszeniu, to świadczy to o pogorszeniu jakości pracy całego łącza, bez konieczności sprawdzania, czy i jakiej zmianie uległ drugi parametr.<br><br>8a: $a_0 = b_0 \; oraz \; a_1 > a_0 \; oraz \; b_1 - dowolne$<br><br>8b: $a_0 = b_0 \; oraz \; a_1 - dowolne \; oraz \; b_1 > b_0$<br><br>Zwracany rezultat: POGORSZENIE</td></tr>
<tr><td>Przypadek 8b</td></tr>
<tr><td>Przypadek 9a</td><td rowspan="2"> 
</td><td rowspan="2">Wartości parametrów wyznaczone przed zmianą wzmocnienia są sobie równe. Poprawa dowolnego z parametrów ($a_1$ w przypadku 9a lub $b_1$ w przypadku 9b) przy jednoczesnym braku zmiany lub poprawie drugiego z nich świadczy o poprawie jakości pracy całego łącza.<br><br>9a: $a_0 = b_0 \; oraz \; a_1 < a_0 \; oraz \; b_1 \leq b_0$<br><br>9b: $a_0 = b_0 \; oraz \; a_1 \leq a_0 \; oraz \; b_1 < b_0$<br><br>Zwracany rezultat: POPRAWA</td></tr>
<tr><td>Przypadek 9b</td></tr>
<tr><td>Przypadek 10</td><td> 
</td><td>Wartości parametrów wyznaczone zarówno przed, jaki i po zmianie wzmocnienia są sobie równe lub ich zmiana jest na tyle niewielka, że może zostać odrzucona, ze względu na ograniczenie czułości zastosowanych urządzeń pomiarowych.<br><br>$a_0 = b_0 = a_1 = b_1$<br><br>Zwracany rezultat: BEZ ZMIAN</td></tr>
</table>

Przedstawione w powyższej tabeli przypadki obejmują szereg wzajemnych relacji parametrów (rezultaty pomiarów jittera na obydwu końcach łącza, wykonanych przed i po wykonaniu zmiany wzmocnienia), jakie potencjalnie mogą wystąpić w trakcie prowadzonej optymalizacji, i na podstawie których podejmowana jest decyzja odnośnie wpływu wprowadzonej zmiany na pracę łącza w jego globalnym ujęciu. Zwracany rezultat uzyskiwany jest w oparciu o ogólną zasadę działania kryterium minimax, z uwzględnieniem, że decyzja podejmowana jest na podstawie pomiarów wykonanych w działającym łączu (przed i po wprowadzeniu zmiany wzmocnienia) i ma ona wpływ na jego pracę. Priorytetem jest poprawa gorszego z parametrów, czyli zmniejszenie jittera na tym końcu łącza, w którym zmierzono wartość większą. Stąd też gorszy z parametrów ($a_0$), stanowi górną granicę, której przekroczenie przez którąkolwiek z pozostałych wartości zmierzonych po wprowadzonej zmianie wzmocnienia ($a_1$ i/lub $b_1$), świadczy jednoznacznie o pogorszeniu jakości pracy łącza. Z drugiej strony, dolną granicę wyznacza parametr lepszy ($b_0$), a jej przekroczenie stanowi o poprawie jakości pracy łącza, pod warunkiem, że granicę tą przekroczyły oba parametry lub przekroczył ją jeden z parametrów, a jednocześnie drugi nie osiągnął granicy górnej (przypadek 6). Tym samym dopuszcza się sytuację, w której jeden z parametrów ulega pogorszeniu, ale wypadkowo jakość pracy łącza ulega poprawie (korzyści przewyższają straty).

Jednoczesna poprawa gorszego z parametrów i pogorszenie lepszego z nich może również prowadzić do sytuacji, w której obie wartości zmierzone po dokonaniu zmiany wzmocnienia znajdą się pomiędzy granicami – dolną i górną, określonymi wartościami parametrów sprzed wprowadzonej zmiany (przypadek 7a-c). W implementacji kryterium decyzyjnego przyjęto, że sytuacja taka świadczy o poprawie wypadkowej jakości pracy łącza, pod warunkiem, że zachowana jest wzajemna relacja pomiędzy parametrami, czyli zarówno przed zmianą jak i po zmianie wzmocnienia parametr „$a$” jest gorszy od parametru „$b$”, lub też, gdy następuje zrównanie parametrów zmierzonych po wprowadzeniu zmiany. Ograniczenie takie zapewnia, że dopuszczalne są jedynie zmiany skutkujące obniżeniem górnej granicy przedziału mierzonych parametrów, wynikającej z poprawy gorszego z nich. Dopuszczenie odwrócenia wzajemnej relacji między parametrami (potraktowanie przypadku 7a jako POPRAWY), mogłoby doprowadzić do potencjalnej sytuacji, w której zmiany wzmocnień wprowadzane w kolejnych iteracjach przeciwdziałałyby sobie nawzajem, prowadząc do zapętlenia procedury optymalizacyjnej.

Zrównanie się parametrów w rezultacie wprowadzonej zmiany wzmocnienia, może, ale nie musi świadczyć o osiągnięciu optimum pracy łącza. Jeśli w kolejnych iteracjach procedury optymalizacyjnej przynajmniej jeden z parametrów ulegnie dalszej poprawie, to jest to traktowane jako całościowa poprawa jakości pracy łącza (różnica wartości parametrów zmierzonych na obydwu końcach może wynikać z asymetrii fizycznej topologii łącza). Warto również zauważyć, że zrównanie się mierzonych parametrów w sytuacji stopniowego zawężania przedziału ich wartości (gdy parametr gorszy ulega poprawie, a jednocześnie lepszy ulega pogorszeniu), można rozpatrywać

jako optimum nastawy wzmacniacza, którego regulacja doprowadziła do takiego stanu. Dalsza poprawa jakości pracy łącza mogłaby wystąpić jedynie w sytuacji, gdy w kolejnych iteracjach trend wzrostowy dotychczas pogarszającego się parametru ulega zahamowaniu lub odwróceniu (rysunek 3.5). O ile przy regulacji tylko jednego ze wzmacniaczy taka zmiana trendu jest mało prawdopodobna, o tyle regulując pozostałe wzmacniacze, można potencjalnie spodziewać się dalszej poprawy.




Rysunek 3.5 Trend zmian parametrów świadczący o poprawie jakości pracy łącza - przypadek szczególny (zob. opis w tekście).

Przeciwdziałanie sytuacji, w której wzajemna relacja pomiędzy parametrami $a$ i $b$, wyznaczonymi przed i po zmianie wzmocnienia zostaje odwrócona, odnosi się jedynie do przypadku 7a, gdzie, jak już wspomniano, brak takiego ograniczenia mógłby uniemożliwić zakończenie działania procedury optymalizacyjnej. Wzajemna relacja pomiędzy mierzonymi parametrami wynika z warunków, w jakich w danej chwili znajduje się łącze, a jej odwrócenie może potencjalnie stanowić niezbędny krok do osiągnięcia optymalnych warunków pracy. Z tego też względu, poza wspomnianym przypadkiem 7a, w omawianym kryterium decyzyjnym są przypadki w których odwrócenie relacji parametrów jest dopuszczalne. Sytuacja taka ma miejsce w opisanym wyżej przykładzie, gdzie w toku kolejnych iteracji, wartości obu mierzonych parametrów zbliżają się do siebie, ulegają zrównaniu, po czym lepszy z nich ulega dalszej poprawie, a drugi, dotychczas gorszy, nie ulega dalszemu pogarszaniu. W takim przypadku odwrócenie wzajemnej relacji parametrów nie następuje w wyniku pojedynczej zmiany wzmocnienia, ale jest rozłożone na kilka kroków. Kryterium decyzyjne dopuszcza jednak odwrócenie relacji nawet dla pojedynczej zmiany wzmocnienia, co może mieć miejsce, gdy zmiana ta prowadzi do poprawy obydwu mierzonych parametrów. W takiej sytuacji, obustronna poprawa jakości przesyłanych w łączu sygnałów jest bardziej korzystna niż wpływ wprowadzonej zmiany na wzajemną relację parametrów. Jeszcze inną, szczególną sytuacją, w której dopuszczalne jest odwrócenie relacji parametrów w pojedynczej iteracji, jest wspomniany już przypadek 6, w którym odwrócenie relacji pozwala stwierdzić, że korzyść wynikająca z poprawy parametru gorszego przewyższa poniesione straty, związane z pogorszeniem lepszego z nich.

Spośród przypadków potencjalnej, wzajemnej relacji wartości mierzonych parametrów, przedstawionych w tabeli 3.1, zdecydowana większość zwraca

jednoznaczny rezultat dotyczący wpływu wprowadzonej zmiany wzmocnienia na wypadkową jakość pracy łącza. W procedurze optymalizacyjnej zmiana, która doprowadziła do poprawy jakości jest zachowywana, a w przypadku pogorszenia – wycofywana. Sytuację szczególną stanowią jednak przypadki 4 i 10, w których oba mierzone parametry nie uległy zmianie w wyniku wprowadzonej modyfikacji wzmocnienia i taki właśnie rezultat jest zwrócony przez kryterium decyzyjne. Ze względu na to, że w sytuacji takiej nie odnosi się żadnej korzyści z punktu widzenia poprawy jakości pracy łącza, zmiana wzmocnienia zostaje wycofana.

### 3.4.2. Implementacja uproszczonego kryterium decyzyjnego

Uproszczone kryterium decyzyjne pozwala dokonać oceny wpływu wprowadzonej zmiany wzmocnienia wybranego wzmacniacza, z pominięciem szczegółowej analizy wzajemnej relacji pomiędzy rezultatami pomiarów wykonanych w modułach brzegowych, przed i po dokonaniu zmiany. Decyzja stanowiąca o poprawie bądź pogorszeniu jakości pracy łącza, podejmowana jest na podstawie parametrów, wiążących ze sobą wartości jittera zmierzone na obydwu końcach łącza. Parametry te zdefiniowane są jako:

$$j_0 = \sqrt{\left(j_{LM,0}\right)^2 + \left(j_{RM,0}\right)^2}, \tag{3.5}$$

gdzie $j_{LM,0}$ i $j_{RM,0}$ odpowiadają wartościom jittera zmierzonego na obydwu końcach przed wprowadzeniem zmiany wzmocnienia, oraz:

$$j_1 = \sqrt{\left(j_{LM,1}\right)^2 + \left(j_{RM,1}\right)^2}, \tag{3.6}$$

gdzie $j_{LM,1}$ i $j_{RM,1}$ odpowiadają wartościom jittera zmierzonego po wprowadzeniu zmiany.

Zwiększenie wartości parametru $j_1$w stosunku do $j_0$ świadczy o pogorszeniu jakości pracy łącza i oznacza, że wprowadzona zmiana powinna zostać wycofana. Analogicznie zmniejszenie wartości parametru $j_1$ w stosunku do $j_0$ stanowi o poprawie jakości pracy łącza, co oznacza, że wprowadzoną zmianę można podtrzymać. Ze względu na ograniczoną czułość urządzeń pomiarowych, należy przyjąć próg zmian wartości parametru $j$, poniżej którego stwierdza się brak wpływu wprowadzonej zmiany wzmocnienia na jakość pracy łącza. Wartość tego progu powinna być $\sqrt{2}$ razy większa, niż czułość stosowanych urządzeń, ze względu na to, że rezultaty pomiarów powiązane są ze sobą jako pierwiastek sumy ich kwadratów. Podobnie jak w przypadku kryterium minimax, stwierdzenie braku wpływu wprowadzonej zmiany wzmocnienia na jakość pracy łącza daje podstawę do wycofania tej zmiany, ze względu na brak uzyskanej korzyści.

Uproszczone kryterium decyzyjne nie wymaga określenia relacji pomiędzy parametrami, w szczególności wskazania, który z parametrów uzyskanych przed wprowadzeniem zmiany wzmocnienia był lepszy, a który gorszy. W toku

podejmowania decyzji nie jest wykrywany przypadek odwrócenia wzajemnej relacji między parametrami. Kryterium dopuszcza sytuację, w której w wyniku wprowadzonej zmiany wzmocnienia, jeden z parametrów ulega pogorszeniu w stosunku do wartości przed zmianą, przy czym jednocześnie musi wystąpić poprawa drugiego z nich. Oznacza to, że pomimo pogorszenia jednego z parametrów, wypadkowa jakość pracy całego łącza ulega poprawie.

### 3.4.3. Kryterium decyzyjne wykorzystujące jednostronny pomiar jakości pracy łącza

Implementacja kryterium opartego o jednostronny pomiar jakości pracy łącza jest najprostszą spośród omawianych w niniejszej pracy. Decyzja dotycząca wpływu wprowadzonej zmiany wzmocnienia, podejmowana jest na podstawie porównania wartości jittera w jednym z modułów brzegowych, zmierzonych przed i po jej wprowadzeniu. Poprawa parametru, czyli zmniejszenie wartości mierzonego jittera traktowane jest jako poprawa pracy całego łącza i stanowi podstawę do zachowania wprowadzonej zmiany wzmocnienia. Analogicznie, pogorszenie (zwiększenie wartości) mierzonego parametru oznacza pogorszenie pracy całego łącza, oznaczające konieczność wycofania wprowadzonej zmiany. Tak jak w przypadku pozostałych kryteriów, jeśli modyfikacji wzmocnienia nie towarzyszy zmiana wartości mierzonego jittera, lub zmiana ta jest mniejsza niż czułość stosowanego urządzenia pomiarowego, modyfikacja jest traktowana jest jako niemająca wpływu na pracę łącza i w związku z tym – wycofywana ze względu na brak uzyskanych korzyści.

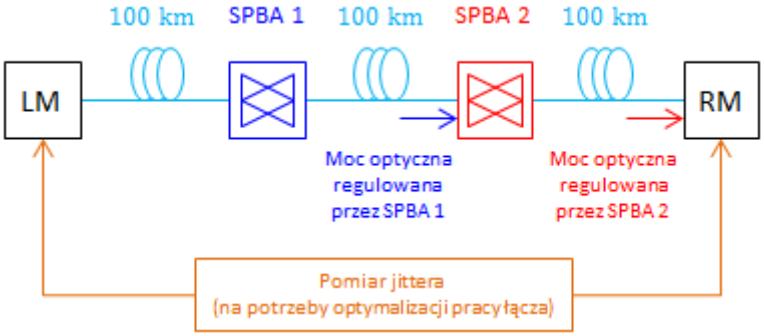
## 3.5. Procedury inicjalizacji i optymalizacji pracy łącza – wyniki eksperymentalne

Część eksperymentalna obejmowała weryfikację działania zaimplementowanych procedur uruchamiania i optymalizacji pracy światłowodowego systemu transferu czasu i częstotliwości. Eksperymenty prowadzone były zarówno w warunkach laboratoryjnych, w których topologia łącza (długości odcinków, tłumienie stosowanych włókien, ilość złączy, itp.) była w pełni znana, jak również w łączu „polowym", w którym system transferu czasu i częstotliwości został zainstalowany na trasie Warszawa – Wyszków – Ostrołęka – Łomża i wykorzystywał istniejącą infrastrukturę telekomunikacyjną. W trakcje tych badań przetestowano m.in. zbieżność procedury optymalizacyjnej, sprawdzając, czy każdorazowo prowadzi ona do zgodnych rezultatów. W toku prowadzonych eksperymentów zmianom poddawano następujące parametry:

- początkowe nastawy wzmacniaczy,
- kolejność urządzeń, których nastawy poddawano modyfikacjom,
- zastosowane kryterium decyzyjne.

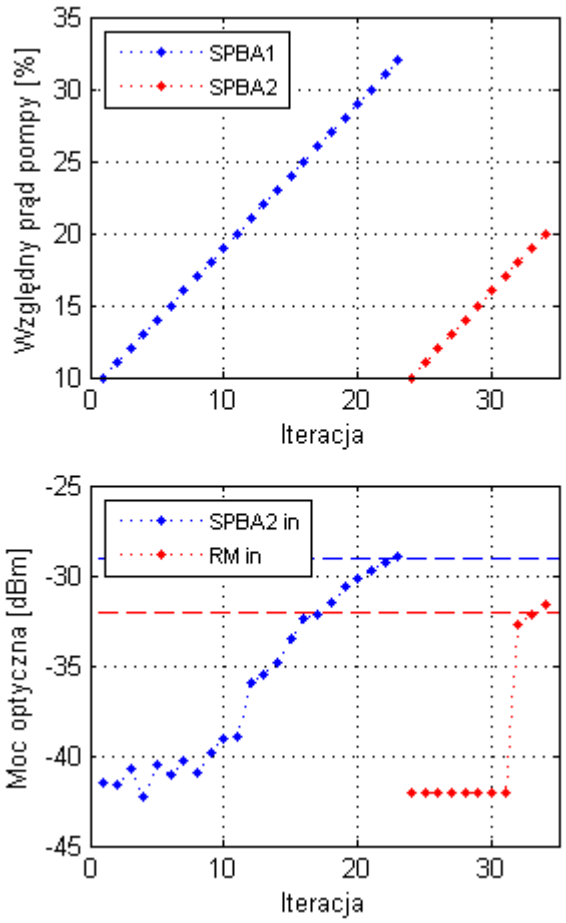
Pierwsze testy, mające na celu ogólną ocenę funkcjonowania procedur inicjalizacji pracy sytemu transferu czasu i częstotliwości oraz jego późniejszej optymalizacji przeprowadzono przy wykorzystaniu zestawionego w laboratorium łącza

o sumarycznej długości 300 km. W łączu tym zainstalowano dwa wzmacniacze optyczne, zlokalizowane co 100 km. We wszystkich urządzeniach była możliwość wykonania pomiarów mocy sygnałów, natomiast w modułach brzegowych zainstalowano urządzenia do pomiaru jittera. Zastosowany system transmisyjny działał dwukierunkowo w układzie zamkniętej pętli, zapewniając stabilizację czasu propagacji sygnału w łączu. Schemat łącza przedstawiono na rysunku 3.6.




Rysunek 3.6 Schemat blokowy łącza testowego, uwzględniający kierunek propagacji sygnałów wykorzystywanych w procedurze wstępnego automatycznego doboru wzmocnień.

W toku prowadzonych eksperymentów, przedstawione łącze było uruchamiane zgodnie z opisaną we wcześniejszej części rozdziału procedurą inicjalizacyjną. Po wyłączeniu obu wzmacniaczy, w pierwszej kolejności skontrolowano, czy moc optyczna docierająca do SPBA1 z modułu lokalnego (LM) osiąga wartość wystarczającą do wykonania jej pomiarów (moduł lokalny nie umożliwia regulacji mocy na swoim wyjściu). W przedstawionym łączu testowym moc ta wynosiła około -22 dBm. Następnie regulowano prąd pompy pierwszego wzmacniacza, tak aby poziom mocy sygnału w SPBA 2 uzyskał wartość powyżej założonego progu, wynoszącego -29 dBm. Po spełnieniu tego warunku, czynność powtórzono, regulując wzmacniacz SPBA 2 i kontrolując moc w module zdalnym (RM), gdzie próg wymaganej mocy był niższy i wynosił -32 dBm. O poprawnym uruchomieniu rozważanego systemu transmisyjnego świadczyło uzyskanie synchronizmu pomiędzy modułami brzegowymi, sygnalizowane przez te urządzenia. Rezultaty pomiarów wykonanych w trakcie badania procedury inicjalizacji pracy łącza, przedstawiono na rysunku 3.7.



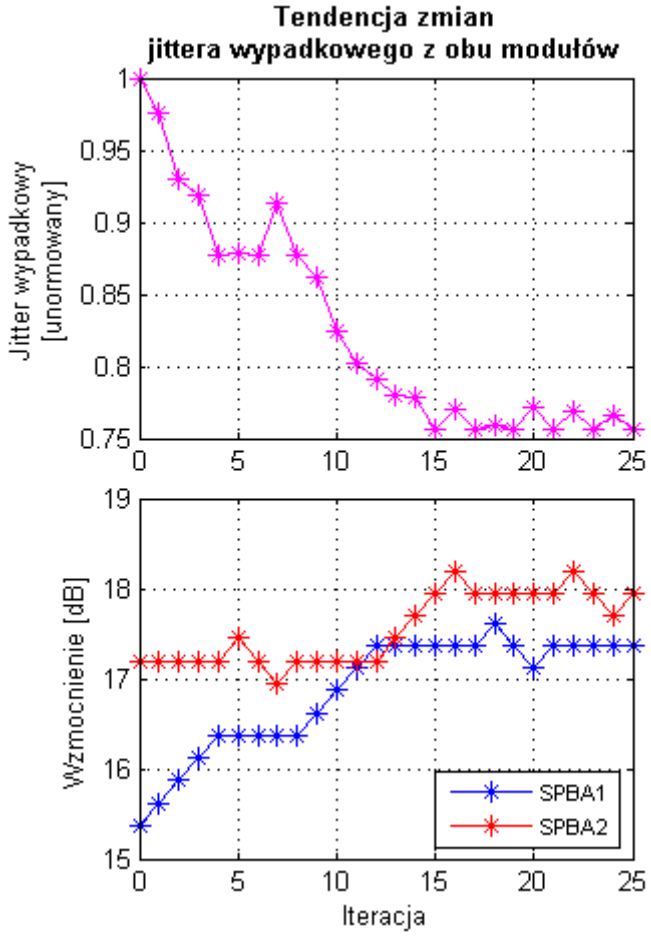

Rysunek 3.7 Przebieg procedury inicjalizacji pracy łącza testowego – górny wykres obrazuje zmiany prądu pompy we wzmacniaczach (zaczynając od poziomu 10%), a wykres dolny - poziom mocy optycznej, zmierzony na wejściu kolejnego urządzenia. Kolorowe, przerywane linie poziome oznaczają przyjęte progi mocy, których osiągnięcie kończy zwiększanie prądu pompy w odpowiednim wzmacniaczu.

Inicjalizacja pracy łącza testowego wymagała w sumie 34 iteracji, z czego pierwsze 23 dotyczyły zmian prądu pompy we wzmacniaczu SPBA 1, a kolejne 11 – zmian prądu pompy we wzmacniaczu SPBA 2. Pierwszy krok wykonany w każdym ze wzmacniaczy (iteracje nr 1 oraz 24) wiąże się ze zwiększeniem prądu pompy do poziomu 10%, natomiast każda kolejna iteracja związana jest ze zmianą prądu pompy o 1%, do momentu, gdy moc sygnału mierzonego w kolejnym zainstalowanym w łączu urządzeniu, osiągnie założony próg. W przypadku wzmacniacza, przyjęto relatywnie wysoką wartość progową równą -29 dBm, co było podyktowane chęcią uzyskania jednoznacznych wyników, wskazujących, że zmierzona wartość jest rezultatem wynikającym z wprowadzonych zmian wzmocnienia. Natomiast w module brzegowym, gdzie w układzie pomiarowym zaimplementowano mechanizm odrzucania wyników zbyt małych do zapewnienia prawidłowości transmisji sygnałów (wartości poniżej -32 dBm), jako próg mocy przyjęto właśnie -32 dBm.

Przeprowadzone testy potwierdziły, że zaproponowana procedura inicjalizacji pracy systemu transferu czasu i częstotliwości pozwala na skuteczne ustawienie zainstalowanych w łączu wzmacniaczy. Pomimo, iż po uruchomieniu transmisja zachodzi w dwóch kierunkach, do prawidłowego działania łącza wystarczy ustawić

kolejno wzmacniacze, poczynając od urządzenia zlokalizowanego najbliżej modułu lokalnego i idąc dalej w kierunku modułu zdalnego. We wszystkich przeprowadzonych próbach, ustawienie wzmacniaczy kontrolując tylko jeden kierunek propagacji sygnałów było wystarczające, aby sygnały optyczne mogły propagować także w kierunku przeciwnym, bez konieczności podejmowania jakichkolwiek dodatkowych kroków.

Kolejnym etapem prowadzonych testów było sprawdzenie działania procedur optymalizacji pracy łącza, zaimplementowanych zgodnie z opisem przedstawionym w podrozdziale 3.3. Podczas eksperymentów przyjęto, że krok zmian wzmocnienia wynosi 0,25 dB, a jednorazowo można wprowadzić nie więcej niż 4 korekty wzmocnienia (dopuszczalna maksymalna, jednorazowa zmiana o 1dB). Przykładowy zapis wyników uzyskiwanych w trakcie prowadzonej optymalizacji przedstawia rysunek 3.8.



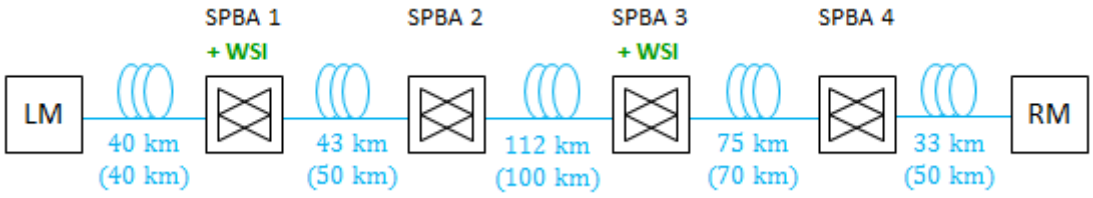

Rysunek 3.8 Przebieg procesu optymalizacji pracy łącza testowego. Górny wykres obrazuje tendencję zmian jittera wypadkowego (uwzględniający jitter zmierzony w obu modułach brzegowych), stanowiącego parametr na podstawie którego podejmowano decyzję odnośnie podtrzymania lub wycofania zmiany. Oznaczenie iteracji jest tożsame do obu wykresów.

Przedstawione rezultaty obrazują tendencję zmian wypadkowego jittera (górny wykres), wyznaczonego jako pierwiastek sumy kwadratów wartości zmierzonych w module lokalnym i zdalnym, w zależności od wprowadzanych zmian wzmocnienia

(dolny wykres). Ponieważ w tym eksperymencie istotne było zbadanie wpływu procedury optymalizacji na uzyskiwaną wypadkową jakość pracy łącza, bez rozgraniczenia na zmiany jakości w modułach brzegowych, dla ułatwienia analizy wyliczoną wartość wypadkową unormowano do wartości maksymalnej. W przedstawionym przypadku wartość taka występowała na samym początku procedury optymalizacyjnej, czyli dla wartości wzmocnień uzyskanych w rezultacie działania badanej wcześniej procedury automatycznego uruchamiania systemu transmisyjnego.

Przeprowadzona procedura optymalizacyjna doprowadziła do zredukowania wyjściowej wartości wypadkowej jittera o około 24%. W przedstawionym przypadku, najistotniejszy wpływ na poprawę jakości pracy łącza miało zwiększenie wzmocnienia wzmacniacza SPBA 1. Warto tu zauważyć, że po osiągnięciu limitu dopuszczalnych jednorazowo zmian, próba regulacji drugiego wzmacniacza nie przyniosła rezultatu – zarówno zwiększenie jak i zmniejszenie wzmocnienia wzmacniacza SPBA 2 prowadziło do pogorszenia jakości pracy łącza. Dopiero po kolejnej serii zmian zastosowanych w SPBA 1 (gdzie ponownie osiągnięto dopuszczalny limit), modyfikacja wzmocnienia SPBA 2 odniosło pozytywny skutek. Zwiększając wzmocnienie wzmacniacza SPBA 2, analogicznie jak w przypadku pierwszego urządzenia wykonano cztery dopuszczalne zmiany, przy czym ostatnia z nich (iteracja 16) skutkowała pogorszeniem pracy łącza i została wycofana. Ostatnia seria zmian (iteracje 17-25) pozwala stwierdzić, że dobrane wzmocnienia zapewniają optymalną pracę łącza – zarówno zwiększenie jak i zmniejszenie wzmocnienia kolejno, pierwszego i drugiego wzmacniacza, przekładają się na pogorszenie jakości pracy łącza.

Omówione wyżej testy potwierdziły skuteczność działania zaproponowanych procedur uruchamiania i optymalizacji pracy systemu transferu czasu i częstotliwości, jednak do ich przeprowadzenia wykorzystywano łącze o symetrycznej topologii i równych długościach odcinków światłowodów. W kolejnym kroku łącze zostało zmodyfikowane poprzez zwiększenie liczby wzmacniaczy do czterech oraz zróżnicowanie długości światłowodów łączących urządzenia. Eksperymenty prowadzone były zarówno w warunkach laboratoryjnych jak i w łączu zestawionym na trasie Warszawa – Wyszków – Ostrołęka – Łomża. Struktura fizyczna łącza zestawionego w laboratorium została w maksymalnym stopniu dopasowana do infrastruktury, zlokalizowanej pomiędzy wymienionymi miastami. Schemat łącza z zaznaczonymi długościami odcinków przedstawiono na rysunku 3.9.




Rysunek 3.9 Schemat blokowy łącza Warszawa-Łomża. W nawiasach podano długości sekcji dla odpowiednika zestawionego w laboratorium.

Jak można zauważyć, zainstalowane w łączu wzmacniacze SPBA 1 i SPBA 3 zostały wyposażone w selektywne izolatory optyczne (WSI), które w danym kierunku przepuszczają jedynie sygnały o długości fali odpowiadającej sygnałom pożądanym, tym samym uniemożliwiając wzmacnianie sygnałów rozproszonych, pochodzących np. z rozpraszania Rayleigha (zob. szerszy opis w podrozdziale 1.4). Zastosowanie izolatorów optycznych wpływa na jakość pracy łącza, stąd też należało sprawdzić, czy zaproponowane procedury uruchamiania, a przede wszystkim optymalizacji będą w stanie prawidłowo wysterować wzmacniacz wyposażony w izolator, czy też konieczne będzie podjęcie szczególnych kroków, związanych z obsługą takiego urządzenia.

Testy przeprowadzone przy użyciu zarówno łącza zestawionego w laboratorium, jak i łącza pomiędzy Warszawą a Łomżą, potwierdziły prawidłowość działania procedury automatycznego uruchamiania systemu transferu czasu i częstotliwości także w przypadku bardziej złożonych topologii. Procedura uruchamiania nie wymagała wprowadzania żadnych zmian w związku z wykorzystaniem wzmacniaczy wyposażonych w izolator optyczny. Warunki niezbędne do uruchomienia dwukierunkowej transmisji pomiędzy modułami brzegowymi udało się zapewnić już w przypadku ustawienia wymaganych progów mocy sygnałów docierających do urządzeń na wartość –32 dBm, czyli nieznacznie powyżej poziomów szumów własnych stosowanych urządzeń pomiarowych, przy czym dla zwiększenia niezawodności działania łącza uzasadnione jest jednak przyjęcie progów nieco wyższych. W łączu polowym pomiędzy Warszawą a Łomżą przyjęto progi o wartości –28 dBm.

Prowadzone eksperymenty związane z testowaniem procedury automatycznego doboru wzmocnień, niezbędnych do uruchomienia rozważanego systemu transmisyjnego, uzupełniono o pomiarową weryfikację tłumień odcinków światłowodów i porównanie uzyskanych rezultatów z wartościami spodziewanymi. Dostarczona dokumentacja trasy Warszawa – Wyszków – Ostrołęka – Łomża zawierała jedynie długości odcinków pomiędzy urządzeniami, bez informacji o ich wypadkowym tłumieniu (związanym z tłumiennością samego światłowodu, ale także stratami wprowadzanymi np. przez złącza). Przyjmując jednostkowe tłumienie na kilometr długości światłowodu, równe 0,2 dB/km oraz pomijając inne, potencjalne źródła straty, oszacowano spodziewane tłumienie poszczególnych sekcji światłowodów. Z kolei pomiar tłumienia każdej sekcji, łączącej dwa urządzenia, polegał na wykonaniu pomiarów mocy wyjściowej wybranego wzmacniacza oraz mocy na wejściu urządzenia z nim sąsiadującego (kolejny wzmacniacz lub moduł zdalny) i obliczenia na tej podstawie strat wprowadzanych przez łączący dane urządzenia odcinek światłowodu. Uzyskane rezultaty zebrano w tabeli 3.2.

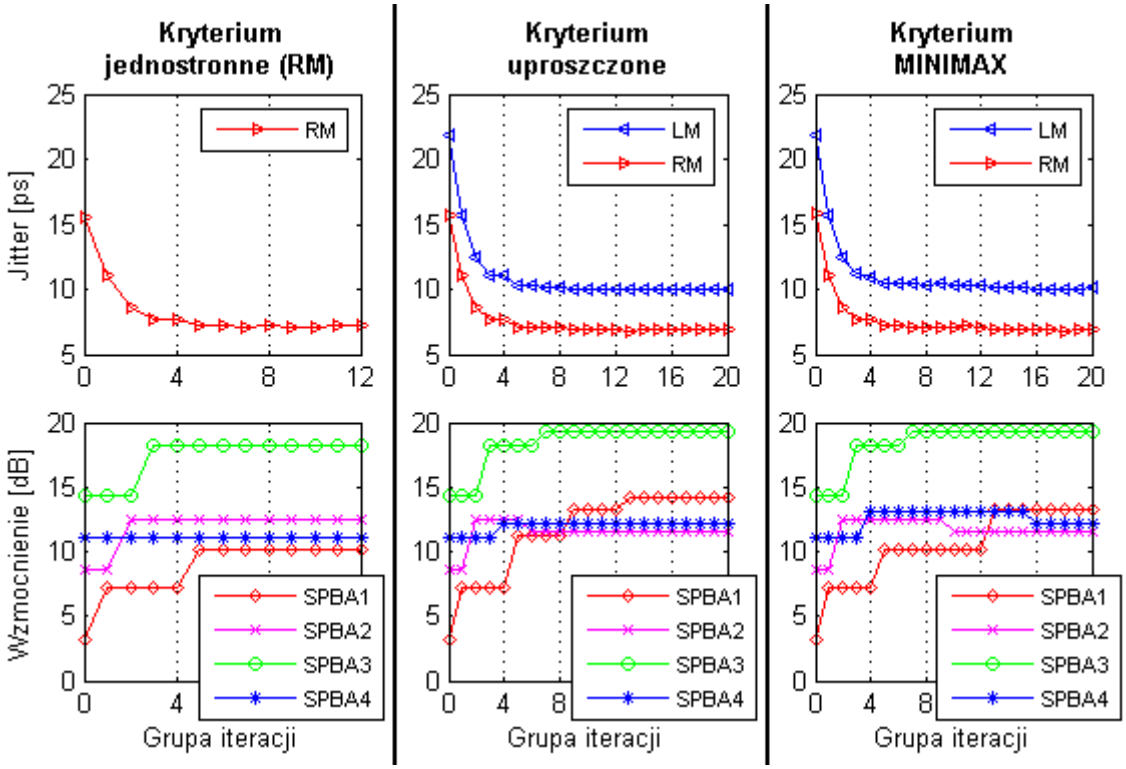
Tabela 3.2 Porównanie spodziewanych i zmierzonych tłumień sekcji światłowodowych w łączu testowym Warszawa - Łomża.

| **Długość sekcji** | **Spodziewane tłumienie** | **Tłumienie zmierzone** |
|---|---|---|
| 40 km | 8,00 dB | 8,02 dB |
| 43 km | 8,60 dB | 8,68 dB |
| 112 km | 22,40 dB | 26,46 dB |
| 75 km | 15,00 dB | 19,37 dB |
| 33 km | 6,60 dB | 12,53 dB |

Przedstawione dane wskazują, że szacunkowa wartość tłumienia danej sekcji może znacząco odbiegać o wartości rzeczywistej. W badanym przypadku maksymalna różnica sięga niemal 6 dB, co w skrajnym przypadku może doprowadzić do niewłaściwego ustawienia wzmocnień wzmacniaczy i uniemożliwić transmisję sygnałów w łączu. Problem taki mógłby wystąpić w przypadku przyjęcia spodziewanych tłumień (z pominięciem strat wprowadzanych np. przez złącza, które nie były znane) w opisanym w rozdziale 2 modelu symulacyjnym. Bez szczegółowej wiedzy dotyczącej danego odcinka, ciężko jest wnioskować, skąd faktycznie wynika różnica pomiędzy wartościami tłumienia – oczekiwaną i zmierzoną Zaproponowane procedury inicjalizacji i optymalizacji pracy systemu transferu czasu i częstotliwości działają w oparciu o wykonywane pomiary, a nie założone wartości, przez co rezultat ich działania jest w większym stopniu dopasowany do aktualnych warunków panujących w łączu.

Kolejna seria eksperymentów obejmowała przetestowanie skuteczności optymalizacji pracy łącza o asymetrycznej topologii, wykorzystującego wzmacniacze wyposażone w izolatory optyczne. W trakcie tych testów położono także większy nacisk na analizę wyników pomiarów jittera, wykonywanych w modułach brzegowych. W toku prowadzonych eksperymentów zaobserwowano, że uzyskiwane rezultaty pomiarów charakteryzują się większymi fluktuacjami, niż miało to miejsce w przypadku prostszej topologii łącza wykorzystywanej we wcześniejszej fazie eksperymentów. Z tego względu rezultaty uwzględniane w procedurze optymalizacji uzyskiwano jako uśrednienie wyników dziesięciu pomiarów. Dodatkowo, koniecznym okazało się przyjęcie kroku modyfikacji równego 1 dB, który pozwalał jednoznacznie określić, czy zmiana mierzonych wartości związana jest z wprowadzoną zmianą wzmocnienia, czy też wynika z niezwiązanych z nią fluktuacji wyników pomiarów. W stosunku do wcześniejszych testów, zmianie nie uległa ilość dopuszczalnych modyfikacji, wprowadzanych jednorazowo w pojedynczym wzmacniaczu. Tym samym wzmocnienie wybranego wzmacniacza można było jednorazowo zmienić o maksymalnie 4 dB. Przykładowe przebiegi procesu optymalizacji pracy łącza

zestawionego w laboratorium, prowadzonego przy wykorzystaniu różnych kryteriów decyzyjnych, zobrazowano na poniższym rysunku 3.10.




Rysunek 3.10 Przebiegu procesu optymalizacji pracy łącza, prowadzonej przy wykorzystaniu rożnych kryteriów decyzyjnych (badania eksperymentalne prowadzone w laboratorium). Opis osi pionowych („Jitter", „Wzmocnienie") odnoszą się da wszystkich wykresów w danym wierszu, z kolei „Grupa iteracji" jest tożsama dla wykresów w danej kolumnie.

Punktem wyjściowym do wszystkich przedstawionych wyżej procesów optymalizacji był zestaw minimalnych wzmocnień, dobrany tak, by zapewnić możliwość transmisji sygnałów w obu kierunkach. Jako grupę iteracji należy rozumieć serię zmian wzmocnień wprowadzonych w pojedynczym wzmacniaczu optycznym, przy czym może to być zarówno próba stwierdzająca, że nastawy wzmacniacza nie należy modyfikować (zwiększenie, a następnie zmniejszenie wzmocnienia – obie zmiany wycofane), jak również seria zachowanych zmian wzmocnienia (w jednej grupie – maksymalnie o 4 dB). W wykorzystanym łączu zawierającym cztery wzmacniacze optyczne, grupa czterech iteracji oznacza, że procedura optymalizacyjna wykonała zmiany (zachowane bądź nie) we wszystkich urządzeniach. Jeśli w takiej grupie nie zachowano modyfikacji wzmocnienia żadnego ze wzmacniaczy, łącze traktowane jest jako pracujące w warunkach optymalnych, a procedura optymalizacyjna kończy swoje działanie.

Analizując przedstawione rezultaty można stwierdzić, że największa poprawa jakości pracy łącza, następuje w wyniku zwiększenia wzmocnień w początkowej fazie działania procedury optymalizacyjnej. Niezależnie od przyjętego kryterium decyzyjnego, poprawa związana jest ze zwiększeniem ustawionych wstępnie wzmocnień i tym samym zwiększeniem poziomu mocy propagujących w łączu sygnałów. Największej korekcie nastaw podlegały wzmacniacze SPBA 1 i SPBA 3,

w których zainstalowano izolatory optyczne, przez co mogły one zapewnić większe wzmocnienie nie przyczyniając się do pogorszenia jakości pracy łącza (zob. informacje dot. izolatorów w podrozdziale 1.4). Przyjęte ograniczenie dopuszczalnej jednorazowo liczby zmian wzmocnienia (mające przeciwdziałać sytuacji, w której pojedynczy wzmacniacz osiąga duże wzmocnienie, które następni jest zmniejszane w kolejnych krokach) zapewniło jednak, że nastawy były wprowadzane naprzemiennie w każdym z urządzeń. Tym samym, znaczące zwiększenie wzmocnienia (np. w przypadku wzmacniacza SPBA 1) nie nastąpiło w sposób ciągły. Przyjęta procedura optymalizacyjna wymusiła, aby pomimo utrzymujące się trendu wzrostowego, dokonać próby regulacji także pozostałych, zainstalowanych w łączu wzmacniaczy. Jednocześnie, podejście takie było standardowym działaniem przyjętym w procedurze optymalizacyjnej i tym samym nie było potrzeby podejmowania żadnych kroków, mających na celu dostosowanie jej do pracy w łączu zawierającym wzmacniacze wyposażone w izolator optyczny.

W każdym z przedstawionych wyżej przypadków przeprowadzona optymalizacja skutkowała około 55% redukcją jittera w stosunku do wartości początkowej. W każdym z przedstawionych przypadków oznaczało to zmianę jittera z poziomu ~22 ps do wartości ~10 ps w module lokalnym oraz zmianę z poziomu ~15,5 ps do ~ 7 ps w module zdalnym (zob. informacje w podrozdziale 3.4 dotyczące zależności między jitterem mierzonym w module lokalnym i zdalnym). Optymalizacja prowadzona przy wykorzystaniu pomiarów wykonanych w obydwu modułach brzegowych prowadzi do niemal identycznych rezultatów końcowych niezależnie od zastosowanego kryterium decyzyjnego (w przedstawionych przypadkach występuje jedynie różnica nastawy wzmacniacza SPBA 1 o 1 dB), chociaż przebieg wprowadzanych we wzmacniaczach zmian jest odmienny. Większe rozbieżności można zaobserwować w przypadku optymalizacji wykorzystującej wyniki pomiarów wykonanych tylko w jednym z modułów brzegowych (w przedstawionym przypadku – w module zdalnym). Pomimo to, uzyskiwany w takim przypadku rezultat (7,2 ps) tylko nieznacznie odbiega od wartości uzyskanej w toku optymalizacji wykorzystującej obustronny pomiar (6,9 ps), co jest różnicą praktycznie pomijalną.

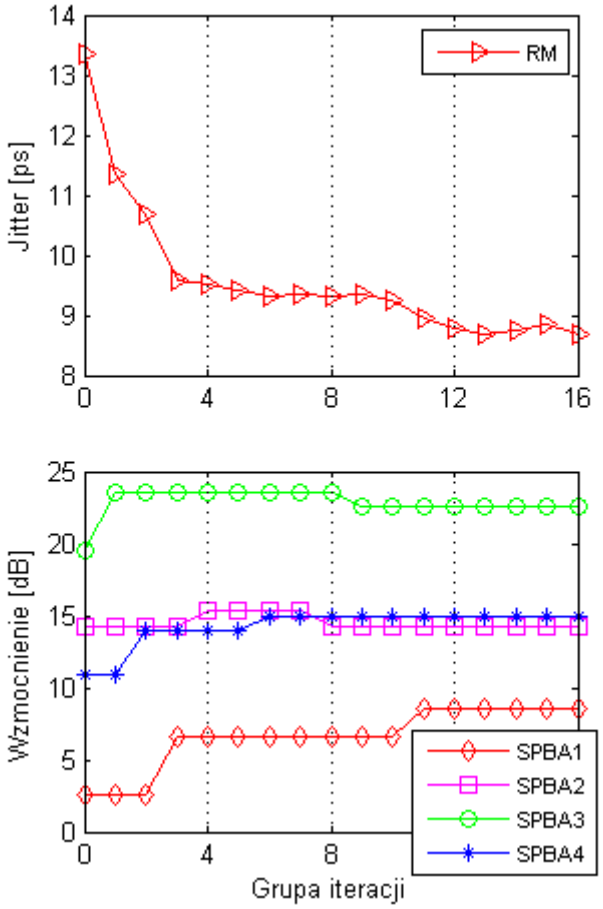
Zestawienie przykładowych, pozostałych rezultatów optymalizacji uzyskanych podczas badań laboratoryjnych (bez ukazania pełnego przebiegu procesu optymalizacji) ukazuje tabela 3.3. Początkowy zestaw wzmocnień został uzyskany w wyniku przeprowadzenia procedury inicjalizacji pracy łącza i nieznacznie różni się od przykładów przedstawionych powyżej. W tabeli przedstawiono przypadki, w których zmianie ulega zastosowane w procedurze optymalizacji kryterium decyzyjne. Modyfikacji podlegała także kolejność wzmacniaczy, w jakiej wprowadzano korekty wzmocnień w toku optymalizacji.

Tabela 3.3 Zestawienie parametrów pracy łącza (zestaw wzmocnień i wartość jittera zmierzonego w modułach brzegowych) przed optymalizacją i po optymalizacji. Przedstawione przypadki różnią się kolejnością, w jakiej w kolejnych wzmacniaczach wprowadzano korekty oraz wykorzystanym kryterium decyzyjnym.

| | **Wartości początkowe** | | | | | | **Wartości końcowe** | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Lp. | G1 [dB] | G2 [dB] | G3 [dB] | G4 [dB] | $Jitter_{LM}$ [ps] | $Jitter_{RM}$ [ps] | G1 [dB] | G2 [dB] | G3 [dB] | G4 [dB] | $Jitter_{LM}$ [ps] | $Jitter_{RM}$ [ps] |
| 1 | 3,09 | 10,69 | 15,43 | 10,83 | 17,1 | 12,5 | 12,09 | 9,69 | 21,43 | 11,83 | 10,0 | 6,8 |
| 2 | 3,09 | 10,69 | 15,43 | 10,83 | 17,3 | 12,4 | 16,09 | 9,69 | 21,43 | 11,83 | 9,8 | 6,6 |
| 3 | 3,09 | 10,69 | 15,43 | 10,83 | 17,2 | 12,4 | 13,09 | 9,69 | 19,43 | 12,83 | 10,0 | 6,8 |
| 4 | 3,09 | 10,69 | 15,43 | 10,83 | 17,2 | 12,4 | 11,09 | 11,69 | 20,43 | 11,83 | 10,2 | 6,9 |
| 5 | 3,09 | 10,69 | 15,43 | 10,83 | 17,1 | 12,4 | 13,09 | 9,69 | 19,43 | 12,83 | 10,1 | 6,8 |
| 6 | 3,09 | 10,69 | 15,43 | 10,83 | 17,0 | 12,3 | 12,09 | 11,69 | 19,43 | 12,83 | 10,2 | 6,8 |
| 7 | 3,09 | 10,69 | 15,43 | 10,83 | 17,3 | 12,4 | 10,09 | 12,69 | 18,43 | 10,83 | 10,7 | 7,0 |

1. Kolejność wprowadzania zmian wzmocnienia: G1 → G2 → G3 →G4. Kryterium decyzyjne uproszczone. Krok zmian wzmocnienia 1 dB.
2. Kolejność wprowadzania zmian wzmocnienia: G3 → G4 → G1 →G2. Kryterium decyzyjne uproszczone. Krok zmian wzmocnienia 1 dB.
3. Kolejność wprowadzania zmian wzmocnienia: G1 → G3 → G4 →G2. Kryterium decyzyjne uproszczone. Krok zmian wzmocnienia 1 dB.
4. Kolejność wprowadzania zmian wzmocnienia: G1 → G2 → G3 →G4. Kryterium decyzyjne minimax. Krok zmian wzmocnienia 1 dB.
5. Kolejność wprowadzania zmian wzmocnienia: G3 → G4 → G1 →G2. Kryterium decyzyjne minimax. Krok zmian wzmocnienia 1 dB.
6. Kolejność wprowadzania zmian wzmocnienia: G1 → G3 → G4 →G2. Kryterium decyzyjne minimax. Krok zmian wzmocnienia 1 dB.
7. Kolejność wprowadzania zmian wzmocnienia: G1 → G2 → G3 →G4. Kryterium decyzyjne jednostronne (RM). Krok zmian wzmocnienia 1 dB.

Ostatni etap prowadzonych eksperymentów obejmował przeprowadzenie optymalizacji pracy systemu transferu czasu i częstotliwości zainstalowanego na trasie Warszawa – Łomża. Analogicznie jak w przypadku testów prowadzonych w laboratorium, punktem wyjściowym był zestaw wzmocnień uzyskany w rezultacie działania procedury uruchamiania łącza, zapewniający warunki do dwukierunkowej transmisji sygnałów. Jak już wcześniej wspomniano, przyjęto progi minimalnej mocy na poziomie –28 dBm. Z przyczyn technicznych, we wspomnianym łączu możliwe było przeprowadzenie optymalizacji wykorzystującej pomiary jittera wykonane tylko w module zdalnym. Przykładowy przebieg procesu zobrazowano na rysunku 3.11.




Rysunek 3.11 Przebieg procesu optymalizacji pracy łącza Warszawa – Łomża (eksperyment polowy). „Grupa iteracji" odnosi się do osi poziomej obu wykresów.

Uzyskane rezultaty pozostają w ogólnej zgodności z wynikami testów laboratoryjnych. Przeprowadzona optymalizacja pracy łącza doprowadziła do redukcji mierzonego jittera o około 35%, z wartości 13,4 ps do 8,7 ps. Różnice w stosunku do wcześniejszych rezultatów wynikają z ograniczonych możliwości doboru odcinków światłowodu, przez co parametry łącza zestawionego w laboratorium nieznacznie odbiegały od parametrów łącza Warszawa – Łomża. Dodatkowo, zestawiając stanowisko laboratoryjne, bazowano na udostępnionej dokumentacji trasy, zawierającej jedynie długości światłowodów łączących dane lokalizacje. Dopiero pomiary wykonane w trakcie testowania procedury wstępnego doboru wzmocnień pozwoliły stwierdzić, że faktyczne tłumienia niektórych sekcji znacząco odbiegają od wartości szacowanych (zob. tabela 3.2) W szczególności, różnice tłumienia rzędu 4 dB wystąpiły w sekcjach światłowodowych zlokalizowanych po obu stronach wzmacniacza SPBA 3, który w przedstawionym przypadku osiągnął wzmocnienie o około 3–4 dB wyższe, niż w przypadku testów prowadzonych w laboratorium, tym samym przynajmniej częściowo kompensując nieuwzględnione wcześniej straty. Jednocześnie, wzmacniacz ten wyposażony był w izolator optyczny, dzięki czemu duże wartości jego wzmocnienia nie stwarzały ryzyka pogorszenia jakości pracy łącza. Sytuacja ta nie ma zasadniczego wpływu na przebieg procesu optymalizacji, który ze względu na wykorzystanie wykonywanych w łączu pomiarów, dopasowuje wzmocnienia do aktualnego stanu

łącza, jednak obrazuje potencjalny problem jaki można napotkać przygotowując model łącza i prowadząc optymalizację na podstawie uzyskanych z niego danych.

Przykładowe, pozostałe rezultaty, uzyskane w trakcie eksperymentów prowadzonych w łączu Warszawa – Łomża, przedstawiono w tabeli 3.4. Ze względu na możliwość zastosowania tylko jednostronnego kryterium decyzyjnego, większy nacisk położono na zbadanie działania procedury optymalizacji przy różnych warunkach początkowych.

Tabela 3.4 Zestawienie parametrów pracy łącza (zestaw wzmocnień i wartość jittera zmierzonego w modułach brzegowych) przed optymalizacją i po optymalizacji. Przedstawione przypadki różnią się kolejnością, w jakiej w kolejnych wzmacniaczach wprowadzano korekty, przyjętym zestawem wzmocnień początkowych oraz krokiem zmian wzmocnienia.

| | **Wartości początkowe** | | | | | **Wartości końcowe** | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Lp. | G1 [dB] | G2 [dB] | G3 [dB] | G4 [dB] | $Jitter_{RM}$ [ps] | G1 [dB] | G2 [dB] | G3 [dB] | G4 [dB] | $Jitter_{RM}$ [ps] |
| 1 | 2,56 | 14,28 | 19,51 | 10,94 | 13,7 | 6,56 | 16,28 | 23,51 | 9,94 | 9,7 |
| 2 | 2,56 | 14,28 | 19,51 | 10,94 | 13,5 | 8,56 | 15,28 | 23,51 | 9,94 | 9,1 |
| 3 | 2,56 | 14,28 | 19,51 | 10,94 | 13,5 | 8,56 | 15,28 | 21,51 | 13,94 | 9,0 |
| 4 | 8,00 | 15,00 | 16,50 | 10,50 | 11,5 | 10,00 | 14,00 | 22,50 | 10,50 | 9,0 |
| 5 | 8,00 | 15,00 | 16,50 | 10,50 | 11,4 | 9,50 | 14,50 | 19,00 | 12,00 | 9,2 |
| 6 | 22,95 | 7,30 | 24,00 | 8,04 | 14,7 | 23,95 | 8,30 | 24,00 | 8,04 | 14,5 |
| 7 | 22,95 | 7,30 | 24,00 | 8,04 | 14,9 | 20,95 | 7,30 | 24,00 | 8,04 | 15,0 |

1. Kolejność wprowadzania zmian wzmocnienia: G1 → G2 → G3 →G4. Krok zmian wzmocnienia 1 dB. Optymalizacja poprzedzona procedurą inicjalizacji pracy łącza.
2. Kolejność wprowadzania zmian wzmocnienia: G3 → G4 → G1 →G2. Krok zmian wzmocnienia 1 dB. Optymalizacja poprzedzona procedurą inicjalizacji pracy łącza.
3. Kolejność wprowadzania zmian wzmocnienia: G1 → G4 → G2 →G3. Krok zmian wzmocnienia 1 dB. Optymalizacja poprzedzona procedurą inicjalizacji pracy łącza.
4. Kolejność wprowadzania zmian wzmocnienia: G1 → G3 → G4 →G2. Krok zmian wzmocnienia 1 dB.
5. Kolejność wprowadzania zmian wzmocnienia: G1 → G3 → G4 →G2. Krok zmian wzmocnienia 0,5 dB.
6. Kolejność wprowadzania zmian wzmocnienia: G2 → G3 → G4 →G1. Krok zmian wzmocnienia 1 dB.
7. Kolejność wprowadzania zmian wzmocnienia: G1 → G2 → G3 →G4. Krok zmian wzmocnienia 1 dB.

Rezultaty uzyskiwane w toku prowadzonych testów charakteryzowały się powtarzalnością i zgodnością uzyskiwanych rezultatów oraz ich niezależnością od przyjętych wartości początkowych (zestaw wzmocnień zapewniający dwukierunkową transmisję) . Bez wpływu na wyniki końcowe pozostawała także kolejność, w jakiej wprowadzano zmiany we wzmacniaczach. W trakcie badań stwierdzono, że dla mniejszego kroku zmian wzmocnienia (0,5 dB) proces optymalizacji nie prowadził do lepszych rezultatów końcowych, natomiast sama procedura ulega wydłużeniu przez błędne decyzje dotyczące wprowadzanych zmian, wycofywane w kolejnych iteracjach procedury.

Zarówno podczas badań eksperymentalnych z wykorzystaniem łącza Warszawa – Łomża, jak również w trakcie badań laboratoryjnych nie zauważono problemów z przeprowadzeniem procesu optymalizacji w przypadku, gdy początkowy zestaw wzmocnień wzmacniaczy uzyskano w wyniku działania opisanej procedury inicjalizacji pracy łącza. Problemy z uzyskaniem optymalnej pracy łącza zaobserwowano natomiast w przypadku, gdy wzmocnienia większości wzmacniaczy były zbyt wysokie w stosunku do potrzeb narzuconych przez strukturę samego łącza. Tym samym można przypuszczać, że w łączu wystąpił duży poziom szumu optycznego pochodzącego z podwójnego rozpraszania Rayleigha, niewykluczone jest także ryzyko wzbudzenia zjawisk nieliniowych (głównie wymuszonego rozpraszania Brillouina). Uzyskane rezultaty wskazują, że sam pomiar jittera może być w takich warunkach niewystarczający, by skorygować niepoprawne ustawienia wzmocnień i zapewnić prawidłowe warunki pracy łącza. Problem ten stał się przedmiotem badań opisanych w rozdziale 4 niniejszej dysertacji.

## 3.6. Podsumowanie

W rozdziale 4 dokonano przeglądu parametrów, których pomiar możliwy jest przy wykorzystaniu dedykowanych układów pomiarowych, bez zaburzania działania rozważanych systemów transferu czasu i częstotliwości. Są to przede wszystkim poziomy mocy sygnałów, mierzone zarówno w modułach brzegowych jak i we wzmacniaczach, oraz stosowany do oceny jakości pracy łącza jitter w odbieranych sygnałach. Korzystając z możliwości pomiaru przedstawionych parametrów, zaproponowano metodę inicjalizacji pracy rozważanego systemu transmisyjnego oraz późniejszej optymalizacji jego pracy. Wskazano także metody pozwalające określić odstęp sygnał-szum w odbiornikach, które jednak ze względu na poziom skomplikowania pomiaru i analizy, uwarunkowania techniczne oraz konieczność użycia kosztownej aparatury ograniczały się tylko do prac badawczych prowadzonych w warunkach laboratoryjnych.

Przedstawiona procedura inicjalizacyjna pozwala dobrać wzmocnienia zainstalowanych w łączu wzmacniaczy w sposób automatyczny, bez konieczności definiowania dokładnego tłumienia odcinków światłowodów łączących urządzenia. Jest to szczególnie korzystne w przypadku łączy, których parametry nie są w pełni znane np. ze względu na niepełną dokumentację lub niemożność wykonania wstępnych pomiarów tłumienia. Tak dobrane wzmocnienia zapewniają możliwość transmisji sygnałów pomiędzy modułami brzegowymi, co jest niezbędne do wykonania pomiarów jittera i, na jego podstawie, oceny jakości przesyłanych sygnałów, pod kątem późniejszej optymalizacji pracy łącza. Jednocześnie, uzyskane w ten sposób wartości wzmocnień są minimalne, co w momencie uruchamiania łącza pozwala ograniczyć ryzyko wystąpienia zjawisk niepożądanych, zaburzających pracę łącza. Pomimo, że procedura pozwala dobrać wzmocnienia w sposób automatyczny, bez konieczności znajomości parametrów łącza, nie będzie ona jednak w stanie zapewnić warunków niezbędnych do uruchomienia transmisji sygnałów, jeśli w jakimkolwiek miejscu

tłumienie łącza będzie zbyt duże (ze względu na błędny projekt lub występujące usterki) by mogło zostać skompensowane przez zastosowane wzmacniacze.

Optymalizacja pracy działającego łącza, wykonywana zgodnie z opisaną w kolejnej części rozdziału procedurą, pozwala, poprzez korygowanie nastaw kolejnych wzmacniaczy i prowadzoną jednocześnie ocenę jakości pracy łącza, dobrać zestaw wzmocnień, dla którego jakość pracy jest najwyższa. Decyzja dotycząca wpływu wprowadzonej korekty na pracę łącza może opierać się o różne kryteria decyzyjne, wiążące ze sobą wyniki pomiarów jittera, wykonanych w modułach brzegowych przed i po wprowadzeniu rzeczonej korekty. W rozdziale przedstawiono implementację stosowanego w podejściu symulacyjnym kryterium minimax, ale także kryterium uproszczone, łączące ze sobą parametry zmierzone na obydwu końcach jako pierwiastek sumy ich kwadratów. Pod uwagę wzięto także przypadek, w którym do oceny jakości pracy łącza wykorzystuje się wynik pomiaru jittera, wykonanego tylko w jednym z modułów brzegowych. Przeprowadzone badania pozwoliły stwierdzić, że w wyniku przeprowadzonej optymalizacji uzyskuje się zbliżone rezultaty, niezależnie od zastosowanego kryterium, kolejności, w jakiej wprowadza się korekty nastaw kolejnych zainstalowanych w łączu wzmacniaczy, czy też różnych wartości wzmocnień początkowych (które jednak musiały zapewnić działanie łącza). Sam proces optymalizacji trwał zazwyczaj nie dłużej niż kilkanaście minut, a w czasie jego trwania łącze pozostawało w stanie operacyjnym (prowadzona optymalizacji nie zaburza transmisji sygnałów).

Przeprowadzone badania dotyczące wykorzystania różnych kryteriów decyzyjnych, pozwoliły stwierdzić, że większa złożoność kryterium odgrywa zasadniczą rolę w przypadku, gdy łącze ustawione jest w warunkach bliskich optimum, a wynikające z modyfikacji wzmocnień zmiany jakości jego pracy są relatywnie niewielkie. W takich warunkach, szczegółowa analiza rezultatów wykonywanych pomiarów pozwala osiągnąć optimum pracy łącza, które dla prostszych kryteriów może zostać pominięte. Z drugiej strony, rezultaty badań wskazują, że optimum pracy łącza nie musi być ostre i nawet rezultat uzyskany na podstawie mniej złożonych kryteriów zapewnia działanie łącza w warunkach, które w praktyce można uznać za optymalne. Z tego też względu zrezygnowano z pierwotnej koncepcji adaptacyjnego dostosowywania kroku zmian wzmocnienia, polegającej na jego redukowaniu w miarę zbliżania się do punktu optymalnej pracy łącza

Choć opisana w rozdziale procedura optymalizacji znajduje zastosowanie przede wszystkim w fazie instalacji i konfiguracji nowego łącza, to względu na to, że jej dzianie nie zaburza pracy uruchomionego łącza, może zostać użyta także w celach kontrolnych, mających na celu stwierdzić, czy w trakcie eksploatacji nie doszło do zmian warunków i pogorszenia stanu jego pracy. Takie działanie ma na celu zwiększenie niezawodności pracy rozważanych światłowodowych systemów transferu czasu i częstotliwości, przy jednoczesnym zapewnieniu, że pracują one w warunkach optymalnych.

# 4. Wymuszone rozpraszanie Brillouina

Opisane dotychczas w rozdziałach 3 i 4 metody optymalizacji pracy dwukierunkowego, światłowodowego systemu transferu czasu i częstotliwości w pewnym stopniu uwzględniają możliwość wystąpienia w łączu nieliniowego zjawiska rozpraszania Brillouina i zawierają podstawowe mechanizmy mające mu przeciwdziałać. W przypadku optymalizacji prowadzonej przy wykorzystaniu modelu, jest to arbitralnie przyjęte ograniczenie wartości mocy optycznej sygnałów, jaka może wystąpić w łączu (zob. sekcja 2.6 w rozdziale 2). Z kolei optymalizacja prowadzona na podstawie wykonywanych na bieżąco pomiarów jakości przesyłanych sygnałów zrealizowana została w taki sposób, aby regulacja obejmowała wszystkie zainstalowane w łączu wzmacniacza, przy jednoczesnym ograniczeniu kroku zmiany wzmocnienia, jakie można jednorazowo wprowadzić w wybranym urządzeniu. Podejście takie ma przeciwdziałać sytuacji, w której procedura sterująca usiłowałaby skompensować straty poprzez zwiększanie wzmocnienia tylko jednego ze wzmacniaczy, co mogłoby wiązać się z ryzykiem wystąpienia dużego poziomu mocy optycznej sygnałów. Przeciwdziałanie zjawisku rozpraszania Brillouina, zawiera się także w procedurze inicjalizacji łącza, poprzedzającej właściwą optymalizację i zapewniającej minimalne wartości wzmocnień wzmacniaczy, przy których dwukierunkowa transmisja jest możliwa. Tym samym, przekłada się to na minimalną wartością mocy optycznej propagujących w łączu sygnałów. Wystąpienie rozpraszania Brillouina w takich warunkach stanowiłoby o konieczności zmiany projektu łącza.

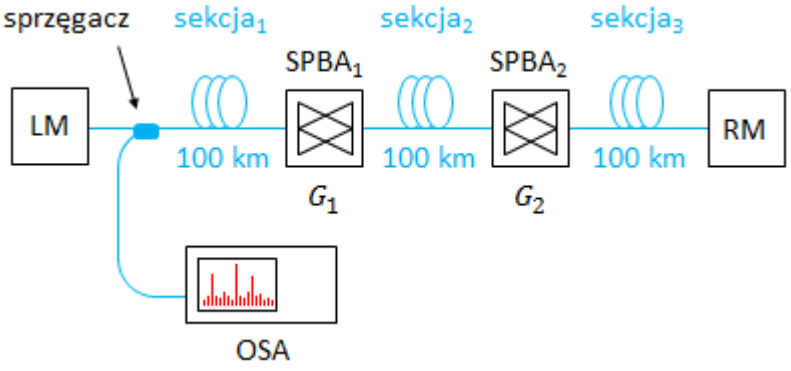
Rezultaty prowadzonych badań oraz prac związanych z projektowaniem i uruchamianiem światłowodowych systemów transferu czasu i częstotliwości, obejmujących zarówno prowadzone symulacje, jak również automatyczną inicjalizację i optymalizację pracy łączy, pozwalają stwierdzić, że w większości przypadków przyjęcie ograniczenia maksymalnej, dopuszczalnej mocy sygnałów pozwala skutecznie uniknąć zjawiska rozpraszania Brillouina. Niemniej jednak, przyjęte rozwiązania mają jedynie charakter prewencyjny, nie zapewniając żadnej informacji, gdyby rozpraszanie Brillouina osiągnęło znaczący poziom, mogący zaburzyć pracę rozważanych systemów transferu czasu i częstotliwości. Samą możliwość wystąpienia zjawiska potwierdzono już na etapie wstępnych badań związanych z testowaniem opracowanego układu do pomiaru jittera, gdy rozpraszanie Brillouina pojawiło się w wykorzystywanym łączu. Co więcej, również w trakcie opisanych w rozdziale 3 eksperymentów polowych, napotkano trudności z osiągnięciem optimum w przypadku niewłaściwej inicjalizacji łącza, gdy wzmocnienia większości wzmacniaczy były za duże w stosunku do potrzeb, czyli w sytuacji potencjalnie sprzyjającej wystąpieniu rozpraszania Brillouina. Jednocześnie, ani pomiary mocy optycznej sygnałów, ani pomiary jittera, nie pozwalały jednoznacznie stwierdzić, że niewłaściwe działanie procedury optymalizacyjnej w takich warunkach związane jest z wystąpieniem tego zjawiska. W związku z tym podjęto działania, mające na celu lepsze poznanie charakteru zachodzącego w łączu rozpraszania Brillouina oraz opracowanie metody detekcyjnej, która na podstawie

wykonanych pomiarów, a nie arbitralnie przyjętych założeń czy ograniczeń, pozwoliłaby możliwie wcześnie podjąć kroki przeciwdziałające temu zjawisku.

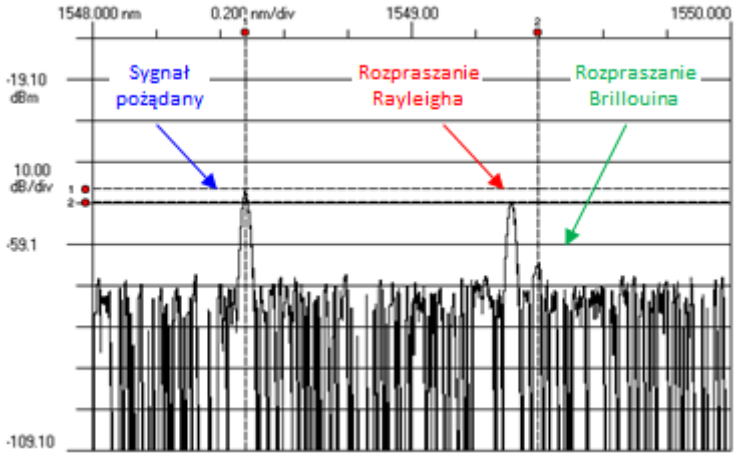
## 4.1. Rezultaty badań wstępnych

Wymuszone rozpraszanie Brillouina wiąże się z powstaniem propagującego wstecznie sygnału niepożądanego. W przeciwieństwie do rozpraszania Rayleigha poziom mocy sygnału rozproszonego przyrasta w sposób nieliniowy, a intensywność zachodzenia tego procesu zależy losowo od warunków panujących w łączu (wpływających przykładowo na stan polaryzacji) [97], [115]–[116]. W efekcie może dojść do zaburzenia transmisji poprzez chwilowe zmiany mocy przesyłanego sygnału optycznego, występujące w losowych momentach. W rozważanych systematach transferu czasu i częstotliwości, w których w transmisji wykorzystuję się modulację intensywności światła w nadajniku i bezpośrednią detekcję w odbiorniku, fluktuacje mocy sygnału mogą prowadzić do utraty stanu synchronizacji pomiędzy modułami brzegowymi.

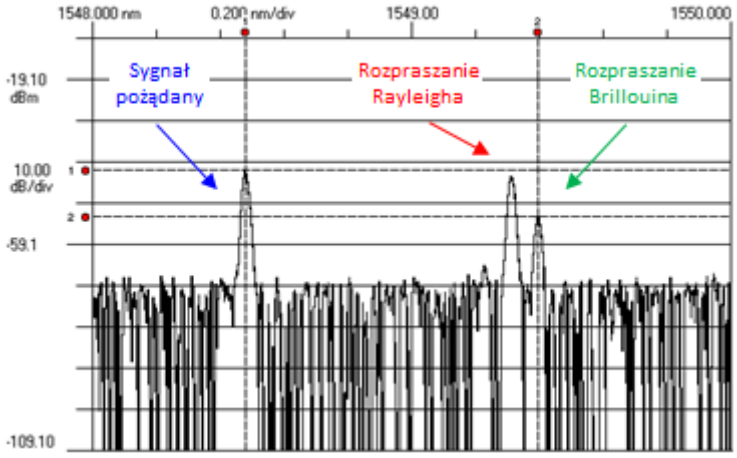
Przedstawiony problem utraty synchronizacji zaobserwowano podczas testów opracowywanego urządzenia do pomiaru jittera, prowadzonych z wykorzystaniem łącza o sumarycznej długości 300 km, wyposażonego w dwa wzmacniacze optyczne, zainstalowane co 100 km. Prowadzony eksperyment polegał na pomiarach występującego w sygnale jittera w zależności od zadanych wzmocnień. W trakcie jego trwania zaobserwowano, że zwiększając wzmocnienia wzmacniaczy można doprowadzić łącze do stanu, w którym następuje utrata synchronizacji – początkowo występująca incydentalnie (łącze samoczynnie odzyskiwało stan synchronizmu), a następnie (po dalszym zwiększaniu wzmocnień) – permanentnie. Wykorzystując sprzęgacz umieszczony na jednym z końców łącza (rysunek 4.1) zaobserwowano widmo optyczne sygnałów propagujących w łączu w zależności od zadanych wzmocnień. Przykładowe zapisy widma optycznego ukazano na rysunkach 4.2-4.4.



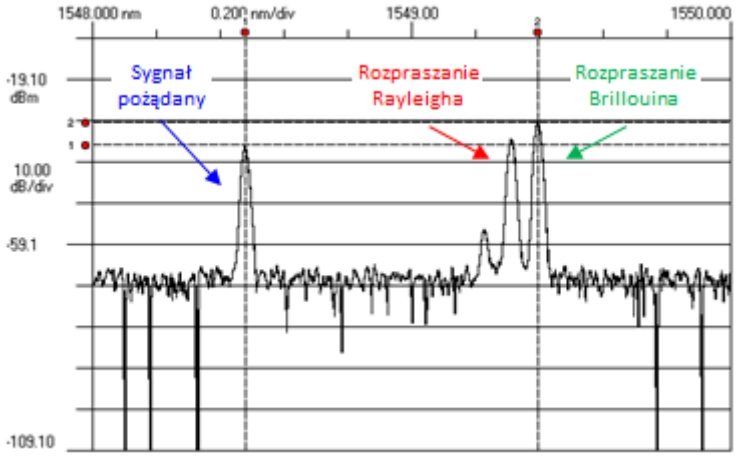

Rysunek 4.1 Schemat blokowy łącza, w którym zaobserwowano niepożądane skutki rozpraszania Brillouina. OSA(ang. Optical Spectrum Analyzer) – analizator widma optycznego.




Rysunek 4.2 Widmo sygnałów widzianych na początku łącza testowego – wzmocnienia wzmacniaczy: $G_1$ = 10 dB, $G_2$ = 15 dB. Widoczne prążki: sygnału użytecznego RM→LM (~1548,5 nm), sygnału z rozpraszania Rayleigha (~1549,3 nm). Prążek sygnału z wymuszonego rozpraszania Brillouina (~1549,4 nm) jest praktycznie niezauważalny na tle poziomu szumów – zjawisko jest pomijalne.




Rysunek 4.3 Widmo sygnałów widzianych na początku łącza testowego – wzmocnienia wzmacniaczy: $G_1$ = 15 dB, $G_2$ = 15 dB. Widoczne prążki: sygnału użytecznego RM→LM (~1548,5 nm), sygnału z rozpraszania Rayleigha (~1549,3 nm). Prążek sygnału z wymuszonego rozpraszania Brillouina (~1549,4 nm) jest zauważalny, ale zjawisko nie zaburza pracy łącza.



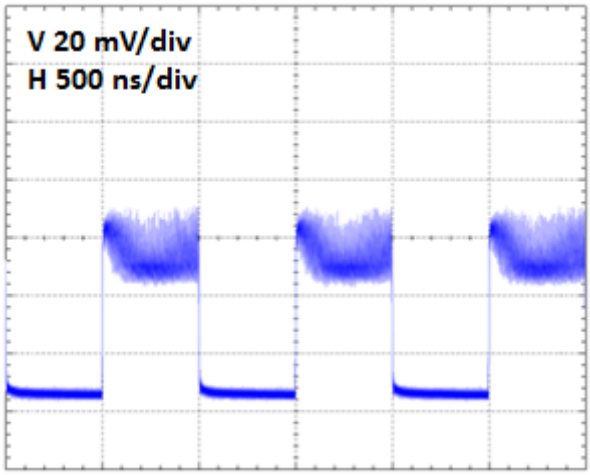

Rysunek 4.4 Widmo sygnałów widzianych na początku łącza testowego – wzmocnienia wzmacniaczy: $G_1$ = 21 dB, $G_2$ = 15 dB. Widoczne prążki: sygnału użytecznego RM→LM (~1548,5 nm), sygnału z rozpraszania Rayleigha (~1549,3 nm). Prążek sygnału z wymuszonego rozpraszania Brillouina (~1549,4 nm) przewyższa prążek z rozpraszania Rayleigha. Praca łącza jest zaburzona – moduły brzegowe (LM i RM) tracą synchronizację.

Uzyskane rezultaty obserwacji widma optycznego potwierdziły, że w wykorzystanym łączu wystąpiło zjawisko wymuszonego rozpraszania Brillouina, a poziom sygnału pochodzącego z tego procesu zwiększa się wraz ze wzrostem wypadkowego wzmocnienia. Jednocześnie, intensywność zjawiska zmienia się w sposób nieliniowy, o czym świadczy fakt, że początkowo praktycznie niezauważalny prążek odpowiadający sygnałowi rozproszonemu, przyrasta szybciej, niż prążek sygnału pochodzącego z liniowego procesu rozpraszania Rayleigha. Warto również zauważyć, że samo pojawienie sygnału z rozpraszania Brillouina nie jest jednoznaczne z utratą stanu synchronizmu pomiędzy modułami brzegowymi. Niepoprawna praca łącza wystąpiła dopiero wówczas, gdy poziom sygnału z rozpraszania Brillouina przekroczył poziom sygnału z rozpraszania Rayleigha. Prawidłowość ta została także zauważona w trakcie wcześniejszych prac związanych z opracowywaniem i testowaniem rozważanego systemu transferu czasu i częstotliwości, jednak nie była przedmiotem szerszych badań. Przyjęcie poziomu mocy sygnału z rozpraszania Rayleigha za punkt odniesienia jest również o tyle wygodne, że w zależności od struktury i konfiguracji łącza (długości odcinków światłowodu, ilość wzmacniaczy i wartości ich wzmocnień), bezwzględne wartości mocy sygnałów mogą różnić się od tych widocznych na rysunkach 4.2 – 4.4. Tym samym, nie są to wartości, które w ogólnym przypadku jednoznacznie stanowiłyby, że zachodzące w łączu procesy rozpraszania mogą zaburzyć jego pracę. Możliwa jest więc sytuacja, gdy ten sam poziom mocy sygnału z rozpraszania Brillouina, przy którym jedno łącze działa prawidłowo, uniemożliwia funkcjonowanie innego łącza, czego praktycznie nie da się stwierdzić przyjmując jedynie z góry ustalony poziom progowy mocy rzeczonego sygnału.

Odnosząc się do wspomnianej struktury i konfiguracji łącza - wykorzystywane w trakcie omawianych eksperymentów łącze testowe składało się z trzech równych odcinków światłowodu, każdy o długości 100 km, czyli wprowadzający około 20 dB tłumienia. Straty kompensowane były przez wzmacniacze optyczne, przy czym w momencie gdy moduły brzegowe były zsynchronizowane, a poziom sygnału z rozpraszania Brillouina nie przekraczał poziomu z rozpraszania Rayleigha, kompensacja ta nie była pełna. Problemy z działaniem łącza zaobserwowano gdy wzmocnienie pierwszego wzmacniacza (SPBA 1) przekroczyło 20 dB i tym samym tłumienie pierwszej sekcji światłowodowej zostało w pełni skompensowane. W takim przypadku poziom sygnału propagującego od modułu lokalnego (LM) do zdalnego (RM), który ulega rozproszeniu osiągał praktycznie taki sam poziom zarówno w module lokalnym jak i na wyjściu wzmacniacza SPBA 1. Jednocześnie, wzmacniacz ten zapewnia kompensację tłumienia sekcji 1 dla propagujących wstecznie sygnałów rozproszonych w sekcjach 2 i 3, przez co sygnały ten docierały do odbiornika (oraz analizatora widma) bez zmiany poziomu ich mocy. W ten sposób droga, wzdłuż której mogły efektywnie zachodzić procesy rozpraszania została wydłużona, a poziom mocy niepożądanych sygnałów rozproszonych w sekcjach bardziej odległych od nadajnika nie uległ zmniejszeniu w wyniku propagacji przez światłowód. Eksperyment wykazał, że przy zapewnieniu kompensacji tłumienia światłowodu, wymuszone rozpraszanie

Brillouina może wystąpić nawet w łączu o znacznej długości, w którym spodziewane poziomy mocy sygnałów są relatywnie niskie, pozornie nie stanowiące zagrożenia wzbudzeniem tego zjawiska. Należy również zauważyć, że struktura łącza testowego, w której wszystkie odcinki światłowodów są równe, praktycznie nie wystąpi w przypadku instalacji polowych, gdzie długości sekcji i lokalizacja wzmacniaczy podyktowane są uwarunkowaniami techniczno-geograficznymi. W takiej instalacji bardzo prawdopodobne jest występowanie zarówno sekcji krótszych (kilkadziesiąt kilometrów), jak i dłuższych (aczkolwiek raczej nie przekraczających dystansu około 100 km). Stwarza to możliwość wystąpienia sytuacji, w której nie tylko można w pełni skompensować straty przynajmniej części sekcji światłowodowych, ale także dokonać ich przekompensowania poprzez dobór większego wzmocnienia wzmacniaczy w stosunku do potrzeb. Taka sytuacja może przykładowo mieć miejsce, gdy zainstalowany w łączu wzmacniacz optyczny znajduje się pomiędzy dwoma relatywnie krótkimi sekcjami światłowodów. W tym kontekście uwidacznia się istota problemu dotyczącego procedury optymalizacji pracy łącza, której działanie niesie ryzyko ustawienia zbyt dużego wzmocnienia wzmacniaczy, które potencjalnie powinno zostać zredukowane w kolejnych krokach procedury. Wystąpienie zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina może jednak skutecznie uniemożliwić dokończenie procesu optymalizacji.

Analiza widma optycznego propagujących w łączu sygnałów daje możliwość wykrycia, że w danym łączu wystąpiło zjawisko wymuszonego rozpraszania Brillouina, poprzez stwierdzenie wystąpienia w widmie prążka odpowiadającego sygnałowi pochodzącemu z tego procesu. Jednakże, sygnał ten zostaje usunięty w poprzedzającym odbiornik filtrze optycznym i tym samym nie wpływa bezpośrednio na pracę systemu transferu czasu i częstotliwości. Negatywny wpływ na transmisję sygnałów pożądanych związany jest z zaburzeniami poziomu ich mocy, wynikającymi z zachodzącego procesu rozpraszania Brillouina. Zaburzenia te mają charakter dynamiczny i w zależności od warunków panujących w danej chwili w łączu, wpływających na stan polaryzacji, stopień degradacji przesyłanego sygnału może być różny. Przykładowy przebieg sygnału przesłanego przez łącze, w którym sprowokowano zjawisko rozpraszania Brillouina, odebranego w module brzegowym, przedstawiono na rysunku 4.5.




Rysunek 4.5 Wymuszone rozpraszanie Brillouina, uwidaczniające się w postaci zniekształcenia przesyłanego w łączu sygnału (tu - przebieg prostokątny o częstotliwości 1 MHz).

Analizując uzyskany przebieg należy pamiętać, że na jego kształt poza rozpraszaniem Brillouina wpływają także inne czynniki, omówione w rozdziale 1, przekładające się na szum amplitudowy nakładający się na poziom wysoki w obserwowanym sygnale. Jednakże, w odróżnieniu od prezentowanych wcześniej przypadków, przedstawiony wyżej przebieg jest zniekształcony w sposób charakterystyczny dla sytuacji, w której w łączu występuje rozważany proces rozpraszania. Zniekształcenie to można dostrzec w momencie wystąpienia w sygnale stanu wysokiego. Bezpośrednio po momencie zmiany stanu z niskiego na wysoki, sygnał osiąga wartość maksymalną, jaka może być uzyskana w danym łączu przy zadanych wartościach wzmocnień wzmacniaczy. Poziom ten nie jest jednak podtrzymywany przez cały czas trwania stanu wysokiego – w wyniku procesu wymuszonego rozpraszania Brillouina następuje jego redukcja, a jej stopień zależy od intensywności z jaką zachodzi rozpraszanie w danym momencie i może ulegać znaczącym zmianom, nawet przy braku modyfikacji wzmocnień wzmacniaczy. Redukcja ta nie jest natychmiastowa, ponieważ w momencie zmiany stanu, wiążącego się z przełączeniem lasera nadawczego, jego szerokość spektralna ulega chwilowemu poszerzeniu (będącego skutkiem tzw. migotania – ang. chirp) [80], co jednocześnie jest czynnikiem redukującym rozpraszanie Brillouina (powstawaniu zjawiska sprzyja wąska linia widmowa lasera [97]). Wahania poziomu sygnału występujące w momencie, gdy powinien być utrzymywany stan wysoki oraz przede wszystkim potencjalna zmienność stopnia, w jakim te wahania zachodzą, mogą prowadzić do zaburzenia pracy systemu transferu czasu i częstotliwości. Wynika to stąd, iż w ogólnym ujęciu proces synchronizacji sygnałów występujących w rozważanym systemie transmisyjnym oparty jest o wyznaczanie momentu przejścia zboczy sygnału (w zależności od przyjętego rozwiązania – narastających, opadających lub obydwu) przez ustalony próg komparacji – typowo przyjęty w połowie, pomiędzy wartością minimalną i maksymalną (stanem niskim i wysokim) sygnału. Wystąpienie zjawiska rozpraszania Brillouina, a w konsekwencji pojawiające się wahanie poziomu wysokiego odebranego sygnału, może doprowadzić do sytuacji, w której przekroczenie progu komparacji nastąpi również poza momentem wystąpienia prawidłowego zbocza w sygnale.

W konsekwencji prowadzi to do zaburzenia, a nawet całkowitej utraty stanu synchronizmu pomiędzy modułami brzegowymi, ponieważ stosowane układy nie są w stanie odróżnić zbocza występującego w niewłaściwym momencie, od zbocza prawidłowego.

## 4.2. Model zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina

Opracowanie modelu zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina stanowiło naturalną konsekwencję wykorzystania narzędzi symulacyjnych na etapie projektowania i uruchamiania łącza oraz optymalizacji jego pracy. W założeniu, rozwiązanie to miało rozszerzyć funkcjonalność tych narzędzi, poprzez zapewnienie dodatkowej informacji o spodziewanym poziomie sygnału pochodzącego z omawianego procesu rozpraszania. Tym samym, projektant i/lub operator łącza miał możliwie wcześnie uzyskać informację o potencjalnej możliwości wystąpienia szkodliwego zjawiska i tym samym zyskać możliwość podjęcia właściwych działań zaradczych. Jednocześnie, model zjawiska rozpraszania Brillouina miał stanowić pomoc w szerszej analizie tego procesu w odniesieniu do przypadku długodystansowego łącza światłowodowego, wykorzystującego wzmacniacze optyczne. Badania wstępne wykazały istotę problemu związanego z ryzykiem wystąpienia nieliniowego procesu rozpraszania i w szczególności pozwoliły wysunąć pierwsze wnioski dotyczące zależności pomiędzy poziomami sygnałów z rozpraszania Rayleigha i Brillouina, a obserwowanym wpływem drugiego z tych procesów na działanie systemu transferu czasu i częstotliwości. Jednakże, opinia, iż dla zapewnienia prawidłowej pracy łącz poziom sygnału z rozpraszania Brillouina nie powinien przekraczać poziomu sygnału z rozpraszania Rayleigha może nadawać się jedynie do wstępnej oceny pracy łącza, a zaobserwowaną prawidłowość należało jednak poddać dalszym badaniom. Model zjawiska jest w takich działania bardzo użyteczny, gdyż pozwala wyrobić pewien ogląd sytuacji i wyciągnąć wnioski dla szeregu możliwych przypadków (różniących się np. strukturą łącza, czy wartościami zadanych wzmocnień), bez konieczności każdorazowego zestawiania fizycznego łącza i towarzyszącego mu stanowiska pomiarowego.

### 4.1.1. Modelowanie rozpraszania Brillouina – równania propagacji sygnałów.

Model zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina, pozwalający wyznaczyć moc sygnału rozproszonego, został oparty o układ równań propagacji, przyjmujących jako zmienne średnie wartości mocy optycznej propagujących w łączu sygnałów [97], [115]. Podejście to jest więc analogiczne do zastosowanego podczas modelowania procesu rozpraszania Rayleigha, przedstawionego w rozdziale 2. Równanie opisujące propagację sygnału pożądanego i zachodzący wzdłuż całej długości łącza transfer mocy optycznej z sygnału pożądanego do propagującego w przeciwnym kierunku sygnału rozproszonego przyjmuje postać:

$$\frac{dP_{sig}}{dz} = -\gamma_B P_{sig} P_B - \alpha(z) P_{sig}. \tag{4.1}$$

Z kolei propagację sygnału rozproszonego opisuje wzór:

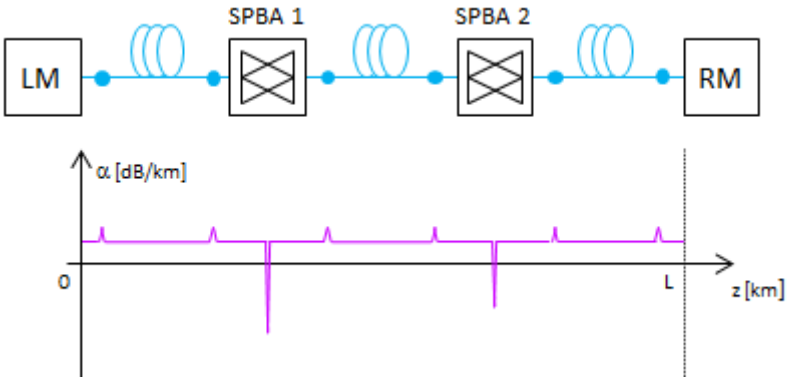
$$\frac{dP_B}{dz} = -\gamma_B (P_B + P_0) P_{sig} + \alpha(z) P_B. \tag{4.2}$$

Parametry występujące w powyższych wzorach odnoszą się do następujących wartości:

$P_{sig}$ - średnia wartość mocy sygnału pożądanego,
$P_B$ - średnia wartość mocy sygnału rozproszonego,
$P_0$ - moc sygnału pochodzącego ze spontanicznego rozpraszania Brillouina,
$\alpha(z)$ - wypadkowe tłumienie łącza (zob. rysunek 4.6 oraz opis w tekście),
$\gamma_B$ - wzmocnienie Brillouina.

Wśród wyszczególnionych wyżej wartości pojawia się parametr $P_0$ odnoszący się do zjawiska spontanicznego rozpraszania Brillouina, które związane jest z oddziaływaniem pomiędzy falą świetlaną (tu sygnałem pożądanym), a molekułami materiału stanowiącego medium transmisyjne (szkło kwarcowe), jednak bez efektu nieliniowego przyrostu mocy rozproszonej, jak ma to miejsce w przypadku wymuszonego rozpraszania Brillouina. W powyższych wzorach parametr $P_0$ przyjęto jako stałą, a jego wartość została uzyskana eksperymentalnie, co zostanie omówione w dalszej części rozdziału. Również w toku prowadzonych badań eksperymentalnych wyznaczono wartość parametru $\gamma_B$ określonego w literaturze jako wzmocnienie Brillouina (ze względu na możliwość wykorzystania tego zjawiska w procesie wzmacniania sygnałów optycznych). W rozważanym przypadku parametr ten należy jednak rozpatrywać jako współczynnik proporcjonalności, określający jaka część mocy sygnału użytecznego ulegnie przekształceniu w propagujący w przeciwnym kierunku sygnał rozproszony.

Nieliniowy charakter procesu wymuszonego rozpraszania Brillouina oraz fakt, że dwukierunkowe wzmacniacze wydłużają efektywną drogą rozpraszania, przez co proces może zachodzić na długim dystansie wymaga, aby rozwiązując powyższy układ równań propagacji sygnałów, rozpatrywać łącze jako jedną całość, bez dzielenia na sekcje, jak miało to miejsce np. w przypadku opisywanego w rozdziale 2 modelowania zjawiska rozpraszania Rayleigha. Oznacza to, że parametr $\alpha$ dotychczas odnoszący się jedynie do tłumienia odcinków światłowodów i przyjmujący stałą wartość (typowo 0,2 dB/km), w rozważanym modelu rozpraszania Brillouina musi zostać uzależniony od długości łącza tak, aby poza stałą wartością tłumienia wprowadzanego przez światłowód zawierał punktowe zmiany wartości w miejscach umieszczenia wzmacniaczy optycznych, co schematycznie zobrazowano na rysunku 4.6.

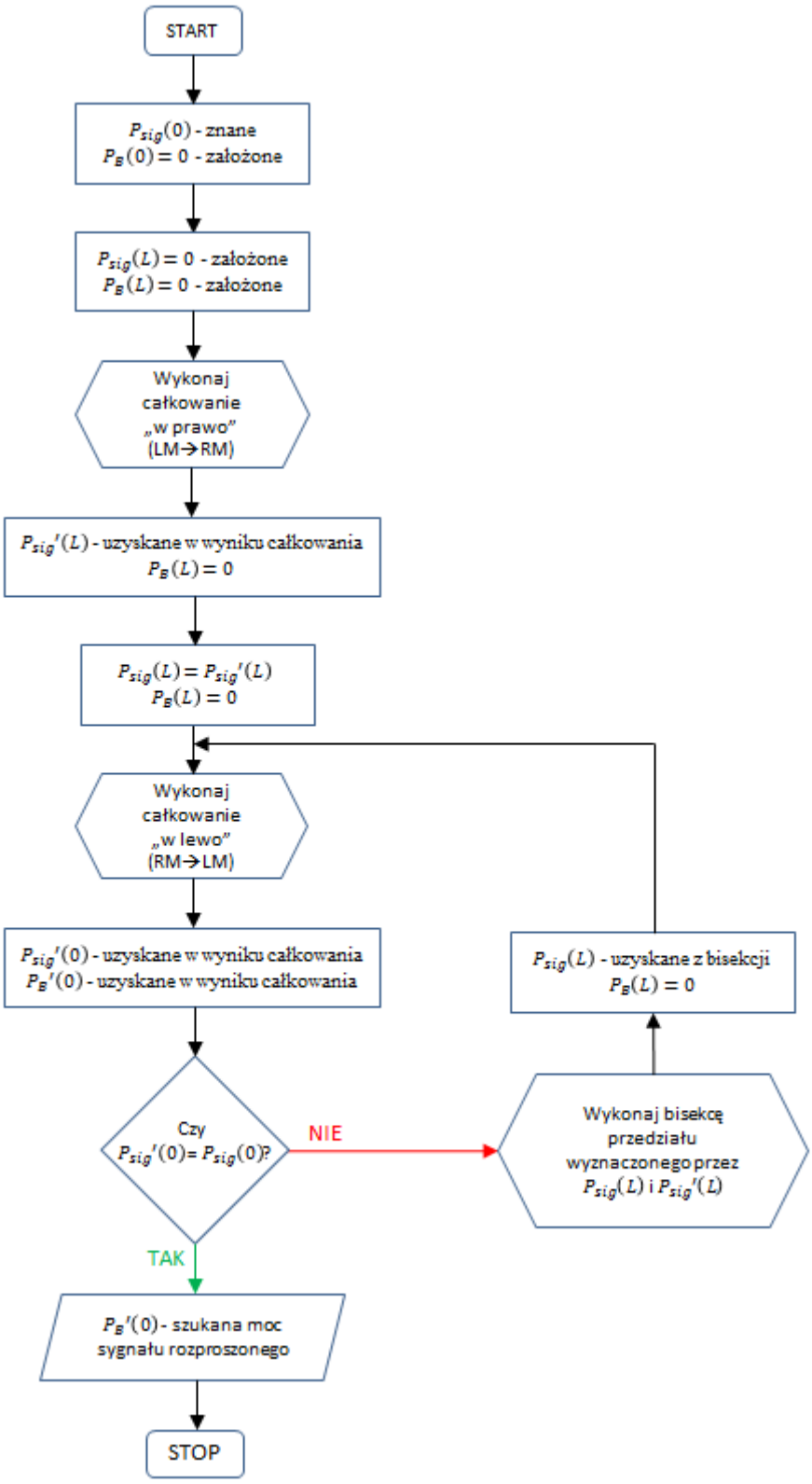



Rysunek 4.6 Przebieg funkcji $\alpha(z)$obrazującej wypadkowe tłumienie łącza (wykres nie zachowuje skali). Funkcja przyjmuje stałe wartości odpowiadającą tłumieniu światłowodu, jednak zawiera punktowe zmiany wartości w miejscach występowania wzmacniaczy optycznych lub w punktach występowania większego tłumienia np. w miejscu złączy (oznaczone na schemacie niebieskimi kropkami).

Do rozwiązania układu równań opisujących propagację sygnałów oraz zachodzący w łączu proces wymuszonego rozpraszania Brillouina wykorzystano dostępne w pakiecie MATLAB funkcje, implementujące metodę numerycznego rozwiązywania równań różniczkowych, opartą o algorytm Rungego-Kutty. Metoda ta pozwala znaleźć rozwiązanie w sposób iteracyjny dokonując całkowania zadanego przedziału dla określonych warunków brzegowych. Krok całkowania w kolejnych iteracjach jest dobierany w sposób adaptacyjny, co przekłada się na zwiększenie szybkości wykonywania obliczeń. W przypadku układu równań propagacji sygnałów w łączu, mechanizm ten wymaga wprowadzenia modyfikacji w związku z występowaniem zmian wartości tłumienia związanych m.in. z wykorzystaniem wzmacniaczy, które ze względu na swój punktowy charakter mogą zostać pominięte w trakcie obliczeń. Sytuacja taka prowadzi do uzyskania błędnych rezultatów, ponieważ stanowi pominięcie wzmacniacza, wpływającego na poziomy propagujących w łączu sygnałów. Wspomniana modyfikacja polega na przekazaniu do solvera rozwiązującego dany problem informacji dotyczącej umiejscowienia wzmacniaczy, aby zbliżając się w toku obliczeń do miejsca zlokalizowania wzmacniacza, ograniczyć krok całkowania do wartości minimalnej, przy której jego pominięcie, a tym samym zignorowanie skokowej zmiany poziomu mocy sygnałów, nie występuje.

Zastosowany w obliczeniach algorytm Rungego-Kutty wymaga, jak już wspomniano, zdefiniowania warunków brzegowych dla przedziału, w jakim wykonywane będzie całkowanie. W tym aspekcie problematyczny jest fakt, że sygnał pożądany, podlegający procesowi rozpraszania oraz sygnał rozproszony propagują w przeciwnych kierunkach. Oznacza to, że w przypadku początku przedziału (moduł lokalny w punkcie $z = 0$) można określić warunek brzegowy dla sygnału pożądanego jako średnią moc lasera nadawczego, ale nie można podać warunku brzegowego dla sygnału rozproszonego, ponieważ wartość ta zostanie uzyskana dopiero w wyniku rozwiązania układu równań. Analogicznie, na końcu przedziału (moduł zdalny w punkcie $z = L$) można określić warunek brzegowy dla sygnału rozproszonego, którego moc w tym punkcie jest równa zero (sygnał rozproszony nie propaguje w przód i tym samym nie dociera do modułu zdalnego), ale nie można podać wartości mocy

sygnału pożądanego, który propagując w łączu uległ rozproszeniu, gdyż i ta wartość będzie znana dopiero w momencie rozwiązania układu równań propagacji. W związku z tym, właściwe rozwiązanie uzyskuje się w sposób iteracyjny (nie należy mylić z iteracyjnym sposobem działania solvera), rozwiązując układ równań dla założonych wartości nieznanych parametrów, które w kolejnych krokach podlegają korekcie w zależności od uzyskanych wyników. Diagram obrazujący metodą iteracyjnego poszukiwania rozwiązania przedstawiono na rysunku 4.7.




Rysunek 4.7 Schemat blokowy algorytmu iteracyjnego rozwiązywania układu równań propagacji sygnału.

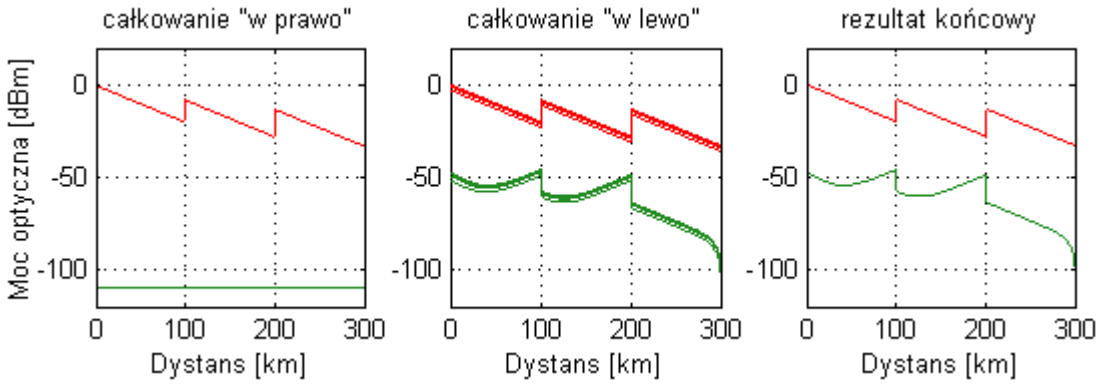
Rozpoczynając obliczenia przyjmuje się, że moc sygnału rozproszonego, widziana na początku łącza wynosi zero ($P_B(0) = 0$), czyli zakłada się hipotetyczną sytuację, w której w łączu nie zachodzi proces wymuszonego rozpraszania Brillouina. Rozwiązując układ równań propagacji, w pierwszym kroku (całkowanie „w prawo")

uzyskuje się rozkład mocy optycznej sygnałów wzdłuż całego łącza, przy czym ze względu na przyjęte założenie, moc sygnału rozproszonego wynosi zero w każdym punkcie łącza, a straty w sygnale pożądanym spowodowane są jedynie tłumieniem światłowodu. Wyliczone na tym etapie wartości mocy są więc zawyżone ze względu na całkowite pominięcie wpływu rozpraszania Brillouina. Krok ten pozwala jednak uzyskać pierwsze przybliżenie wartości sygnału pożądanego na końcu łącza ($P_{sig}(L)$).

Drugi krok obejmuje ponowne rozwiązanie układu równań propagacji, poczynając jednak od końca przedziału i przyjmując jako warunki brzegowe wyznaczoną w poprzednim etapie wartość mocy sygnału pożądanego oraz zero dla sygnału z rozpraszania Brillouina. W przeciwieństwie do wcześniejszego etapu obliczeń, przyjęcie zerowej wartości mocy sygnału rozproszonego ($P_B(L) = 0$) nie oznacza pominięcia wpływu zjawiska. Rozwiązaniem układu równań propagacji są zatem dwa przebiegi, obrazujące rozkłady mocy sygnałów – pożądanego i rozproszonego wzdłuż całego łącza. Ze względu na fakt, iż rozwiązanie to uzyskano na podstawie zawyżonej wartości jednego z warunków brzegowych (tu mocy sygnału pożądanego, widzianego na końcu łącza), również rezultaty obliczeń wykonanych w tym kroku są zawyżone, co można stwierdzić porównując wyznaczoną w kroku drugim wartość mocy sygnału pożądanego na początku łącza z faktyczną wartością, jaka w tym miejscu powinna występować, wynikającą z mocy lasera nadawczego.

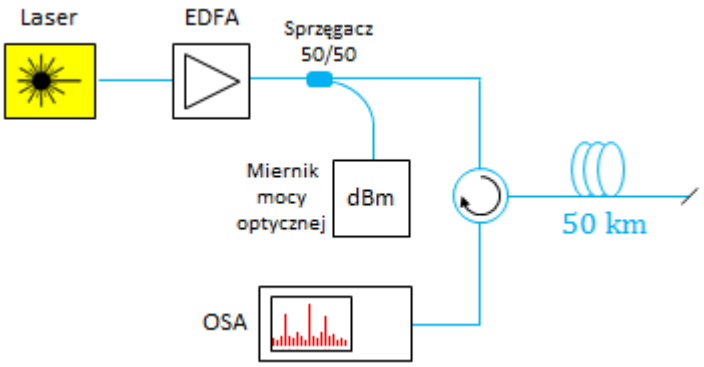
Kolejne kroki prowadzące do wyznaczenia prawidłowej wartości mocy sygnału rozproszonego polegają na ponownym rozwiązywaniu układu równań propagacji w sposób analogiczny do opisanego wyżej kroku drugiego, jednak przy zmodyfikowanej wartości warunku brzegowego (mocy sygnału pożądanego, widzianego na końcu łącza). Wartość tego parametru znajduje się w przedziale pomiędzy minimalną mocą sygnału (przyjmujemy zero ), a wartością maksymalną, wyznaczoną w pierwszym kroku opisywanej metody. W kolejnych krokach, przedział ten zawęża się np. poprzez zastosowanie metody bisekcji, wyznaczając w ten sposób kolejne przybliżenia wartości warunku brzegowego (na końcu łącza) dla sygnału pożądanego. Wartości te w każdym przypadku są mniejsze, w stosunku do przyjętego maksimum, co oznacza, że w łączu zachodzi proces rozpraszania Brillouina prowadzący do osłabienia sygnału pożądanego na rzecz sygnału rozproszonego. Rozwiązując układ równań propagacji dla kolejnych warunków brzegowych, ostatecznie uzyskuje się przebieg mocy sygnału pożądanego, który na końcu łącza pokrywa się z przyjętym w tym punkcie warunkiem brzegowym, a jednocześnie po drugiej stronie łącza osiąga wartość zgodną z wartością mocy nadajnika (przyjmując dopuszczalną tolerancją związaną np. z dokładnością obliczeń). Ponieważ w takim przypadku, moc sygnału pożądanego nie jest zawyżona, również wyznaczony sygnał rozproszony nie ulega przekłamaniu, a rozkład jego mocy wzdłuż całego łącza obrazuje drugi z przebiegów, uzyskanych jako rozwiązanie układu równań propagacji (rysunek 4.8). Przedstawiona, iteracyjna metoda uzyskiwania rozwiązania zapewnia także odporność na sytuację braku zbieżności obliczeń, w wyniku której solver zwraca niepoprawne rezultaty (moce sygnałów dążące do nieskończoności). W takim przypadku uzyskane w danej iteracji

błędne rozwiązanie jest odrzucane, a procedura obliczeniowa jest kontynuowana po wyznaczeniu kolejnych wartości warunków brzegowych.




Rysunek 4.8 Przykładowy przebieg symulacji zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina. Krzywa czerwona – sygnał ulegający rozpraszaniu, krzywa zielona – sygnał rozproszony. Całkowanie „w prawo" (rysunek po lewej) jest wykonywane przy założeniu braku rozpraszania w celu uzyskania pierwszego przybliżenia wartości mocy sygnału na końcu łącza, niezbędnej do prawidłowego wykonania całkowania „w lewo". Środkowy rysunek ukazuje iteracyjny sposób uzyskiwania rezultatu końcowego (rysunek po prawej).

Równania propagacji wiążą ze sobą moce sygnałów – pożądanego i rozproszonego wzdłuż całego łącza, poprzez występujący we wzorach (4.1) i (4.2) parametr $\gamma_B$, określany mianem wzmocnienia Brillouina. Dodatkowo, uwzględnia się wpływ spontanicznego rozpraszania Brillouina, a pochodzący z tego procesu sygnał opisuje we wzorze (4.2) parametr $P_0$. Aby uzyskać rozwiązanie układu równań propagacji, wartości tych parametrów muszą być znane. Choć w literaturze (np. [97], [115]) można znaleźć opis metodologii wyznaczenia wspomnianych parametrów w toku przeprowadzonych obliczeń i/lub eksperymentów, to za względu na specyfikę każdego przypadku (przyjęte założenia podczas obliczeń lub, w przypadku eksperymentów, charakterystyka wykorzystanych elementów i przyrządów pomiarowych), mogą one odbiegać od wartości występujących w łączach do transferu czasu i częstotliwości. W związku z tym, parametry te zostały wyznaczone eksperymentalnie, przy wykorzystaniu stanowiska pomiarowego przedstawionego na rysunku 4.9.

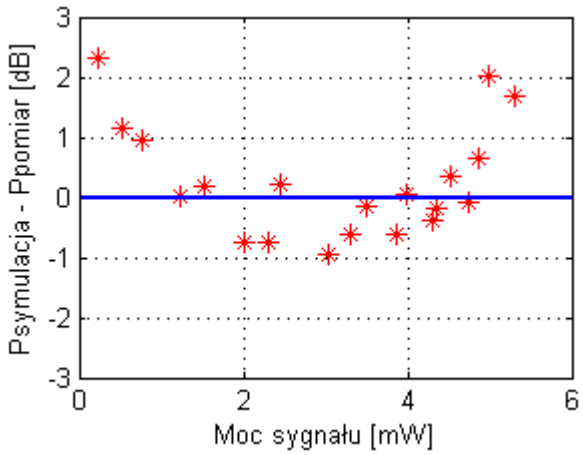



Rysunek 4.9 Schemat blokowy stanowiska pomiarowego wykorzystanego do wyznaczenia wartości parametrów - wzmocnienia Brillouina i mocy sygnału pochodzącego ze spontanicznego rozpraszania Brillouina. EDFA – wzmacniacz optyczny jednokierunkowy, OSA – analizator widma optycznego.

Eksperyment obejmował wykonanie serii pomiarów mocy sygnału pochodzącego z procesu wymuszonego rozpraszania Brillouina, w zależności od mocy sygnału wprowadzonego do światłowodu, który podlegał temu procesowi. Zastosowany

odcinek światłowodu, w którym mogło zachodzić rozpraszanie miał długość 50 km. Źródłem sygnału był laser stosowany jako nadajnik w modłach brzegowym systemu transferu czasu i częstotliwości. Bezpośrednio za laserem umieszczony został wzmacniacz optyczny (w tej aplikacji pracujący jednokierunkowo), który poprzez regulację wzmocnienia pozwalał modyfikować moc wprowadzoną do światłowodu. Wartość mocy można było na bieżąco kontrolować dzięki zastosowaniu sprzęgacza optycznego, o współczynniku podziału mocy 50/50, doprowadzającego jednocześnie sygnał do odcinka testowego oraz miernika mocy optycznej. Użycie cyrkulatora pozwoliło na wprowadzenie sygnału do światłowodu i jednoczesną obserwację sygnału rozproszonego przy wykorzystaniu analizatora widma optycznego.

W części eksperymentalnej uzyskano zestaw danych obejmujących poziom mocy sygnału rozproszonego, widzianego na początku łącza, dla różnych wartości mocy sygnału wprowadzonego do światłowodu. Następnie wykorzystując model symulacyjny wykonano serię obliczeń dla identycznych jak w części pomiarowej mocy sygnału wprowadzanego do światłowodu, jednocześnie korygując parametry $\gamma_B$ oraz $P_0$ aby uzyskać najlepszą możliwą zgodność pomiędzy wynikami pomiarów, a rezultatami przeprowadzonych symulacji. W toku tych obliczeń uzyskano wartości równe $\gamma_B = 9{,}0 \cdot 10^{-2}$ (km·mW)$^{-1}$ oraz $P_0 = 8{,}7 \cdot 10^{-6}$ mW, zapewniające zgodność na poziomie nie gorszym niż ± 2,5 dB, co z punktu widzenia planowanego zastosowania jest wartością akceptowalną. Ponadto dla większości zakresu mocy sygnału wprowadzonego do światłowodu, zgodność ta była lepsza i wynosiła ± 1 dB, co obrazuje rysunek 4.10.




Rysunek 4.10 Wykres zgodności mocy sygnału z rozpraszania Brillouina - zmierzonego i wyznaczonego na podstawie modelu, w zależności od mocy sygnału ulegającego rozpraszaniu.

Przestawiony model zjawiska rozpraszania Brillouina pozwala wyznaczyć rozkład mocy sygnału, pochodzącego z tego procesu, wzdłuż całego łącza. Należy mieć na uwadze, że przyjęty opis zjawiska, oparty o układ równań propagacji sygnałów posiada pewne ograniczenia. W szczególności zakłada się, że źródło światła ma charakter monochromatyczny, a polaryzacja pomiędzy sygnałem ulegającym rozproszeniu i sygnałem rozproszonym jest cały czas zgodna [97]. Pominięte są tu również kwestie wspomnianego, dynamicznego charakteru zaburzeń, jakim może być

podlegać przesyłany w łączu sygnał. Ograniczenia te mogą prowadzić do przeszacowania zwracanych wartości mocy sygnału rozproszonego. Z drugiej jednak strony, występujące w równaniach parametry zostały dobrane w toku prowadzonych eksperymentów, a nie na podstawie rozważań czysto teoretycznych, co przekłada się na lepsze odwzorowanie warunków rzeczywistych w modelu. Warto też mieć na uwadze, że model ma wspomóc proces optymalizacji pracy łącza, dając możliwość szacunkowej oceny potencjalnego wpływu rozpraszania Brillouina (tu poprzez wyznaczenie średnich poziomów mocy sygnału rozproszonego), a nie dokładne odwzorowanie samego zjawiska.

### 4.1.2. Powiązanie modeli – rozpraszania Brillouina i rozpraszania Rayleigha

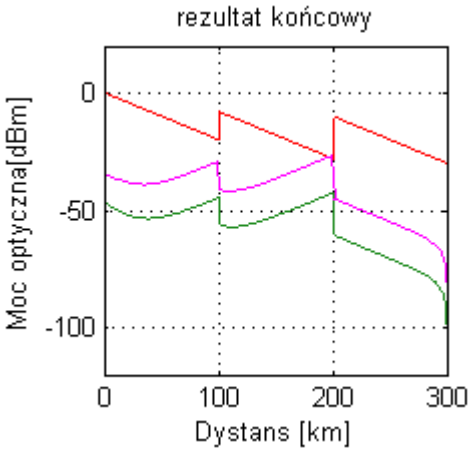
Rezultaty, będące wynikiem rozwiązania przedstawionego wyżej układu równań propagacji, stanowią wyznaczony wzdłuż całego łącza rozkład mocy optycznej sygnałów – pożądanego (ulegającego rozpraszaniu) oraz rozproszonego. Analizując taki rozkład, w zestawieniu z przebiegiem mocy sygnału dla hipotetycznego łącza w którym rozpraszanie nie występuje (rezultat pierwszego kroku metody iteracyjnego rozwiązania układu równań), można na podstawie dostrzeżonej redukcji mocy sygnału pożądanego oszacować intensywność, z jaką w łączu zachodzi rozpraszanie Brillouina. Szacunek ten może być jednak niewystarczający do oceny wpływu zjawiska na pracę rozważanego systemu transmisyjnego. Dodatkowo, w dyskutowanym do tej pory modelu brakuje punktu odniesienia, który dla danego przypadku pozwoliłby ocenić uzyskany poziom mocy sygnału rozproszonego. W trakcie opisanych w podrozdziale 4.1 badań wstępnych, obejmujących analizę widma optycznego propagujących w łączu sygnałów wstecznych, za punkt odniesienia przyjęto sygnał z rozpraszania Rayleigha. Z tego też względu, model został rozszerzony o możliwość wyznaczenia rozkładu mocy również i tego sygnału.

Modelowanie procesu rozpraszania Rayleigha na potrzeby wyznaczenia rozkładu mocy w łączu długodystansowym, wykorzystującym wzmacniacze optyczne zasadniczo nie różni się od sposobu omówionego w rozdziale 2. Moc sygnału rozproszonego wyznaczana jest poprzez dokonanie całkowania przebiegu sygnału pożądanego w przedziale, który stanowi długość łącza (zob. wzór 2.4). W dotychczasowych rozważaniach bazowano na wartości mocy sygnału wprowadzanego do danej sekcji światłowodowej, na podstawie której wyznaczano faktyczną moc sygnału, jaki ulegał rozpraszaniu w zależności od odległości od początku łącza. W przypadku powiązania modeli rozpraszania Brillouina i rozpraszania Rayleigha wykorzystuje się fakt, że pierwszy z nich zwraca, jako jeden z rezultatów, wartości mocy sygnału pożądanego, który propagując w łączu podlegał obu wspomnianym procesom rozpraszania. Oznacza to, że po rozwiązaniu układu równań propagacji stosowanych w opisie zjawiska rozpraszania Brillouina, dysponujemy rozkładem mocy sygnału pożądanego wzdłuż całego łącza, który poddając operacji całkowania może posłużyć do wyliczeni mocy z rozpraszania Rayleigha. Można tu wykorzystać zależność (2.11), przyjmując, że każdy dowolny punkt łącza traktujemy

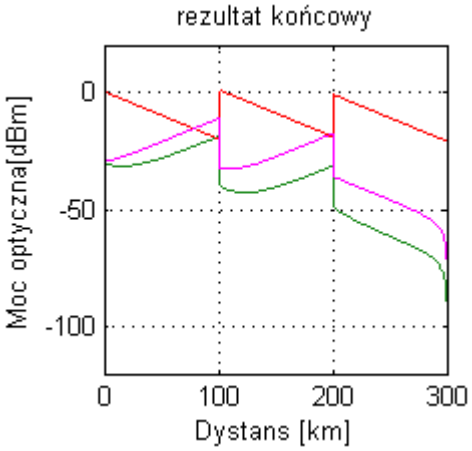
jako początek sekcji, w której moc sygnału pożądanego, ulegającego rozpraszaniu jest znana. Na tej podstawie uzyskuje się rozkład mocy sygnału z rozpraszania Rayleigha wzdłuż całego łącza, który następnie można zestawić z rozkładami mocy sygnału pożądanego oraz sygnału z rozpraszania Brillouina w celu dalszej analizy.

## 4.3. Analiza rezultatów symulacji

Omówiony wyżej model obejmujący zarówno opis rozpraszania Brillouina jak i rozpraszania Rayleigha zwraca rezultat w postaci wykresu rozkładu mocy sygnałów rozproszonych oraz sygnału pożądanego (ulegającego rozpraszaniu) wzdłuż całego łącza. Przykładowe wyniki przeprowadzonych symulacji przedstawiają rysunki 4.11 i 4.12.




Rysunek 4.11 Rezultat symulacji w łączu 3x100 km – przypadek, w którym uzyskiwana w odbiorniku moc jest na poziomi -30 dBm (około 2 dB powyżej progu czułości). Wzmocnienia wzmacniaczy - kolejno: 12 dB i 18 dB. Przebieg czerwony (pierwszy od góry) - sygnał pożądany, przebieg magenta (środkowy) - rozpraszanie Rayleigha, przebieg zielony (na dole) - rozpraszanie Brillouina.




Rysunek 4.12 Rezultat symulacji w łączu 3x100 km – przypadek zrównania mocy z rozpraszania Rayleigha i rozpraszania Brillouina na początku łącza. Wzmocnienia wzmacniaczy - kolejno: 21 dB i 18 dB. Przebieg czerwony (pierwszy od góry) - sygnał pożądany, przebieg magenta (środkowy) - rozpraszanie Rayleigha, przebieg zielony (na dole) - rozpraszanie Brillouina.

Analiza rezultatów uzyskiwanych w toku prowadzonych symulacji, pozwoliła wskazać pewne istotne cechy zachodzącego w łączu procesu wymuszonego

rozpraszania Brillouina, które nie były widoczne w przypadku pomiarów (analizy widma optycznego) wykonywanych tylko w pojedynczym punkcie, na początku łącza. Pierwszą z takich cech, jest istnienie wzrostowego trendu mocy sygnałów rozproszonych (pochodzących zarówno z rozpraszania Brillouina jak i Rayleigha), zgodnego z kierunkiem propagacji tych sygnałów (na rysunku „od prawej do lewej"). Cecha ta związana jest z faktem, iż w przypadku obu procesów mamy do czynienia z kumulacją mocy rozproszonej (od wybranego punktu do końca łącza), przez co w sekcjach bliższych nadajnikowi sygnału (punkt z = 0), moc kumuluje się z większej ilości sekcji, a sygnały rozproszone dodatkowo ulegają wzmocnieniu w większej ilości wzmacniaczy, niż ma to miejsce w dalszych punktach łącza. Na tej podstawie można stwierdzić, że wykorzystując wyniki pomiarów wykonywanych na początku łącza, można ocenić warunki jego pracy, ponieważ sygnały pochodzące z zachodzących w nim, niepożądanych zjawisk, uwidocznią się w tym punkcie. Trend wzrostowy świadczy również o tym, że nawet słabe sygnały rozproszone w odległych od nadajnika sekcjach, propagując w kierunku nadajnika mogą osiągnąć poziomy, których nie można zaniedbać.

Istnienie wzrostowego trendu poziomów mocy sygnałów rozproszonych stanowi również informację, że stosowane dotychczas ograniczenie maksymalnej, dopuszczalnej mocy sygnału na wyjściu wzmacniaczy, mające przeciwdziałać zjawisku rozpraszania Brillouina, może być niewystarczające. To, jaką moc w danym punkcie łącza osiągnie sygnał rozproszony determinuje bowiem nie tylko poziom mocy sygnału ulegającego rozpraszaniu, ale też moc rozproszone, skumulowania w pozostałych sekcjach. Stanowi to więc potencjalne ryzyko, że nawet jeśli założony limit mocy sygnału pożądanego nie zostanie przekroczony, to sygnał rozproszony i tak osiągnie poziom wyższy od spodziewanego. Jednocześnie świadczy to o tym, że w analizie rozpraszania Brillouina, łącze należy rozpatrywać całościowo, nawet jeśli część jego sekcji pozornie nie ma istotnego wpływu pracę rozważanego systemu transferu czasu i częstotliwości.

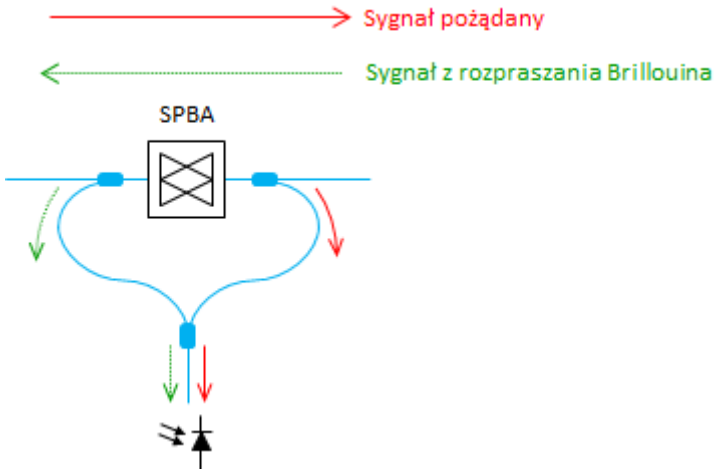
Ostatni wniosek dotyczy faktu, że w przypadku relatywnie niskich poziomów mocy sygnału ulegającego rozpraszaniu, nieliniowość zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina nie uwidacznia się, a kształt uzyskanego przebiegu mocy sygnału rozproszonego jest praktycznie identyczny jak przebieg odpowiadający liniowemu rozpraszaniu Rayleigha. Obserwacja ta jest kluczowa z punktu widzenia zasady działania opracowanego urządzenia pomiarowego oraz kryterium decyzyjnego, na podstawie którego podejmowana jest decyzja odnośnie podtrzymania bądź odrzucenia zmiany wzmocnienia, co zostało szerzej omówione w dalszej części rozdziału.

## 4.4. Detekcja zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina w łączu

Przedstawiony w pierwszej części rozdziału model zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina pozwala wyznaczyć poziomy mocy sygnału rozproszonego i na tej podstawie ocenić, czy w danej sytuacji zjawisko to może negatywnie oddziaływać na pracę łącza. Ocena taka pozwala podjąć działania prewencyjne, czy to na etapie

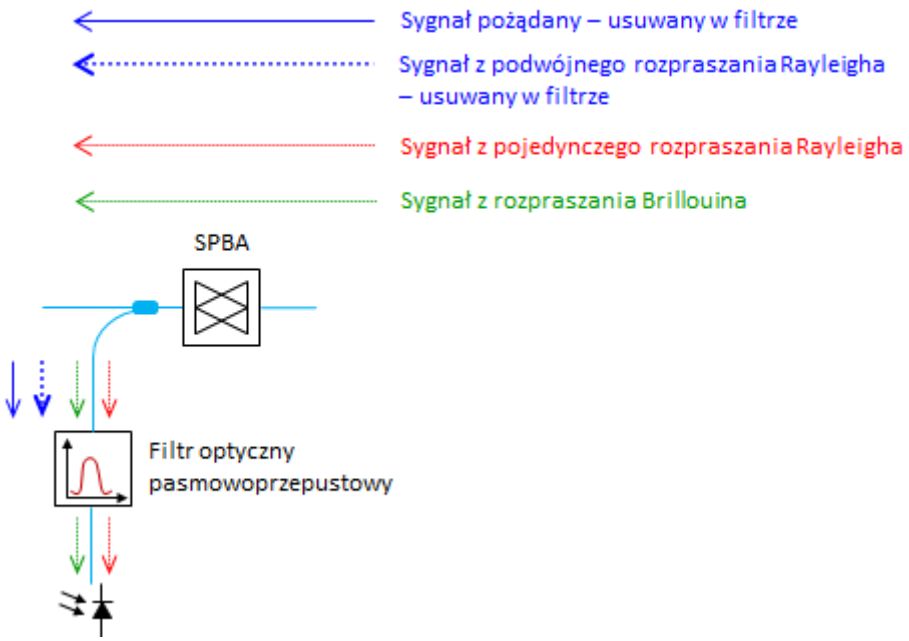
projektowania, czy też podczas doboru wzmocnień w konkretnym, istniejącym łączu, bazując na wyznaczonych wartościach mocy sygnału rozproszonego, a nie poprzez arbitralne narzucenie limitów, ustalonych na podstawie ogólnej wiedzy. Mając jednak na uwadze, że dobór wzmocnień może być również wykonywany w sposób automatyczny, na podstawie wykonywanych na bieżąco pomiarów jakości pracy łącza (pomiar jittera), również zjawisko rozpraszania Brillouina powinno być wykrywane na drodze wykonywanych pomiarów, a uzyskana w ten sposób informacja, powinna zostać uwzględniona podczas wprowadzania zmian wzmocnień wzmacniaczy.

Układ pomiarowy, pozwalający wykryć fakt wystąpienia w łączu zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina został oparty o koncepcję zdudniania sygnałów optycznych na fotodiodzie i uzyskaniu w ten sposób sygnału elektrycznego, o parametrach zależnych od intensywności, z jaką rozpraszanie zachodzi w łączu. Podejście takie związane jest z faktem, że widmo sygnału z rozpraszania Brillouina jest przesunięte o około 11 GHz w stosunku do widma sygnału pożądanego (podlegającego rozpraszaniu) oraz widma sygnału z rozpraszania Rayleigha. W dziedzinie optycznej przesunięcie to jest małe, przez co odseparowanie widm wspomnianych sygnałów (a konkretnie propagujących wstecznie sygnałów z rozpraszania Rayleigha i Brillouina) może być problematyczne do zrealizowania, ze względu na potencjalny brak typowych komponentów (stosowanych np. w rozwiązaniach telekomunikacyjnych), które mogłyby posłużyć do realizacji takiego zadania. Wykorzystanie zjawiska zdudniania sygnałów wydaje się więc rozwiązaniem prostszym, niewymagającym stosowania dedykowanych komponentów optycznych (zwłaszcza komponentów wytwarzanych indywidualnie, pod konkretne zastosowanie), pozwalającym jednocześnie uzyskać sygnał, którego dalsze przetwarzanie odbywa się w domenie elektrycznej. W pierwotnym założeniu przyjęto, że zdudniany będzie sygnał pochodzący z rozpraszania Brillouina z sygnałem pożądanym, a fotodioda, w której ten proces ma zachodzić, zostanie umieszczona blisko wzmacniacza optycznego, gdzie moce sygnałów (także sygnałów rozproszonych) są relatywnie duże. Według tej koncepcji do fotodiody doprowadzone są sygnały optycznej propagujące w przeciwnych kierunkach, co obrazuje rysunek 4.13.




Rysunek 4.13 Schemat obrazujący sposób dołączenia fotodiody detektora według pierwotnej koncepcji, według której propagujący wstecznie sygnał w rozpraszania Brillouina jest zdudniany z sygnałem pożądanym. Oba sygnały uzyskiwane są na dwóch przeciwległych wyjściach wzmacniacza optycznego, poprzez zastosowanie sprzęgaczy optycznych.

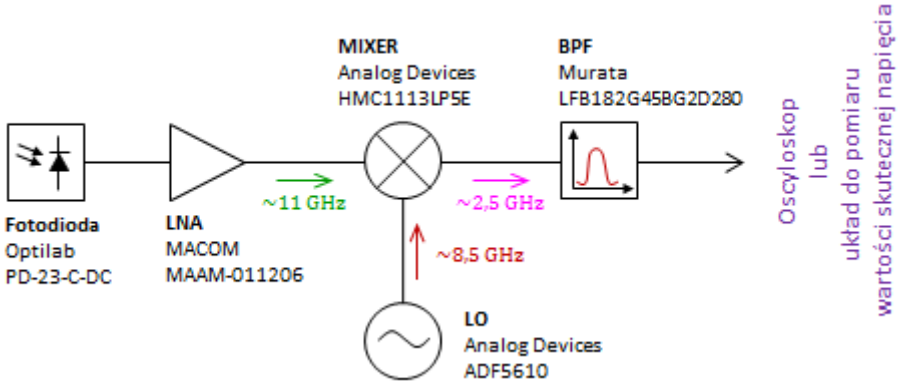
Zdudnianie sygnału pożądanego z sygnałem rozproszonym powinno skutkować powstaniem sygnału elektrycznego na wyjściu fotodiody o częstotliwości odpowiadającej wzajemnemu przesunięciu widm tych sygnałów w dziedzinie optycznej, czyli około 11 GHz. Założono, że dominujący wpływ na sygnał wyjściowy fotodiody będzie miał proces zdudniania słabego sygnału z rozpraszania Brillouina ze znacznie silniejszym sygnałem pożądanym. Pierwsze eksperymenty wykazały jednak, że użyteczny do dalszego przetwarzania sygnał elektryczny na wyjściu fotodiody można uzyskać również bez udziału optycznego sygnału pożądanego, co jest związane z zachodzącym w fotodiodzie zdudnianiem sygnałów pochodzących z dwóch procesów rozpraszania zachodzącym w łączu - będącego przedmiotem badań rozpraszania Brillouina i rozpraszania Rayleigha. Obserwacja ta pozwoliła na uproszczenie części optycznej opracowywanego detektora, a zmodyfikowany schemat dołączenia fotodiody przedstawia rysunek 4.14.




Rysunek 4.14 Schemat obrazujący sprzęgniecie fotodiody detektora rozpraszania Brillouina z głównym torem optycznym według zmodyfikowanej w toku badań koncepcji. Zdudanieniu ulegają sygnały z rozpraszania Brillouina i pojedynczego rozpraszania Rayleigha. Propagujące w tym samym kierunku sygnały – pożądany oraz z podwójnego rozpraszania Rayleigha, mają inną długość fali i są usuwane w filtrze optycznym.

Zastosowane uproszczenie toru, którym sygnały doprowadzone są do fotodiody jest korzystne, ponieważ w porównaniu do pierwotnej koncepcji, pozwala zredukować ilość niezbędnych sprzęgaczy optycznych, które jako elementy pasywne wprowadzają straty. Istotny jest również fakt, że zarówno w głównym torze optycznym, jak i wsprzęgniętym z nim torze stanowiącym dołączenie fotodiody, sygnały rozproszone podlegające zdudnianiu zawsze propagują w tym samym kierunku – oba w pojedynczym włóknie światłowodowym. Nie występuje więc sytuacja, w której zdudnianiu miałyby podlegać sygnały propagujące w różnych odcinkach łącza (po obydwu stronach wzmacniacza), jak miało to miejsce w przypadku pierwszego zaproponowanego rozwiązania. Cecha ta jest korzystna, bowiem w przypadku propagacji sygnałów w różnych fizycznych torach istnieje możliwość, że ich wzajemna polaryzacja będzie ortogonalna i proces zdudniania nie zajdzie. Prowadzone badania eksperymentalne, w których wykorzystywano jedynie propagujące w pojedynczym włóknie sygnały rozproszone, nie wykazały problemów z działaniem układu, których źródła należałoby upatrywać we wzajemnej polaryzacji zdudnianych sygnałów.

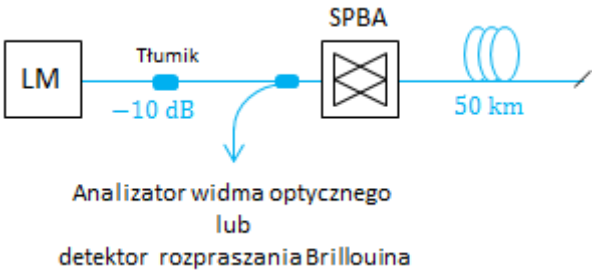
Odstęp pomiędzy widmami sygnałów rozproszonych, wykorzystywanych w omawianym rozwiązaniu detektora rozpraszania Brillouina wynosi, jak już wspomniano, około 11 GHz. Zachodzący w fotodiodzie proces zdudniania tych sygnałów przekłada się więc na uzyskiwany na jej wyjściu sygnał elektryczny o takiej właśnie częstotliwości. Wymaga to zastosowania fotodiody zdolnej do pracy w takim paśmie, oraz wiąże się z koniecznością przetwarzania sygnału o relatywnie wysokiej częstotliwości. Schemat blokowy części elektrycznej opracowywanego detektora umieszczono na poniższym rysunku 4.15.



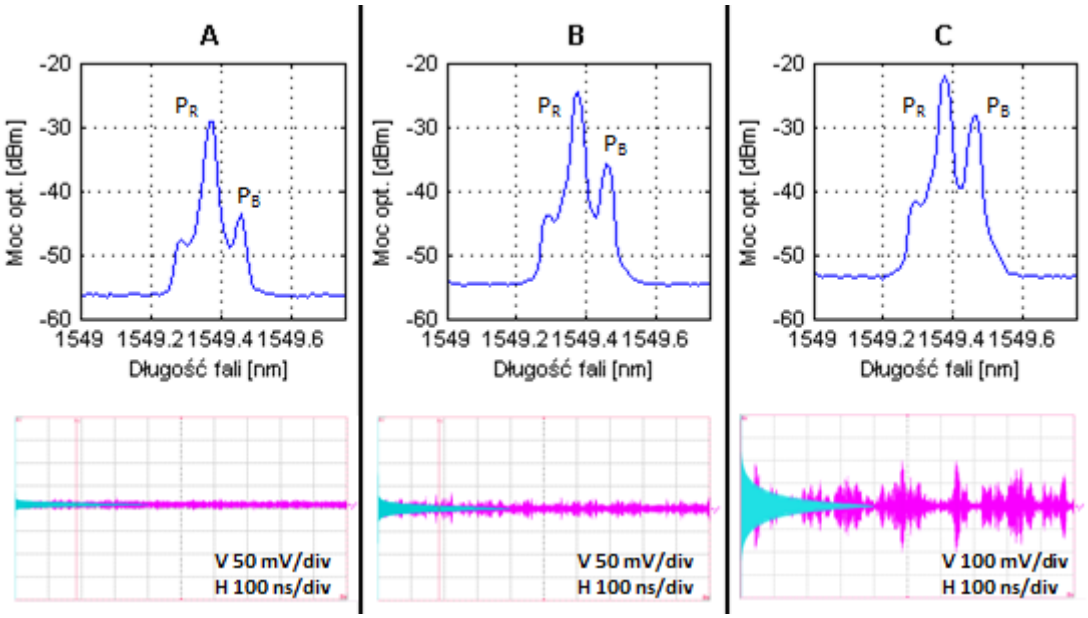

Rysunek 4.15 Schemat blokowy części elektrycznej detektora rozpraszania Brillouina..
LNA – wzmacniacz niskoszumny (ang. Low Noise Amplifier), LO – syntezer częstotliwości, BPF – filtr pasmowoprzepustowy (częstotliwość środkowa ~2,5 GHz, pasmo kilkadziesiąt megaherców)

Sygnał wyjściowy z fotodiody jest wzmacniany we wzmacniaczu wielkiej częstotliwości, zdolnym do pracy w paśmie ~11 GHz. Następnie wzmocniony sygnał doprowadzony jest do układu mieszacza, w którym zachodzi przemiana częstotliwości iprzesunięcie sygnału w zakres częstotliwości niższych, technicznie łatwiejszych do dalszego przetwarzania. Pasmo sygnału po przemianie determinuje częstotliwość lokalnego generatora, która w rozważanym przypadku wynosiła około 8,5 GHz. W rezultacie sygnał pochodzący z procesu zdudniania zostaje przesunięty w pasmo około 2,5 GHz. Umieszczony na wyjściu mieszacza filtr pasmowoprzepustowy pozwala zredukować szum detektora, zlokalizowany poza pasmem użytecznym dla omawianego rozwiązania. Dalsze etapy przetwarzania sygnału obejmują, w przypadku badań laboratoryjnych, obserwację i analizę prowadzoną przy wykorzystaniu oscyloskopu i/lub analizatora widma, a docelowo pomiar wartości skutecznej, wykonany przy użyciu dedykowanych układów.

Działanie układu detekcji wymuszonego rozpraszania Brillouina zbadano przy wykorzystaniu zmodyfikowanego na potrzeby eksperymentów łącza, pokazanego na rysunku 4.16. W konfiguracji tej moduł lokalny (LM) stanowi nadajnik sygnału, który po wstępnym stłumieniu przez tłumik zostaje wzmocniony we wzmacniaczu SPBA i wprowadzony odcinka światłowodu o długości 50 km. Moc optyczna wprowadzana do światłowodu może w ten sposób osiągnąć poziom, przy którym w łączu wystąpi zjawisko wymuszonego rozpraszania Brillouina. W konfiguracji testowej nie wykorzystano drugiego modułu brzegowego. Bezpośrednio przy wzmacniaczu zastosowano sprzęgacz optyczny, za pośrednictwem którego można było oglądać widmo sygnałów rozproszonych lub doprowadzić je do badanego detektora. Przykładowe rezultaty uzyskiwane w trakcie eksperymentów, obrazujące działanie opracowywanego detektora rozpraszania Brillouina, zestawiono na rysunku 4.17 oraz towarzyszącej tabeli 4.1.




Rysunek 4.16 Schemat łącza wykorzystywanego do testów detektora rozpraszania Brillouina.



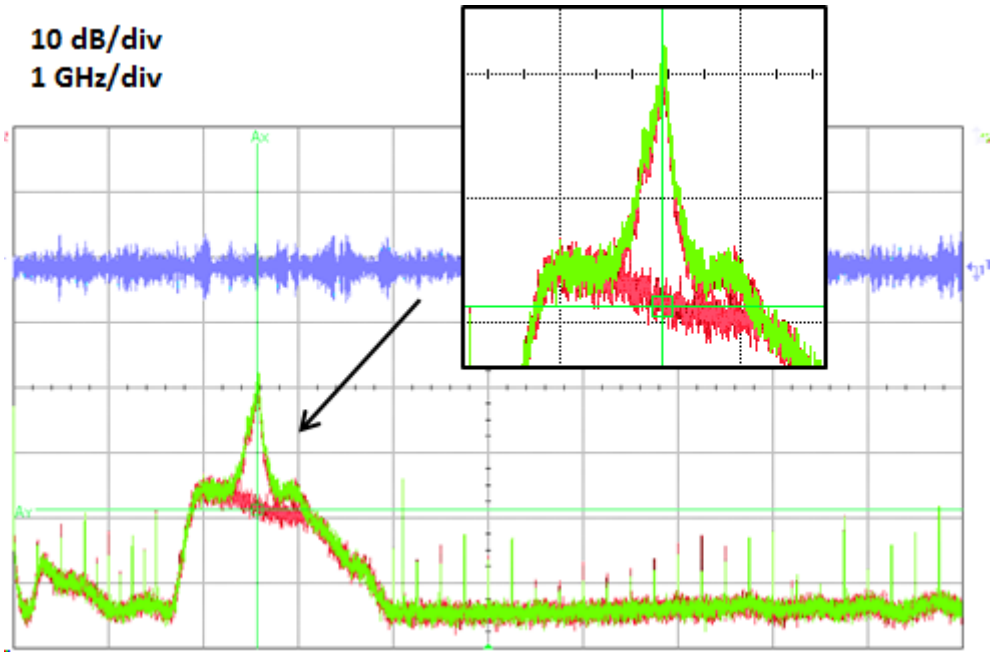

Rysunek 4.17 Przykładowe widma sygnałów optycznych doprowadzonych do detektora rozpraszania Brillouina oraz odpowiadające im przebiegi napięciowe, obserwowane na jego wyjściu. Szczegółowe wartości parametrów zebrano w tabeli 4.1.

Tabela 4.1 Zestawienie uzyskanych parametrów dla przykładów zobrazowanych na rysunku 4.17.
G – wzmocnienie wzmacniacza, PR – prążek sygnału z rozpraszania Rayleigha w widmie optycznym, PB – prążek sygnału z rozpraszania Brillouina w widmie optycznym, σ – odchylenie standardowe przebiegu napięciowego uzyskanego na wyjściu detektora rozpraszania Brillouina.

| **Przypadek** | **G [dB]** | **$P_R$ [dBm]** | **$P_B$ [dBm]** | **σ [mV]** |
|---|---|---|---|---|
| A | 15,21 | -29,0 | -43,6 | 3,68 |
| B | 17,27 | -24,6 | -36,3 | 7,50 |
| C | 28,59 | -22,0 | -28,1 | 60,98 |

W dotychczasowym opisie układu do detekcji rozpraszania Brillouina przedstawiono ogólną zasadę działania opartą o zdudnianie sygnałów pochodzących z dwóch zachodzących w łączu procesów rozpraszania (Rayleigha i Brillouina), z uwzględnieniem zalet wynikających z faktu propagacji obu sygnałów w pojedynczym włóknie. Pominięto natomiast kwestię występowania w łączu innych sygnałów – pożądanych, związanych z transmisją w kierunku przeciwnym do dotychczas

rozważanego, a także niepożądanych – pochodzących np. z wzmocnionej emisji spontanicznej (ASE) zachodzącej we wzmacniaczu optycznym. Ponadto poza oczekiwanym wzajemnym zdudnianiem sygnałów z rozpraszania Rayleigha i Brillouina, w fotodiodzie układu detekcyjnego będą także zachodziły inne procesy zdudniania, np. sygnału z rozpraszania Rayleigha z samym sobą. Pominięcie tych aspektów na etapie zasadniczego opisu zaproponowanego rozwiązania wynikało z faktu, że nie miały one wpływu na funkcjonalność opracowanego urządzenia lub wpływ ten był zaniedbywalny. Przede wszystkim należy pamiętać, że w układzie detekcji rozpraszania Brillouina, sygnał użyteczny ma wysoką częstotliwość (około 11 GHz), który nawet w wyniku dalszego przetwarzania pozostaje w paśmie rzędu kilku gigaherców. Natomiast w wyniku zdudniania „z samym sobą" sygnałów pochodzących czy to z rozpraszania Rayleigha, czy też z rozpraszania Brillouina, na wyjściu fotodiody uzyskuje się szum elektryczny w paśmie rzędu kilkudziesięciu megaherców, który zostaje skutecznie usunięty przez zastosowany w urządzeniu filtr pasmowoprzepustowy. Filtracja w dziedzinie elektrycznej nie rozwiązuje natomiast w pełni problemu występowania na wyjściu fotodiody szumu, którego źródła należy upatrywać w obecności sygnału z emisji spontanicznej i zachodzących procesów jego zdudniania „z samym sobą" oraz z sygnałami z rozpraszania Rayleigha i Brillouina. Ze względu na szerokopasmowy charakter ASE, również pochodzący od wspomnianych procesów szum elektryczny może zawierając składowe o częstotliwości pokrywającej się z sygnałem użytecznym w omawianym detektorze. W toku prowadzonych badań rozważono użycie pasmowoprzepustowego filtra optycznego, poprzedzającego detektora rozpraszania Brillouina i pozwalającego ograniczyć pasmo pochodzącego z tego procesu szumu, redukując tym samym jego moc, co jednocześnie ogranicza związany z nim szum elektryczny na wyjściu fotodiody. Takie rozwiązanie z powodzeniem stosowane jest w modułach brzegowych systemu transferu czasu i częstotliwości. Przeprowadzone badania, w trakcie których porównano działanie układu detekcji rozpraszania Brillouina zarówno z filtrem optycznym poprzedzającym fotodiodę jak i bez niego wykazały, że wpływ szumu z ASE na uzyskiwany na wyjściu sygnał jest pomijalny, co obrazuje rysunek 4.18. Cecha ta mogłaby świadczyć o możliwości pominięcia filtra optycznego i tym samym dokonania kolejnego uproszczenia układu, jednak korzyść w postaci możliwości zastosowania takiego filtra bez znaczącego wpływu na działanie detektora uwidacznia się w momencie, gdy rozważymy pełny, dwukierunkowy system transferu czasu i częstotliwości.




Rysunek 4.18 Analiza FFT sygnału na wyjściu detektora rozpraszania Brillouina.
Przebieg zielony – zastosowany filtr ASE poprzedzający detektor, przebieg czerwony, pokrywający się z przebiegiem zielonym (powiększenie) – brak filtra ASE na wejściu detektora, przebieg czerwony pod „pikiem" – wyłączony laser nadawczy, sygnał na wyjściu detektora jest skutkiem ASE.

Zastosowanie filtra optycznego w torze doprowadzającym sygnały do fotodiody detektora rozpraszania Brillouina okazuje się istotne, gdy pod uwagę weźmiemy fakt, że w łączu występuje dwukierunkowa transmisja sygnałów pożądanych i tym samym również dwukierunkowa transmisja sygnałów rozproszonych. Ze względu na zastosowanie dwóch różnych długości fali (w praktyce – dwóch sąsiadujących kanałów DWDM w rastrze 100 GHz) oraz filtracji zapewniającej selektywność odbiorników w modułach brzegowych, możliwa była niezależna analiza sygnałów pożądanych propagujących „w przód" i „w tył" oraz związanych z nimi zjawisk niepożądanych. Jednakże, w przypadku omawianego detektora, gdzie fotodioda zostaje sprzęgnięta z głównym torem optycznym, pominięcie poprzedzającego ją filtra skutkowałoby doprowadzeniem do niej zarówno sygnałów z rozpraszania Rayleigha i Brillouina pochodzących od sygnału pożądanego propagującego „w przód", ale także sygnałów – pożądanego i podwójnie rozproszonego, związanych z transmisją „w tył", a propagujących w tym samym kierunku co wspomniane sygnały rozproszone (zob. rys. 4.14). Te dodatkowe sygnały przyczyniłaby się do powstania niepożądanych składowych prądu na wyjściu fotodiody. Należy także zauważyć, że w miejscu umieszczenia fotodiody (w bezpośrednim sąsiedztwie wzmacniacza optycznego), spodziewana moc optyczna propagujących w łączu sygnałów jest relatywnie duża, przez co nasilenie zjawisk niepożądanych (procesy zdudniania, szum śrutowy) w fotodiodzie mogłoby mieć istotny wpływ na pracę detektora rozpraszania Brillouina. Stosując filtr optyczny w torze doprowadzającym sygnał do fotodiody, zapewnia się selektywność długości fali sygnałów, które mogą dotrzeć do tego elementu, usuwając tym samym sygnały, które nie są konieczne w detekcji rozpraszania Brillouina, a które mogłyby się przyczynić do nasilenia efektów niepożądanych. Wprowadzenie

selektywności narzuca jednak obostrzenia dotyczące wyboru konkretnych złączy wzmacniacza dla kierunków „w przód" i „w tył", gdyż przy odwrotnym podłączeniu urządzenie będzie wprawdzie wzmacniało sygnały propagujące w łączu, ale nie zostaną one doprowadzone do detektora.

## 4.5. Kryterium decyzyjne dotyczące detekcji zjawiska rozpraszania Brillouina

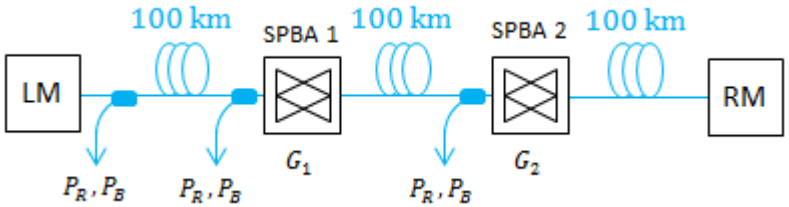
W dotychczasowych rozważaniach dotyczących zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina, obejmujących analizę wyników pomiarów widma optycznego sygnałów rozproszonych, jak również rezultatów uzyskanych na drodze przeprowadzonych symulacji, poziom mocy sygnału rozproszonego (z rozpraszania Brillouina) odnoszono do poziomu sygnału z rozpraszania Rayleigha. Również zaproponowana metoda detekcji omawianego w rozdziale zjawiska wykorzystuje efekt zdudniania sygnałów z obu wymienionych procesów rozpraszania i pozwala uzyskać sygnał zależny od poziomów mocy obu tych sygnałów. Jednocześnie, stanowi to istotny problem w analizie uzyskiwanych rezultatów pomiarów, ponieważ nie dysponujemy znaną wartością referencyjną. Zmieniając wzmocnienie zainstalowanych w łączu wzmacniaczy, wpływa się zarówno na moc sygnału pożądanego, ale tym samym, także na moce sygnałów rozproszonych. Za referencję nie można także przyjąć wartości skutecznej sygnału elektrycznego uzyskanego w wyniku zdudniania sygnału z rozpraszania Rayleigha z samym sobą, ponieważ w tym samym momencie w fotodiodzie zachodzi zdudnianie sygnału z rozpraszania Brillouina z samym sobą, a widma częstotliwościowe sygnałów elektrycznych z obu tych procesów praktycznie pokrywają się ze sobą.

Wobec braku jednoznacznego punktu odniesienia, który pozwoliłby oszacować warunki pracy łącza przy wystąpieniu zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina, opracowano kryterium przyrostowe, odnoszące do siebie zmiany wzmocnienia (a tym samym – zmiany poziomu mocy sygnałów) i zmiany wartości skutecznej sygnału wyjściowego z fotodiody detektora. Wykorzystano tutaj rezultaty symulacji uzyskanych przy użyciu opisanego wcześniej modelu, który w przeciwieństwie do fizycznego systemu transferu czasu i częstotliwości, pozwalał łatwiej kontrolować panujące w łączu warunki. Na podstawie uzyskanych danych stwierdzono, że dla niskich mocy sygnału ulegającego rozpraszaniu, nieliniowość procesu rozpraszania Brillouina jest w akceptowalnym stopniu pomijalna, a poziom sygnału rozproszonego jest w przybliżeniu liniowo zależny od sygnału rozpraszanego, co można zaobserwować np. na rysunku 4.11, gdzie rozkład mocy sygnału z rozpraszania Brillouina jest co do kształtu identyczny jak rozkład mocy sygnału z liniowego rozpraszania Rayleigha. Traktując zatem oba te procesy rozpraszania jako liniowe (co jest spełnione przy relatywnie niskich poziomach mocy sygnałów optycznych – ulegającego rozpraszaniu, a przez to także rozproszonych), można przyjąć, że przyrostowi mocy sygnału pożądanego odpowiada liniowo zależny przyrost sygnału na wyjściu fotodiody, w której sygnały rozproszone ulegają zdudnianiu. W momencie, gdy warunki panujące w łączu doprowadzą do zwiększenia intensywności, z jaką zachodzi rozpraszanie Brillouina,

uwidoczni się również nieliniowy charakter tego zjawiska. W takim przypadku liniowemu przyrostowi mocy sygnału pożądanego będzie odpowiadał nieliniowy przyrost mocy sygnału rozproszonego. Tym samym, nieliniowy będzie również przyrost sygnału elektrycznego na wyjściu fotodiody detektora. Wykrycie takiego stanu podczas zwiększania wzmocnienia świadczy o konieczności zaprzestania wprowadzania dalszych zmian (oraz wycofania zmiany, która doprowadziła do uwidocznienia nieliniowości zjawiska). Przykładowe rezultaty, uzyskane w trakcie badań przedstawiono w tabeli 4.2.

Tabela 4.2 Zestawienie wartości mocy sygnałów z rozpraszania Rayleigha ($P_R$), rozpraszania Brillouina ($P_B$) oraz sygnału elektrycznego ze zdudniania powyższych ($I_{R-B}$), widzianych w module lokalnym oraz na wyjściach wzmacniaczy (zob. rysunek 4.19). Dla każdej wartości wyliczono przyrost ($\Delta P_R$, $\Delta P_B$, $\Delta I_{R-B}$), związany ze zmianą wzmocnienia wzmacniaczu (tu – SPBA 1). Kolorem czerwonym wskazano przypadek, gdy moc sygnałów z rozpraszania Rayleigha i Brillouina osiąga w module lokalnym (LM) ten sam poziom.

| | | | Moduł lokalny | | | | | | Wyjście SPBA 1 | | | | | | Wyjście SPBA 2 | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Lp. | $G_1$ [dB] | $G_2$ [dB] | $P_R$ [dBm] | $\Delta P_R$ [dB] | $P_B$ [dBm] | $\Delta P_B$ [dB] | $I_{R-B}$ [μA] | $\Delta I_{R-B}$ [dB] | $P_R$ [dBm] | $\Delta P_R$ [dB] | $P_B$ [dBm] | $\Delta P_B$ [dB] | $I_{R-B}$ [μA] | $\Delta I_{R-B}$ [dB] | $P_R$ [dBm] | $\Delta P_R$ [dB] | $P_B$ [dBm] | $\Delta P_B$ [dB] | $I_{R-B}$ [μA] | $\Delta I_{R-B}$ [dB] |
| 1 | 12 | 18 | -34,51 | | -46,82 | | 0,107 | | -29,20 | | -44,4 | | 0,259 | | -26,7 | | -42,4 | | 0,437 | |
| 2 | 13 | 18 | -34,43 | 0,08 | -46,50 | 0,33 | 0,112 | 0,40 | -27,21 | 1,99 | -42,2 | 2,22 | 0,420 | 4,21 | -25,7 | 0,99 | -41,4 | 1,07 | 0,554 | 2,06 |
| 3 | 14 | 18 | -34,27 | 0,16 | -45,90 | 0,60 | 0,122 | 0,76 | -25,18 | 2,03 | -39,9 | 2,33 | 0,695 | 4,36 | -24,6 | 1,03 | -40,2 | 1,13 | 0,711 | 2,16 |
| 4 | 15 | 18 | -34,07 | 0,20 | -45,09 | 0,81 | 0,137 | 1,01 | -23,18 | 2,00 | -37,5 | 2,38 | 1,150 | 4,38 | -23,6 | 1,00 | -39,1 | 1,12 | 0,906 | 2,12 |
| 5 | 16 | 18 | -33,77 | 0,30 | -43,91 | 1,19 | 0,162 | 1,49 | -21,19 | 2,00 | -35,0 | 2,50 | 1,930 | 4,50 | -22,6 | 1,00 | -38,0 | 1,15 | 1,161 | 2,15 |
| 6 | 17 | 18 | -33,33 | 0,44 | -42,25 | 1,66 | 0,207 | 2,10 | -19,19 | 2,00 | -32,3 | 2,67 | 3,304 | 4,67 | -21,6 | 1,00 | -36,8 | 1,20 | 1,495 | 2,20 |
| 7 | 18 | 18 | -32,75 | 0,58 | -40,17 | 2,08 | 0,281 | 2,66 | -17,22 | 1,96 | -29,5 | 2,83 | 5,738 | 4,79 | -20,7 | 0,96 | -35,5 | 1,21 | 1,922 | 2,18 |
| 8 | 19 | 18 | -31,92 | 0,83 | -37,40 | 2,77 | 0,425 | 3,60 | -15,22 | 2,00 | -26,3 | 3,21 | 10,447 | 5,20 | -19,7 | 1,00 | -34,2 | 1,33 | 2,513 | 2,33 |
| 9 | 20 | 18 | -30,90 | 1,03 | -34,12 | 3,28 | 0,698 | 4,30 | -13,26 | 1,97 | -22,7 | 3,54 | 19,694 | 5,51 | -18,7 | 0,96 | -32,8 | 1,38 | 3,293 | 2,35 |
| 10 | 21 | 18 | -29,67 | 1,22 | -30,27 | 3,85 | 1,251 | 5,07 | -11,33 | 1,93 | -18,8 | 3,97 | 38,854 | 5,90 | -17,8 | 0,93 | -31,4 | 1,45 | 4,332 | 2,38 |
| 11 | 22 | 18 | -28,35 | 1,33 | -26,12 | 4,15 | 2,350 | 5,47 | -9,51 | 1,82 | -14,6 | 4,18 | 77,559 | 6,00 | -17,0 | 0,82 | -30,0 | 1,41 | 5,601 | 2,23 |
| 12 | 23 | 18 | -27,09 | 1,26 | -22,56 | 3,56 | 4,093 | 4,82 | -7,93 | 1,58 | -11,0 | 3,63 | 141,348 | 5,21 | -16,4 | 0,58 | -28,9 | 1,09 | 6,783 | 1,66 |
| 13 | 24 | 18 | -25,96 | 1,13 | -19,97 | 2,59 | 6,279 | 3,72 | -6,59 | 1,34 | -8,2 | 2,71 | 225,410 | 4,05 | -16,1 | 0,34 | -28,2 | 0,68 | 7,624 | 1,02 |
| 14 | 25 | 18 | -24,92 | 1,05 | -18,03 | 1,94 | 8,859 | 2,99 | -5,40 | 1,19 | -6,2 | 2,03 | 326,590 | 3,22 | -15,9 | 0,19 | -27,8 | 0,40 | 8,158 | 0,59 |



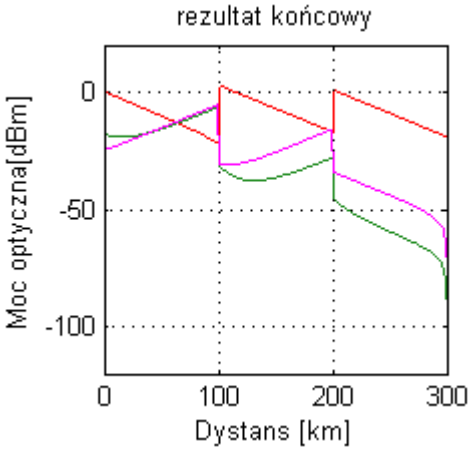

Rysunek 4.19 Schemat łącza wykorzystanego w trakcie badań symulacyjnych do uzyskania wartości zebranych w tabeli 4.2.

Spośród przedstawionych rezultatów, szczególną uwagę należy zwrócić na te uzyskiwane na wyjściu wzmacniacza SPBA 1, bowiem nie tylko jest to wzmacniacz, w którym wprowadzano korekty wzmocnienia, ale jest to urządzenie zlokalizowane najbliżej modułu brzegowego (tu – modułu lokalnego), czyli potencjalne miejsce umieszczenia detektora w rzeczywistym łączu. Badanie obejmowało szereg przypadków, poczynając od wzmocnienia wzmacniacza SPBA 1 ustawionego na wartość $G_1$=12 dB, przy stałej wartości wzmocnienia wzmacniacza SPBA 2 ustawionego na wartość $G_2$=18 dB. Takie wartości pozwoliły zapewnić, że w symulowanym łączu sygnał docierający do modułu zdalnego (RM) byłby na poziomie -30 dBm. Zwiększaniu wzmocnienia $G_1$ o 1 dB odpowiada zwiększenie mocy sygnałów rozproszonych o 2 dB w przypadku rozpraszania Rayleigha, i nieco ponad 2 dB w przypadku rozpraszania Brillouina. Oznacza to, że nawet dla małych wartości mocy uwidacznia się nieliniowość rozpraszania Brillouina. Relacja pomiędzy przyrostem wzmocnienia, a przyrostem mocy sygnałów rozproszonych (1 dB przyrostu wzmocnienia, 2 dB przyrostu mocy) wynika z faktu, że zmiana wzmocnienia $G_1$ prowadzi do zwiększenia mocy sygnału ulegającego rozpraszaniu, a następnie wzmocnienia sygnałów rozproszonych. W tym miejscu warto zwrócić uwagę, że w przypadku wzmacniacza SPBA 2, w którym wzmocnienie jest stałe, przyrosty mocy sygnałów rozproszonych są na poziomie 1 dB, czyli tyle, ile wynosi przyrost wzmocnienia $G_1$. Zmiana wzmocnienia wzmacniacza SPBA 1 powoduje, że moc sygnału ulegającego rozpraszaniu przyrasta tyle samo zarówno na wejściu jak i na wyjściu wzmacniacza SPBA 2.

Przyrostowy wzmocnienia wzmacniacza SPBA 1 i odpowiadającemu mu zwiększeniu mocy sygnałów rozproszonych odpowiada przyrost prądu będącego skutkiem zdudniania tych sygnałów w fotodiodzie. Ponieważ zdudnianie odnosi się do dwóch sygnałów, z których każdy przyrasta o 2 dB, stąd przyrost prądu jest na poziomie około 4 dB. Kolejnym przyrostom wzmocnienia odpowiada przyrost wartości prądu ze zdudniania, a ze względu na uwidoczniony, nieliniowy charakter rozpraszania Brillouina, z każdym krokiem jest on nieco większy. Warto jednak zwrócić uwagę na fakt, że w momencie zrównania się mocy sygnałów rozproszonych, widzianych na początku łącza, przyrost wartości prądu jest rzędu niemal 6 dB (wobec spodziewanych 4 dB wynikających ze zmiany wzmocnienia). Analiza mocy sygnałów rozproszonych widzianych na początku łącza pozwala sądzić, że przyrosty prądu na poziomie poniżej 5 dB powinny zapewnić stabilne działanie łączu (poziom mocy sygnału z rozpraszania Brillouina jest wówczas przynajmniej 6 dB poniżej poziomu mocy sygnału z rozpraszania Rayleigha).

Analizując zebrane w tabeli 4.2 rezultaty warto również zwrócić uwagę, że dla dużych wartości wzmocnienia wzmacniacza SPBA 1 następuje odwrócenie trendu wzrostowego prądu ze zdudniania sygnałów rozproszonych. Przyczyny tego zjawiska należy upatrywać w procesie rozpraszania zachodzącym zarówno w pierwszej sekcji łącza, pomiędzy modułem lokalnym (LM) a wzmacniaczem SPBA 1, jak i w drugiej sekcji łącza, pomiędzy wzmacniaczami SPBA 1 i SPBA 2 (zob. też rysunki 4.11 i 4.12

obrazujące przypadki nr 1 i 10 z tabeli 4.2), co w konsekwencji prowadzi do nieliniowego zmniejszenia mocy sygnałów ulegających rozpraszaniu (zob. tabela 4.3), jak i rozproszonych, Jest to również sytuacja, w której zrównanie mocy sygnałów z rozparzania Rayleigha i Brillouina występuje już w drugiej sekcji łącza. Rezultaty dla przypadku 14 z tabeli 4.2 obrazuje rysunek 4.20.




Rysunek 4.20 Rezultat symulacji w łączu 3x100 km, dla wzmocnień wzmacniaczy - kolejno: 25 dB i 18 dB. Przebieg czerwony (pierwszy od góry) - sygnał pożądany, przebieg magenta (środkowy) - rozpraszanie Rayleigha, przebieg zielony (na dole) - rozpraszanie Brillouina.

Tabela 4.3 Poziomy mocy sygnału pożądanego, ulegającego rozpraszaniu, na wejściach wzmacniaczy SPBA 1 (100 km) i SPBA 2 (200 km), dla kierunku propagacji LM→RM.

| **Wzmacniacz** | **Moc wejściowa spodziewana** | **Moc wejściowa z modelu** |
|---|---|---|
| SPBA 1 | -20,00 dBm | -15 dBm |
| SPBA 2 | -22,16 dBm | -17,18 dBm |

Zaproponowane kryterium przyrostowe pozwala wykryć sytuację, w której w wyniku zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina, przyrostowi mocy sygnału pożądanego, wynikającemu ze zwiększenia wzmocnienia odpowiada wyraźnie nieliniowy przyrost mocy sygnału rozproszonego, co w konsekwencji może prowadzić do zaburzenia działania łącza Korzystając z faktu, że sygnały rozproszone wykazują trend wzrostowy, zgodny z kierunkiem ich propagacji (patrz wnioski dotyczące rezultatów symulacji w podrozdziale 4.3), opisane kryterium można wykorzystać do globalnej (w skali całego łącza) oceny wpływu wprowadzanych modyfikacji wzmocnień, umieszczając omówiony detektor i wykonując analizę przyrostową sygnałów rozproszonych we wzmacniaczu najbliższym nadajnikowi sygnału. Możliwe jest również wykonanie pomiarów w każdym ze wzmacniaczy, dokonując lokalnej oceny wpływu wprowadzonej w danym wzmacniaczu zmiana wzmocnieni na pracę łącza. W takim przypadku należy jednak pamiętać, że ocena taka odnosi się do rozpraszania zachodzącego w odcinku od wybranego wzmacniacza, do końca łącza, przy jednoczesnym braku możliwości sprawdzenia, jak zmiany nastawy tego

wzmacniacza wpływają na proces rozpraszania, który zachodzi także w odcinku pomiędzy nadajnikiem sygnału ulegającego rozpraszaniu, a danym wzmacniaczem.

## 4.6. Podsumowanie

Przedstawione w rozdziale 4 rozwiązania, obejmujące model symulacyjny oraz układ umożliwiający wykrycie zjawiska wymuszonego rozpraszania Brillouina pozwoliły lepiej poznać charakter wspomnianego procesu, zachodzącego w długodystansowym łączu do transferu czasu i częstotliwości, jak również dały możliwość podjęcia przeciwdziałających mu kroków, czy to na etapie projektu, czy też w działającym systemie transmisyjnym. Model symulacyjny, oparty o układ równań propagacji sygnałów – ulegającego rozproszeniu i rozproszonego, dał możliwość wyznaczenia rozkładu mocy obu tych sygnałów wzdłuż całego łącza. Dodatkowo, uzyskane rezultaty zostały zestawione z analogicznym rozkładem mocy sygnału pochodzącego z rozpraszania Rayleigha. Na podstawie tak przedstawionych danych wysunięto wnioski, istotne z punktu widzenia rozważanych systemów transmisyjnych. Pierwszy dotyczył ogólnego trendu poziomu mocy sygnałów rozproszonych (zarówno z rozpraszania Brillouina jak i Rayleigha). Zaobserwowano, że zgodnie z kierunkiem propagacji tych sygnałów można wskazać trend wzrostowy ich mocy, tzn. im bliżej nadajnika wprowadzającego do łącza sygnał podlegający następnie procesom rozpraszania, tym moc sygnałów rozproszonych jest większa. Oznacza to, że rezultat obu procesów rozpraszania zachodzących w łączu uwidoczni się na jego początku. Drugi wniosek odnosił się do faktu, że rozpraszanie zachodzi wzdłuż całej długości łącza. Ze względu na to, że w przypadku rozpraszania Brillouina propagujący w łączu sygnał rozproszony przyczynia się do zintensyfikowania procesu rozpraszania, w całościowym ujęciu zachodzącego w łączu procesu, istotny jest zarówno sygnał rozproszony w sekcjach, w których rozpraszanie może zachodzić intensywnie (np. ze względu na dużą moc sygnału pożądanego, który podlega rozpraszaniu), jak również sygnał pochodzący z sekcji, gdzie rozpraszanie zachodzi z mniejszą intensywnością. Oznacza to, że kryterium progowe mające przeciwdziałać zjawisku rozpraszania Brillouina, a polegające na przyjęciu maksymalnej wartości mocy jaką może osiągnąć sygnał pożądany (ulegający rozpraszaniu) może być niewystarczające, ponieważ na proces ten wpływają także sygnały pochodzące z sekcji łącza, w których moc sygnału podlegającego rozpraszaniu (a przez to także moc sygnałów rozproszonych) jest relatywnie niska.

Dane uzyskane z modelu symulacyjnego wykorzystano także do opracowania kryterium decyzyjnego, które na podstawie danych pomiarowych, uzyskanych przy użyciu opracowanego urządzenia, pozwala przeciwdziałać zjawisku wymuszonego rozpraszania Brillouina. W tym aspekcie problem stanowi fakt, że w pomiarach wykorzystuje się sygnał elektryczny powstały w wyniku zdudniania dwóch sygnałów optycznych, pochodzących z rozpraszania Rayleigha i Brillouina. W zależności od konfiguracji łącza, poziomy mocy tych sygnałów mogą być różne. Co więcej, zmieniając wzmocnienia wzmacniaczy jednocześnie wpływa się na oba te sygnały. Oznacza to, że wykonując pomiar zgodnie z zaproponowaną metodą nie dysponuje się

wprost sygnałem, którego poziom mocy można by przyjąć za uniwersalny punkt odniesienia. W procesie detekcji zjawiska rozpraszania Brillouina wykorzystano jednak fakt, że proces ten ma charakter nieliniowy, w przeciwieństwie do liniowego rozpraszania Rayleigha. Tym samym, liniowemu przyrostowi mocy sygnału ulegającego rozproszeniu odpowiada liniowy przyrost mocy sygnału z rozpraszania Rayleigha oraz nieliniowy przyrost mocy z rozpraszania Brillouina, przy czym, jeśli proces ten nie zachodzi w sposób intensywny, również w pochodzącym od niego sygnale rozproszonym można zaobserwować liniowy trend przyrostu mocy. Wykorzystując te cechy zaproponowano kryterium przyrostowe, polegające na analizie zmian sygnału elektrycznego pochodzącego ze zdudniania sygnałów rozproszonych, w zależności od przyrostu mocy, związanej ze zmianą wzmocnienia wybranego wzmacniacza optycznego. Kryterium to stanowi, że zmiana wzmocnienia jest dopuszczalna, jeśli odpowiada jej liniowy przyrost wartości skutecznej sygnału elektrycznego na wyjściu fotodiody, co ma miejsce w sytuacji, gdy rozpraszanie Brillouina w łączu nie zachodzi w sposób intensywny.

Zaproponowana metoda detekcji rozpraszania Brillouina, oparta o zdudnianie sygnałów pochodzących z dwóch zachodzących w łączu procesów rozpraszania nie jest jedyną, jaka może zostać użyta w tym celu. Alternatywą mogłaby być analiza przesyłanego w łączu sygnału pod kątem wykrycia charakterystycznych zniekształceń będących skutkiem rozważanego procesu rozpraszania. Metoda taka byłaby rozwinięciem rozwiązania wspomnianego już w rozdziale 2 w kontekście wyznaczania odstępu sygnał-szum w odbiornikach systemu transferu czasu i częstotliwości. Przewagą opracowanego i opisanego w bieżącym rozdziale rozwiązania jest jednak fakt, że ocena wpływu zmiany wzmocnienia na pracę łącza może zostać wykonana bezpośrednio we wzmacniaczu, w którym zmianę tą wprowadzono. Cecha ta wpisała się w przyjęte założenie dotyczące zapewnienia możliwości autonomicznej pracy wzmacniaczy, w przypadku, gdy nie ma możliwości zapewnienia wzajemnej komunikacji między urządzeniami. Pomysł ten zostanie szerzej omówiony w kolejnym rozdziale.

# 5. Optymalizacja pracy łącza na podstawie oceny jakości przesyłanych sygnałów wykonywanej we wzmacniaczach

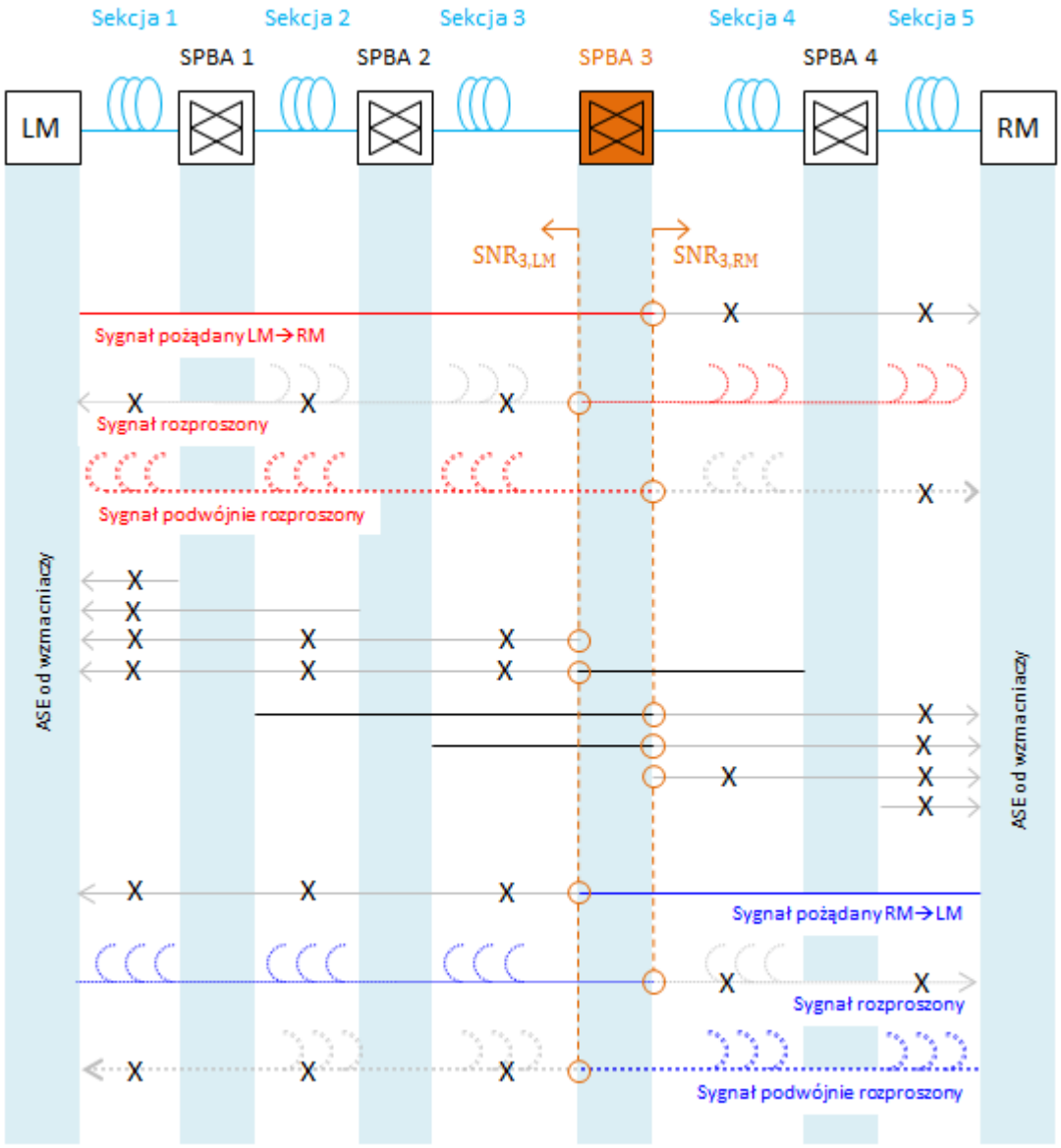
Implementując rozwiązania opracowane i wykorzystywane w toku prowadzonych badań, przyjęto, iż zapewniony jest nieograniczony dostęp do wszystkich urządzeń (moduły brzegowe, wzmacniacze optyczne) wykorzystywanego systemu transferu czasu i częstotliwości, dający możliwość ciągłej kontroli pracy łącza oraz wprowadzania zmian wzmocnień wzmacniaczy. Spełnienie tego założenia jest relatywnie proste w warunkach laboratoryjnych, jednak może stanowić wyzwanie podczas eksploatacji łączy w warunkach rzeczywistych. W przypadku rozważanego systemu transmisyjnego, zdalne zarządzenie instalowanymi w łączu urządzeniami realizowane jest za pośrednictwem zewnętrznej sieci Ethernet, co stwarza konieczność zapewnienia do niej dostępu. Praktyka pokazuje, że nie zawsze jest to możliwe do zrealizowania, co przekłada się na brak pełnej kontroli nad działającymi w łączu urządzeniami. Problem tyczy się szczególnie wzmacniaczy optycznych, które mogą znajdować się np. w punktach redystrybucyjnych sieci telekomunikacyjnych, czyli miejscach o krytycznym znaczeniu dla pracy sieci krajowej lub nawet międzynarodowej, a przez to wymagających, ze względów bezpieczeństwa, ograniczenia dostępu osób postronnych. Osobną kwestią, całkowicie pominiętą w niniejszej dysertacji, jest konieczność zapewnienia bezpieczeństwa i niezawodności działania sieci, urządzeń i oprogramowania, wykorzystywanych w zdalnym zarządzaniu pracą łącza.

Ograniczenia dostępu do urządzeń, w tym przede wszystkim dostępu zdalnego, stanowią szczególny przypadek, w którym zastosowanie opisanego w rozdziale 3 podejścia, związanego z automatyczną inicjalizacją i optymalizacją pracy łącza na podstawie wykonywanych na bieżąco pomiarów, może być znacząco utrudnione. Zastosowanie zaproponowanych procedur mogłoby się wiązać np. z koniecznością zaangażowania uprawnionego personelu oraz zapewnienia możliwości kontroli normalnie niedostępnych urządzeń na czas prowadzonych działań. W tym kontekście można rozważyć sytuację, że wobec braku dostępu do danego urządzenia (np. wzmacniacza optycznego) optymalizacja pracy łącza wykonywana jest z jego pominięciem, co wprawdzie jest możliwe do wykonania (pod warunkiem, że wyłączony w procedury wzmacniacz zapewnia wzmocnienie niezbędne z punktu widzenia prowadzenia transmisji), jednak może prowadzić do gorszych rezultatów niż w przypadku możliwości kontroli wszystkich urządzeń. Wobec tych potencjalnych ograniczeń, podjęto działania, mające na celu zbadanie możliwości zapewnienia pracy autonomicznej zainstalowanych w łączu wzmacniaczy. Założono, że urządzenia takie powinny być w stanie dokonać samoczynnego doboru własnych nastaw, wykorzystując jedynie lokalnie zmierzone parametry, na podstawie których można wnioskować o jakości sygnałów na końcach łącza. Możliwość autonomicznej pracy wzmacniaczy byłaby z jednej strony rozwiązaniem problemu ograniczonego dostępu (także zdalnego) do urządzeń, a jednocześnie stanowiłaby dodatkowy mechanizm zwiększenie niezawodności pracy łącza, w przypadku gdy np. zewnętrzna sieć służąca do kontroli

i zarządzenia ulega awarii. W niniejszym rozdziale opisano koncepcję lokalnego (we wzmacniaczu) odwzorowania warunków pracy całego łącza oraz rezultaty wstępnych badań, potwierdzających możliwość takiego odwzorowania i wykonania na jego podstawie poprawnej optymalizacji pracy łącza.

## 5.1. Estymacja jakości przesyłanych w łączy sygnałów wykonywana we wzmacniaczach

Celem opisanych dotychczas rozwiązań do optymalizacji pracy łącza do transferu czasu i częstotliwości jest zapewnienie warunków, przy których jakość przesyłanych sygnałów jest najwyższa. Miarą jakości jest odstęp sygnał-szum (lub powiązany z nim jitter), który można wyznaczyć jedynie w modułach brzegowych światłowodowego systemu transmisyjnego, bowiem to właśnie w tych miejscach kumulują się wszystkie sygnały niepożądane (pochodzące od zachodzących w łączu procesów rozpraszania oraz od wzmocnionej emisji spontanicznej we wzmacniaczach), które w momencie detekcji oddziałują na sygnał pożądany. Koncepcja wzmacniacza autonomicznego narzuca konieczność, by pomiar jakości pracy łącza odbywał się nie tylko na jego końcach, ale też w samym wzmacniaczu, wyposażonym w sprzęgnięty z głównym torem optycznym fotodetektor i odpowiednie układy pomiarowe. Należy jednak mieć na uwadze, że nie wszystkie sygnały optyczne docierające do odbiornika w module brzegowym są dostępne w fotodetektorze pomiarowym we wzmacniaczu, co wynika z faktu, że część zjawisk, przekładających się na jakość pracy łącza mierzoną na jego końcu, zachodzi w sekcjach za danym wzmacniaczem, co obrazuje rysunek 5.1. Ponadto sygnały, które są dostępne zarówno we wzmacniaczu jak i w module brzegowym, mogą w tych dwóch punktach różnić się poziomem mocy.




Rysunek 5.1. Ograniczenia wynikające z przjętego rozwiązania pomiarowego. Estymując wartości odstępu sygnał-szum we wzmacniaczu (tu - SPBA 3), wykorzystuje się sygnały na jego wyjściach (odpowiednio w kierunku modułu lokalnego LM i zdalnego RM), na rysunku wskazane pomarańczowymi kółkami. Znakiem „X" oznaczono natomiast sygnały, które nie mogą być uwzględnione podczas estymacji odstępu sygnał-szum w wybranym wzmacniaczu.

Pierwszym krokiem badań dotyczących możliwości realizacja koncepcji pracy autonomicznej wzmacniaczy, było określenie w jakim stopniu pomiary jakości pracy łącza wykonywane lokalnie we wzmacniaczach odpowiadają wynikom uzyskiwanym w modułach brzegowych. Istotnym, z punktu widzenia optymalizacji pracy łącza, było sprawdzenie, czy na podstawie dostępnych we wzmacniaczu sygnałów, można zaobserwować optimum pracy łącza, pokrywające się lub przynajmniej będące w bliskiej odległości od optimum wyznaczanego na końcach łącza.

### 5.1.1. Badania symulacyjne

Przygotowując symulację pod kątem określenia jakości przesyłanych sygnałów we wzmacniaczach optycznych przyjęto, że pod uwagę będą brane sygnały wyjściowe z urządzenia. W ten sposób w ocenie jakości uwzględniony zostaje także wpływ

wzmocnionej emisji spontanicznej (ASE) wzmacniacza, w którym jest ona wykonywana. Korzystny może być również fakt, że moc optyczna propagujących w łączu sygnałów jest w takim punkcie relatywnie duża, co w potencjalnej, późniejszej realizacji układowej daje możliwość zastosowania innego fotoodbiornika (np. o mniejszej czułości) niż w modułach brzegowych. Dla ułatwienia analizy i porównywania uzyskiwanych w toku badań wyników, w pierwszym etapie symulacji przyjęto jednak, że zarówno fotoodbiorniki we wzmacniaczach jak i w modułach brzegowych są identyczne, a po stronie optycznej poprzedzają je filtry zapewniające selektywność długości fali odbieranych sygnałów i eliminujące tym samym wpływ pojedynczego rozpraszania Rayleigha (zob. podrozdział 1.1.1). Nie mniej jednak, w toku prowadzonych badań, rozważono także sytuację, w której takich filtrów nie zastosowano, co z punktu widzenia praktycznej realizacji urządzenia stanowiłoby swoiste ułatwienie dla instalatora. Obecność filtrów wymusza bowiem jeden konkretny sposób wpięcia wzmacniacza w łącza, a zamiana jego wyprowadzeń skutkuje brakiem możliwości wykonania pomiarów w tym urządzaniu.

Do wyznaczenia jakości sygnałów we wzmacniaczu, której miarą w przypadku symulacji jest odstęp sygnał-szum, konieczne jest określenie, jaką moc optyczną w danym wzmacniaczu osiągają propagujące w łączu sygnały. Znając strukturę danego łącza (liczba sekcji światłowodowych, liczba wzmacniaczy), należy dla każdego z kierunków propagacji (na obu wyjściach wzmacniacza), wyznaczyć:

1) moc sygnału pożądanego - $P_{out}$ (wykorzystując opis z podrozdziału 2.1),
2) skumulowaną moc sygnału z podwójnego rozpraszania Rayleigha - $P_{RR}$ (wykorzystując wzory przedstawione w podrozdziale 2.2),
3) moc sygnału z emisji spontanicznej zachodzącej we wzmacniaczach - $P_{ASE}$ (na podstawie opisu w podrozdziale 2.3).

Na potrzeby eksperymentu dotyczącego sytuacji, w której fotoodbiornik we wzmacniaczu nie jest poprzedzony filtrem optycznym, konieczne jest także wyznaczenie skumulowanej mocy sygnału z pojedynczego rozpraszania Rayleigha - $P_R$.

Wyszczególnione wyżej sygnały optyczne przekładają się podczas detekcji na prąd fotoodbiornika, zawierający składową odpowiadającą sygnałowi pożądanemu oraz składowe stanowiące szum. Wzory pozwalające wyliczyć odpowiednie składowe przedstawiono w podrozdziale 2.4 dotyczącym detekcji sygnałów, jak również zebrano w Dodatku B do niniejszej dysertacji. W poniższym zestawieniu zawarto ogólny opis zależności składowych prądu od mocy optycznej odpowiednich sygnałów.

1) Składowa prądu odpowiadająca sygnałowi ($I_{sig}$), zależna od mocy optycznej sygnału pożądanego propagującego w danym kierunku.
2) Wariancja składowej prądu pochodzącej ze zdudniania sygnału pożądanego z sygnałem z podwójnego rozpraszania Rayleigha ($\sigma^2_{sig-RR}$), zależna od iloczynu mocy optycznej obu sygnałów.

3) Wariancja składowej prądu pochodzącej ze zdudniania sygnału pożądanego z sygnałem z wzmocnionej emisji spontanicznej ($\sigma^2_{sig-ASE}$), zależna od iloczynu mocy optycznej obu sygnałów.
4) Wariancja składowej prądu pochodzącej ze zdudniania sygnału z podwójnego rozpraszania Rayleigha z sygnałem z wzmocnionej emisji spontanicznej ($\sigma^2_{RR-ASE}$), zależna od iloczynu mocy optycznej obu sygnałów.
5) Wariancja składowej prądu pochodzącej ze zdudniania sygnału z podwójnego rozpraszania Rayleigha z samym sobą ($\sigma^2_{RR-RR}$), zależna od kwadratu wartości mocy optycznej sygnału pochodzącego z tego zjawiska.
6) Wariancja składowej prądu pochodzącej ze zdudniania sygnału z wzmocnionej emisji spontanicznej z samym sobą ($\sigma^2_{ASE-ASE}$), zależna od kwadratu wartości mocy optycznej sygnału pochodzącego z tego zjawiska.
7) Wariancja szumu śrutowego pochodząca od sygnału pożądanego ($\sigma^2_{sh,sig}$), zależna od mocy optycznej sygnału pożądanego propagującego w danym kierunku.
8) Wariancja szumu śrutowego pochodząca od sygnału z podwójnego rozpraszania Rayleigha ($\sigma^2_{sh,RR}$), zależna od mocy optycznej sygnału pochodzącego z tego zjawiska.
9) Wariancja szumu śrutowego pochodząca od sygnału z wzmocnionej emisji spontanicznej ($\sigma^2_{sh,ASE}$), zależna od mocy optycznej sygnału pochodzącego z tego zjawiska.
10) Wariancja szumu z konwersji szumu fazowego lasera na szum amplitudowy ($\sigma^2_{DE}$), zależna od mocy propagującego w łączu sygnału pożądanego oraz od długości łącza, w jakiej sygnał propaguje.
11) Wariancja szumu odbiornika ($\sigma^2_{odb}$), niezależna do mocy doprowadzonych do niego sygnałów optycznych.

Dodatkowo, w trakcie symulacji wyznaczono również wariancje składowych prądu odpowiadających zdudnianiu sygnału z pojedynczego rozpraszania Rayleigha z samym sobą ($\sigma^2_{R-R}$) oraz z sygnałem z emisji spontanicznej ($\sigma^2_{R-ASE}$), a także wariancję szumu śrutowego związaną z tym zjawiskiem rozpraszania ($\sigma^2_{sh,R}$). Należy pamiętać, że sygnał pochodzący z pojedynczego rozpraszania Rayleigha oraz propagujący w tym samym kierunku sygnał pożądany mają różne długości fali i z tego względu produkt zdudniania obu tych sygnałów ma częstotliwość poza pasmem fotoodbiornika, przez co może zostać pominięty.

Wykorzystując wymienione wyżej składowe prądu można zdefiniować odstęp sygnał-szum (SNR) wyznaczany na danym wyjściu wzmacniacza, jako:

$$SNR_{SPBA} = 20\log_{10}\frac{I_{sig}}{\sqrt{\sigma^2_{noise}}}, \tag{5.1}$$

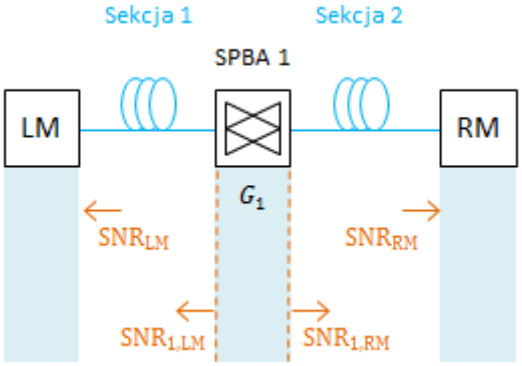
gdzie:

$$\begin{aligned}\sigma^2_{noise} = {} & \sigma^2_{sig-RR} + \sigma^2_{sig-ASE} + \sigma^2_{RR-ASE} + \sigma^2_{RR-RR} \\ & + \sigma^2_{ASE-ASE} + \sigma^2_{sh,sig} + \sigma^2_{sh,RR} + \sigma^2_{sh,ASE} \\ & + \sigma^2_{DE} + \sigma^2_{odb} + \sigma^2_{R-R} + \sigma^2_{R-ASE} + \sigma^2_{sh,R}\end{aligned} \tag{5.2}$$

W powyższym wzorze (5.2) kolorem czerwonym wskazano składowe szumowe związane z sygnałami z rozpraszania Rayleigha ($\sigma^2_{R-R}$, $\sigma^2_{R-ASE}$, $\sigma^2_{sh,R}$), które należy pominąć w przypadku zastosowania wspomnianego już filtra optycznego, poprzedzającego fotoodbiornik we wzmacniaczu.

### 5.1.2. Analiza wstępnych rezultatów

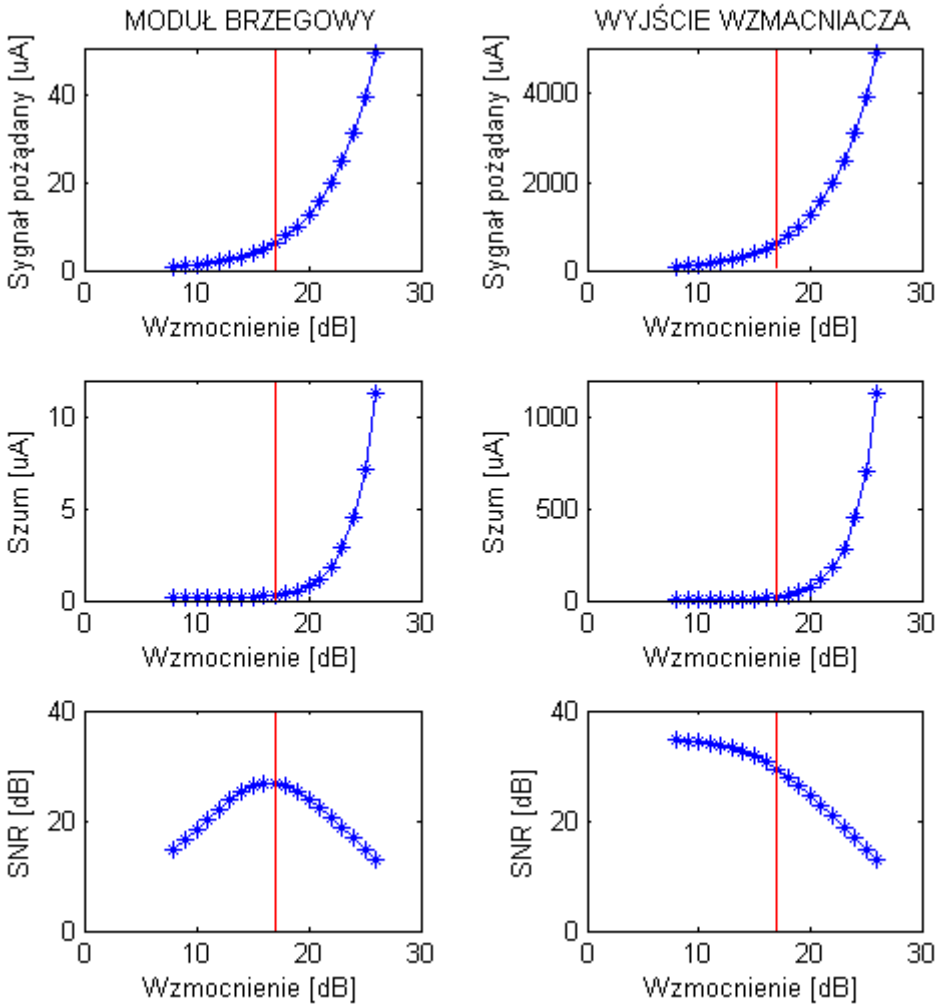
W pierwszym etapie prowadzonych badań zwrócono uwagę na zależność pomiędzy wartością odstępu sygnał-szum liczoną dla odbiorników umieszczonych w modułach brzegowych oraz na wyjściach wzmacniacza sąsiadującego z danym modułem. Schemat podstawowego łącza testowego, zawierającego tylko jeden wzmacniacz oraz dwa odcinki światłowodu po 100 km każdy, przedstawia rysunek 5.2.




Rysunek 5.2. Schemat łącza wykorzystywanego podczas pierwszego etapu symulacji.
LM, RM - moduły brzegowe, SPBA 1 - wzmacniacz optyczny, $SNR_{1,LM}$, $SNR_{1,RM}$ - odstęp sygnał-szum wyznaczany na wyjściach wzmacniacza, $SNR_{LM}$ $SNR_{RM}$ - odstęp sygnał-szum wyznaczany w modułach brzegowych. Długości sekcji światłowodowych – po 100 km.

Symetryczna struktura łącza, jak również wykorzystanie tylko jednego wzmacniacza optycznego przełożyła się na symetrię rezultatów, uzyskiwanych na obydwu wyjściach wzmacniacza oraz w obu modułach brzegowych, dzięki czemu na etapie przygotowania symulacji łatwo było stwierdzić ewentualne błędy, a kolejnych krokach, jednoznacznie ustawić optymalne wzmocnienie, zapewniające, w sposób jednoznaczny, najwyższą jakość sygnałów na obydwu końcach łącza. Optymalną pracę uzyskano przy wzmocnieniu wynoszącym około 17 dB, co przełożyło się na wartości odstępu sygnał-szum równe 26,8 dB w modułach brzegowych oraz 29,4 dB na

wyjściach wzmacniacza (przyjęto że wszystkie fotoodbiorniki są identyczne). Różnica uzyskanych wartości odstępu sygnał-szum była spodziewana, gdyż ze względu na pominięcie tłumienia wprowadzanego przez światłowód łączący wzmacniacz z modułem brzegowym, moc sygnałów optycznych na wyjściu wzmacniacza, przekładających się na składowe prądu fotoodbiornika, jest większa. Należy tu jednak zaznaczyć, że wymienione wcześniej składowe prądu fotoodbiornika mogą zależeć albo wprost od mocy optycznej doprowadzonych sygnałów (sygnał pożądany, szumy śrutowe), albo od iloczynu mocy sygnałów pochodzących z różnych zjawisk (zdudnianie różnych sygnałów), albo od kwadratu mocy sygnału z pojedynczego zjawiska (zdudnianie „sam ze sobą"). Tym samym zależność pomiędzy odstępem sygnał-szum w module brzegowym i w sąsiadującym w nim wzmacniaczu jest nieliniowa. Z punktu widzenia procesu optymalizacji pracy łącza różnice wartości uzyskiwanych parametrów nie są jednak krytyczne. Istotnym jest natomiast, by dla dobranej na podstawie odstępu sygnał-szum w modułach brzegowych wartości wzmocnienia optymalnego (z akceptowalnym rozrzutem rzędu 2-3 dB), uzyskać również optimum odstępu sygnał-szum wyznaczonego lokalnie we wzmacniaczu. W celu zbadania tej kwestii, w kolejnym kroku badań przeprowadzono eksperyment polegający na wyznaczeniu odstępu sygnał-szum w modułach brzegowych i we wzmacniaczu, dla różnych wartości wzmocnienia, odbiegających od punktu optimum. Uzyskane rezultaty obrazują wykresy przedstawione na rysunku 5.3.




Rysunek 5.3. Wartości prądu sygnału pożądanego (górny wiersz), szumu (środkowy wiersz) oraz odstęp sygnał-szum (dolny wiersz), wyznaczone na podstawie składowych prądu fotoodbiornika w jednym z modułów brzegowych oraz na wyjściu wzmacniacza w kierunku tego modułu brzegowego. Czerwoną linią zaznaczono wzmocnienie optymalne. Ze względu na symetrię łącza testowego, identyczne rezultaty uzyskuje się na drugim wyjściu wzmacniacza i w drugim module brzegowym.

Porównując rezultaty obrazujące uzyskane wartości prądu stanowiącego sygnał użyteczny oraz wartości prądu stanowiącego szum, widziane w każdym z urządzeń, można zauważyć zbliżony trend zmian – zwiększeniu wzmocnienia odpowiada zwiększenie prądu fotoodbiornika, co tyczy się zarówno składowej sygnału pożądanego jak i szumu. Jednakże zgodność taka nie występuje w przypadku odstępu sygnał-szum, który w przeciwieństwie do modułów brzegowych, we wzmacniaczach nie wykazuje istnienia maksimum. Analizując rezultaty zauważono, że dla optymalnej wartości wzmocnienia (17 dB), w modułach brzegowych uzyskano składowe prądu:

- składowa sygnału pożądanego: 6,23 μA,
- składowa szumowa: 0,28 μA, w tym szum odbiornika: 0,14 μA.

Z kolei we wzmacniaczu odpowiedni składowe prądu przyjmują wartości :

- składowa sygnału pożądanego: 623,13 μA,
- składowa szumowa: 21,21 μA, w tym szum odbiornika: 0,14 μA.

Analogiczne wartości wyznaczono dla najniższej ustawionej wartości wzmocnienia (8 dB), stanowiącej absolutny limit dla funkcjonowania łącza, wynikający z tłumienia odcinków (40 dB dla dwóch odcinków po 100 km, przy założeniu tłumienia jednostkowego 0,2 dB/km), czułości stosowanych fotoodbiorników (około -32 dBm) i mocy nadajnika (około 0 dBm). W modułach brzegowych uzyskano:

- składowa sygnału pożądanego: 0,78 μA,
- składowa szumowa: 0,15 μA, w tym szum odbiornika: 0,14 μA.

Natomiast we wzmacniaczu odpowiednie składowe prądu wynoszą:

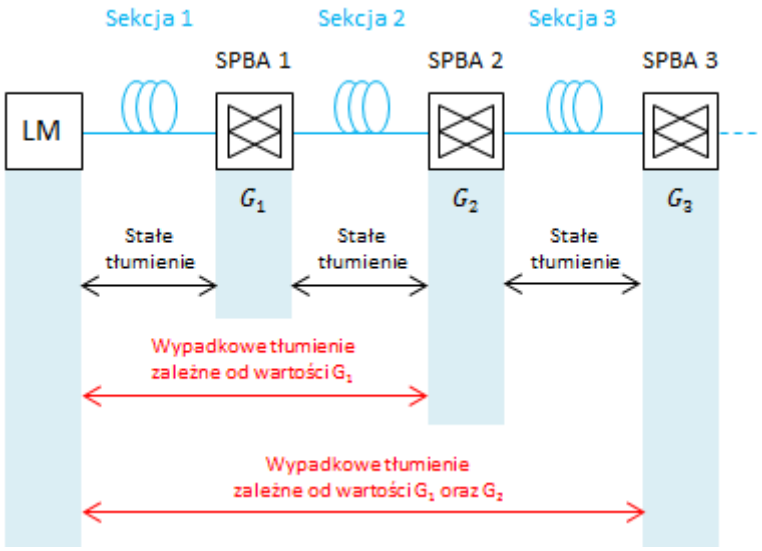
- składowa sygnału pożądanego: 78,45 μA,
- składowa szumowa: 1,45 μA, w tym szum odbiornika: 0,14 μA.

Wyniki te obrazują, że w modułach brzegowych, gdzie moc optyczna odbieranych sygnałów jest niższa, dominującym czynnikiem degradującym jakość jest niezależny od mocy optycznej szum własny fotoodbiornika. W momencie wystąpienia optimum odstępu sygnał-szum, szum ten stanowi 50% wartości całkowitego szumu uzyskiwanego w module brzegowym. Zmniejszenie wzmocnienia powoduje, że udział szumu własnego fotoodbiornika rośnie do poziomu 93%. Z kolei we wzmacniaczu, gdzie sygnały optyczne mają wyższą moc, szum fotoodbiornika to przy optymalnym wzmocnieniu jedynie 0,7% składowej szumowej, a dla wzmocnienia wynoszącego 8 dB – 9,7%. Tym samym, w przeciwieństwie do modułu brzegowego, szum własny fotoodbiornika we wzmacniaczu nie wprowadza istotnego ograniczenia oddziałującego na wyznaczany odstęp sygnał-szum.

Uzyskane w toku przeprowadzonych symulacji rezultaty pozwalają stwierdzić, że wyznaczenie wartości odstępu sygnał-szum bezpośrednio na wyjściach wzmacniacza nie jest wystarczające na potrzeby optymalizacji pracy łącza. Zaobserwowane we wzmacniaczu zmiany tego parametru sugerują, że poprawa jakości występuje przy redukowaniu wzmocnienia co nie jest prawdą. Ze względu na wyższe poziomy mocy optycznej sygnałów występujących na wyjściach wzmacniacza, w stosunku do mocy sygnałów odbieranych w modułach brzegowych, wyznaczony lokalnie dla różnych wartości wzmocnienia odstęp sygnał-szum nie posiada maksimum mogącego świadczyć o optymalnej pracy łącza. Wynika to z faktu, iż we wzmacniaczu składowe prądu zależne od mocy optycznej sygnałów dominują nad szumem odbiornika. Cechę tą zaobserwowano zarówno w przypadku wykorzystania pojedynczego wzmacniacza, jak również dla łącza zawierającego większą ilość takich urządzeń. W efekcie, próba optymalizacji pracy łącza na podstawie lokalnie wyznaczonego odstępu sygnał-szum nie powiodłaby się, ponieważ trend zmian tego parametru wskazuje, iż redukcja wzmocnienia przyczyni się do poprawy jakości pracy łącza, co w rzeczywistości uniemożliwiłoby jego pracę.

### 5.1.3. Modyfikacja modelu pod kątem zapewnienia możliwości lokalnego wyznaczenia jakości pracy łącza

Napotkany problem braku optimum w wyznaczanym we wzmacniaczu odstępie sygnał-szum, skłonił do poszukiwania rozwiązań, które pozwoliłyby uzyskać lokalne odwzorowanie warunków panujących w końcach łącza. Rozważając możliwe podejścia, pod uwagę brano nie tylko zgodność w pożądanymi efektami, czyli uzyskanie spójnych rezultatów na końcu łącza i we wzmacniaczach, ale też możliwość praktycznej realizacji badanych koncepcji. Biorąc pod uwagę wyniki wstępnych badań, świadczące o tym, że źródeł problemu należy upatrywać w zależnych od poziomu mocy optycznej składowych szumowych, w pierwszej kolejności rozważono możliwość zastosowania tłumika optycznego w torze poprzedzającym umieszczony we wzmacniaczu fotoodbiornik, wykorzystywany do wykonania niezbędnych pomiarów. Tłumik taki pozwalałby dopasować poziomy mocy sygnałów do wartości występujących na końcach łącza. Rozwiązanie to sprawdziłoby się jednak tylko w przypadku urządzeń sąsiadujących z modułem brzegowym, gdzie tłumienie wynika jedynie z propagacji przez światłowód łączący te dwa urządzenie i przez to jest stałe. Jeśli pomiędzy danym wzmacniaczem, a modułem brzegowym znajdują się inne wzmacniacze, wypadkowe tłumienie odcinka może się zmieniać w zależności od nastaw pozostałych wzmacniaczy (rysunek 5.4). W takim przypadku tłumik poprzedzający fotoodbiornk musiałby mieć regulowaną wartość, każdorazowo dostosowywaną do aktualnych warunków panujących w łączu, co jest możliwe, ale niewygodne w przypadku realizacji praktycznej. Co więcej, takie rozwiązanie wiązałoby się z porzuceniem pierwotnego pomysłu, by poprzez wykorzystanie sygnałów z wyjścia wzmacniacza optycznego, uzyskać większe wartości prądów fotoodbiornika.




Rysunek 5.4. Wypadkowe tłumienie pomiędzy danym wzmacniaczem a modułem brzegowym, jest zależne od liczby sekcji światłowodowych (wprowadzających stałe tłumienie) oraz wartości wzmocnień innych wzmacniaczy, które dzielą moduł brzegowy od wybranego wzmacniacza.

Alternatywą do redukcji mocy sygnałów docierających do umieszczonego we wzmacniaczu fotoodbiornika jest zwiększenie poziomu jego szumów własnych. W praktyce wiązałoby się to z dodaniem zewnętrznego źródła szumu, zależnego od

mocy sygnałów optycznych. Koncepcję tą postanowiono zbadać symulacyjnie, co można zrobić stosunkowo łatwo, gdyż w modelu zawarty jest parametr opisujący wariancję szumu własnego odbiornika ($\sigma_{odb}^2$ – zob. wzory (5.2) oraz (B.14) w Dodatku B), który można korygować w toku prowadzonych obliczeń. Wartość współczynnika powielenia szumu ($k_{attn}$) uzyskuje się na podstawie wypadkowego tłumienia odcinka łączącego dany wzmacniacz z modułem brzegowym, które można wyznaczyć mierząc moc sygnału na wejściu wzmacniacza (od strony modułu brzegowego) i przyjmując, że wartość mocy nadajnika jest stała i znana, co w praktyce jest dobrze spełnione. Współczynnik powielenia szumu można opisać zależnością:

$$k_{attn} = \frac{P_{SPBAin,LM}}{P_{in,LM}}, \tag{5.3}$$

gdzie:

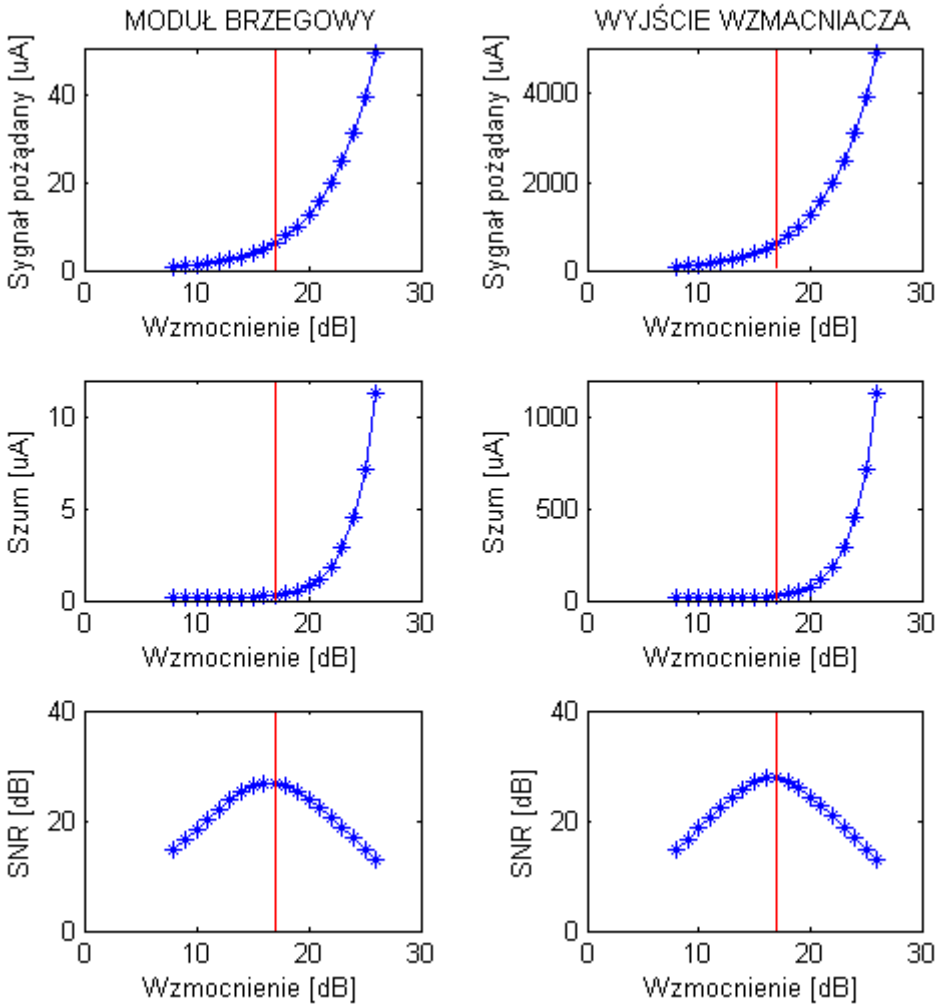
$P_{SPBAin,LM}$ – moc na wejściu wzmacniacza od strony modułu brzegowego (tu – modułu lokalnego LM) wyrażona w miliwatach,

$P_{in,LM}$ – moc nadajnika w module nadawczym (tu – w module lokalnym LM) wyrażona w miliwatach.

Rozwiązanie to pozwala uzyskać współczynniki powielenia szumu dla każdego ze wzmacniaczy, adekwatne do aktualnych warunków panujących w łączu. Należy zaznaczyć, że każdorazowa zmiana wzmocnienia dowolnego wzmacniacza, wymaga powtórnego wyznaczenia wartości współczynników powielenia szumu w pozostałych urządzeniach. Wykorzystując przedstawiony wyżej współczynnik korekcyjny można przedstawić wzór na skorygowaną wariancję szumu własnego odbiornika:

$$\sigma_{odb}^2 = (J_{odb} \cdot k_{attn})^2 \cdot B_{e,SPBA}. \tag{5.4}$$

Przykładowy wykres wartości odstępu sygnał-szum, wyznaczonego w łączu testowym (z pojedynczym wzmacniaczem) po zaimplementowaniu metody powielania szumu odbiornika przedstawia rysunek 5.5.

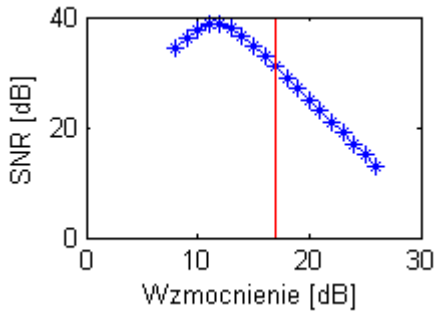



Rysunek 5.5. Wartości prądu sygnału pożądanego (górny wiersz), szumu (środkowy wiersz) oraz odstęp sygnał-szum (dolny wiersz), wyznaczone na podstawie składowych prądu fotoodbiornika w jednym z modułów brzegowych oraz na wyjściu wzmacniacza w kierunku tego modułu brzegowego, po zastosowaniu metody powielenia szumu odbiornika we wzmacniaczu. Dzięki zastosowanemu rozwiązaniu uzyskano optimum odstępu sygnał-szum zarówno w module brzegowym jak i we wzmacniaczu. Czerwoną linią zaznaczono wzmocnienie optymalne. Ze względu na symetrię łącza testowego, identyczne rezultaty uzyskuje się na drugim wyjściu wzmacniacza i w drugim module brzegowym.

### 5.1.4. Korekcja parametrów fotoodbiorników pomiarowych, umieszczonych we wzmacniaczach

W przedstawionym powyżej rozwiązaniu przyjęto, że fotoodbiorniki wykorzystywane we wzmacniaczu mają parametry identyczne z odbiornikami umieszczonymi w modułach brzegowych. W praktyce można dopuścić sytuację, w której to założenie nie będzie spełnione (co może być podyktowane dostępnością komponentów albo względami ekonomicznymi), a wykorzystane układy będą różniły się np. szerokością pasma elektrycznego. Różnica ta wpłynie na składowe prądu fotoodbiornika, będące produktami zdudniania szerokopasmowego sygnału z emisji spontanicznej z samym sobą lub z pozostałymi sygnałami o węższym paśmie (sygnał użyteczny, sygnał z podwójnego rozpraszania Rayleigha), oraz na składowe stanowiące szum śrutowy. Ponadto zmiana szerokości pasma wpłynie na poziom szumów własnych

fotoodbiornika. W rezultacie wyliczany we wzmacniaczu odstęp sygnał-szum będzie zaburzony co dla przypadku rozważanego już łącza testowego (z pojedynczym wzmacniaczem) obrazuje Rysunek 5.6.




Rysunek 5.6. Odstęp sygnał-szum na jednym z wyjść wzmacniacza w łączu testowym (ze względu na symetrię łącza, na drugim wyjściu uzyskano identyczne rezultaty). Zmniejszenie pasma elektrycznego fotoodbiorników z 2 GHz do 20 MHz spowodowało przesunięcie optimum (zaznaczone czerwoną kreską) w zakres niższych wartości wzmocnienia (około 12 dB).

Jak można zauważyć, pomimo zastosowanej opisanej wcześniej korekty szumu odbiornika, wyznaczanej na podstawie wypadkowego tłumienia, ograniczenia pasma elektrycznego fotoodbiorników zaburzyło lokalne odwzorowanie przebiegu odstępu sygnał-szum, przesuwając optimum w zakres niższych wartości wzmocnienia. Mając na uwadze fakt, że poza przypadkiem zdudniania sygnału z emisji spontanicznej z samym sobą, zależność wskazanych w Dodatku B wariancji szumów od pasma elektrycznego jest liniowa, przyjęto, że poprawność odwzorowania (w zakresie położenia optimum) można zapewnić poprzez zastosowanie współczynnika korekcyjnego $k_{bw}$, wyznaczanego jako relacja pomiędzy szerokością pasm odbiorników stosowanych w modułach brzegowych i we wzmacniaczu:

$$k_{bw} = \frac{B_{e,LM}}{B_{e,SPBA}}, \tag{5.5}$$

gdzie:

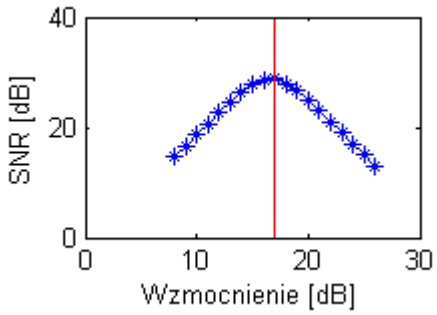
$B_{e,LM}$ – szerokość pasma elektrycznego fotoodbiorników w modułach brzegowych (tu - na przykładzie modułu lokalnego LM) [Hz],

$B_{e,SPBA}$ – szerokość pasma elektrycznego fotoodbiorników stosowanych we wzmacniaczach [Hz].

Wariancję szumu własnego odbiornika, dla przypadku zastosowania korekt związanych w wypadkowym tłumieniem oraz zmianą szerokości pasma użytego we wzmacniaczu fotoodbiornika można opisać wzorem:

$$\sigma_{odb}^2 = (J_{odb} \cdot k_{attn})^2 \cdot B_{e,SPBA} \cdot k_{bw}. \tag{5.6}$$

Rezultaty uzyskane we wzmacniaczu w wyniku zastosowania obu współczynników korekcyjnych prowadzących do powielenia szumu własnego fotoodbiornika przedstawiono na rysunku 5.7:




Rysunek 5.7. Odstęp sygnał szum na jednym w wyjść wzmacniacza w łączu testowym po zastosowaniu współczynników korekcyjnego związanych z wypadkowym tłumieniem oraz zmianą szerokości pasma fotoodbiornika. Ze względu na symetrię łącza, rezultaty uzyskane na drugim wyjściu wzmacniacza są identyczne do przedstawionych.

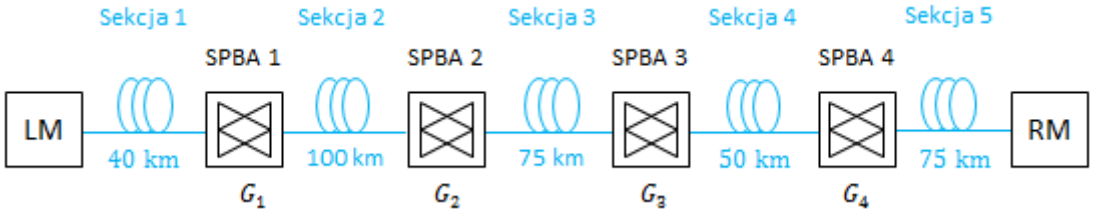
## 5.2. Optymalizacja pracy łącza na podstawie danych uzyskanych lokalnie we wzmacniaczach

Zapewnienie możliwości lokalnego odwzorowania warunków panujących na końcach łącza (w zakresie położenia optimum odstępu sygnał-szum) pozwoliło przystąpić do próby przeprowadzenia optymalizacji pracy łącza, bazując na danych uzyskanych lokalnie we wzmacniaczach. Celem eksperymentu było zbadanie, czy taki proces można skutecznie przeprowadzić oraz w jakim stopniu rezultaty uzyskane w toku tak wykonanej optymalizacji odpowiadają wynikom optymalizacji wykonywanej na podstawie wyników pomiarów wykonanych w modułach brzegowych. W przeciwieństwie do przedstawionych we wcześniejszej części rozdziału rezultatów symulacji, w których wykorzystywano tylko jeden wzmacniacz optyczny, optymalizację prowadzono dla przypadku łączy niesymetrycznych pod względem długości odcinków światłowodów oraz zawierających większą liczbę wzmacniaczy. Przystępując do eksperymentu należy mieć na uwadze, że uzyskane w jego trakcie rezultaty będą stanowiły rozwiązanie suboptymalne, gdyż w zaproponowanym rozwiązaniu pomiarowym stosowanym we wzmacniaczu nie ma fizycznej możliwości pełnego odwzorowania warunków panujących w odbiorniku w module brzegowym (część sygnałów optycznych zostaje pominięta podczas pomiarów – zob. rysunek 5.1). W związku z tym, celowe jest przeprowadzenie szerszych badań, mających na celu stwierdzenie, czy optymalizacja prowadzona przy wykorzystaniu lokalnie zmierzonych wartości się powiedzie oraz jakiego rzędu różnic pomiędzy tak wyznaczonym optimum, a optimum uzyskanym na podstawie danych z modułów brzegowych, należy się spodziewać.

Procedura optymalizacji pracy łącza, wykonywanej przy wykorzystaniu lokalnie wyznaczonych wartościach odstępu sygnał-szum, była tożsama z opisaną w rozdziale 3 procedurą wykonywaną na podstawie wyników pomiarów wykonywanych na końcach łącza. W toku symulacji wprowadzano zmiany nastaw wzmacniaczy (wybieranych w kolejności lub losowo), dokonując jednocześnie oceny jakości przesyłanych sygnałów w urządzeniu, którego wzmocnienie było w danej chwili modyfikowane. Jako kryterium decyzyjne stanowiące o poprawie, pogorszeniu lub braku wpływu wprowadzonej zmiany na pracę łącza zastosowano omawiane już w podrozdziale 3.4.1

kryterium minimax. W toku prowadzonych symulacji przyjęto stały krok zmiany wzmocnienia równy 1 dB (w części przypadków także 0,5 dB), dodatkowo nakładając ograniczenie wielkości jednorazowej zmiany wzmocnienia pojedynczego wzmacniacza (nie więcej niż 3-5 dB). Zbadano także przypadek, w którym dopuszczono możliwość wpływu pojedynczego rozpraszania Rayleigha na wyznaczany we wzmacniaczu odstęp sygnał-szum (co miałoby miejsce przy braku filtrów optycznych poprzedzających fotoodbiorniki we wzmacniaczach).

Optymalizację pracy łącza wykonywano przyjmując arbitralne, ale zapewniające jednak działanie łącza, wartości początkowe wzmocnień wzmacniaczy. Przykładowe rezultaty symulacji, wykonywanej dla łącza o strukturze przedstawionej na rysunku 5.8, zebrano w poniższej tabeli 5.1. W celu dokonania oceny przebiegu procesu optymalizacji, dla każdego zestawu wzmocnień wyznaczono wartość odstępu sygnał-szum na końcach łącza, zestawiając je z wynikami optymalizacji prowadzonej na podstawie wyników pomiarów w modułach brzegowych.




Rysunek 5.8. Schemat przykładowego łącza, w którym prowadzono optymalizację na podstawie lokalnej (we wzmacniaczach) estymacji jakości jego pracy.

Tabela 5.1. Zestawienie wartości początkowych oraz rezultatów końcowych prowadzonych optymalizacji.

| | **Wartości początkowe [dB]** | | | | | | **Wartości końcowe [dB]** | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Lp. | G1 | G2 | G3 | G4 | $SNR_{LM}$ | $SNR_{RM}$ | G1 | G2 | G3 | G4 | $SNR_{LM}$ | $SNR_{RM}$ |
| 1 | - | - | - | - | - | - | 11,00 | 13,67 | 11,12 | 12,48 | 25,91 | 25,60 |
| 2 | 20,00 | 15,00 | 10,00 | 10,00 | 21,86 | 22,26 | 14,00 | 13,00 | 10,00 | 11,00 | 24,87 | 26,38 |
| 3 | 20,00 | 15,00 | 10,00 | 10,00 | 21,86 | 22,26 | 13,00 | 13,00 | 11,00 | 11,00 | 25,19 | 26,32 |
| 4 | 8,00 | 12,00 | 10,00 | 8,00 | 17,57 | 17,94 | 13,00 | 13,00 | 10,00 | 12,00 | 25,21 | 26,27 |
| 5 | 8,00 | 12,00 | 10,00 | 8,00 | 17,57 | 17,94 | 13,50 | 12,50 | 10,50 | 11,50 | 25,08 | 26,32 |
| 6 | 8,00 | 12,00 | 10,00 | 8,00 | 17,57 | 17,94 | 4,50 | 17,50 | 11,00 | 8,00 | 21,60 | 21,47 |

1. Optymalna praca łącza – na podstawie optymalizacji wykorzystującej wartości SNR zmierzone w modułach brzegowych.
2. Optymalizacja na podstawie lokalnej oceny jakości pracy łącza – wzmacniacze regulowane w kolejności ich umiejscowienia w łączu.
3. Optymalizacja na podstawie lokalnej oceny jakości pracy łącza – wzmacniacze regulowane w losowej kolejności.
4. Optymalizacja na podstawie lokalnej oceny jakości pracy łącza – wzmacniacze regulowane w losowej kolejności, optymalizacja rozpoczęta przy zmienionych wartościach początkowych.
5. Optymalizacja na podstawie lokalnej oceny jakości pracy łącza – wzmacniacze regulowane w losowej kolejności, krok zmian wzmocnienia zredukowany do wartości 0,5 dB.
6. Optymalizacja na podstawie lokalnej oceny jakości pracy łącza w przypadku braku filtra optycznego eliminującego wpływ pojedynczego rozpraszania Rayleigha.

Uzyskane rezultaty potwierdzają możliwość skutecznego przeprowadzenia procesu optymalizacji pracy łącza przy wykorzystaniu danych uzyskanych lokalnie we wzmacniaczu. Wyniki charakteryzują się powtarzalnością, niezależnie od wartości początkowych wzmocnień. Różnice wartości odstępu sygnał-szum mierzonego na końcach łącza dla przypadku optymalizacji globalnej oraz lokalnej są na poziomie 1 dB, co jest wartością w pełni akceptowalną. W przypadku wzmocnień wzmacniaczy różnice wartości nie przekraczają 3 dB, a dla większości przypadków są mniejsze. Warto również zauważyć, że nawet w przypadku odstępstw, sumaryczna wartość wzmocnienia wszystkich wzmacniaczy jest zachowana. Jedynym wyjątkiem, w którym optymalizacja nie zakończyła się sukcesem, był przypadek łącza, w którym umieszczone we wzmacniaczu fotoodbiorniki nie były poprzedzone filtrem optycznym, co przekładało się na zwiększenie szumu z wzmocnionej emisji spontanicznej oraz, przede wszystkim, pojawienie się składowych szumowych związanych z pojedynczym rozpraszaniem Rayleigha.

## 5.3. Podsumowanie

Badania przedstawione w rozdziale 6 dotyczyły oceny możliwości autonomicznej pracy wzmacniaczy optycznych, które na podstawie wykonanych lokalnie pomiarów powinny być w stanie samoczynnie dobrać wartość swojego wzmocnienia, aby zapewnić optymalną pracę łącza. Wykonane symulacje pozwoliły określić kroki niezbędne do prawidłowego, lokalnego odwzorowaniu warunków panujących na końcach łącza. Potwierdzono także możliwość skutecznego przeprowadzenia procesu optymalizacji, bazując jedynie na danych uzyskanych lokalnie w regulowanym w danej chwili urządzeniu.

W toku prowadzonych symulacji wykorzystano opracowane wcześniej metody, pozwalające wyznaczyć odstęp sygnał-szum na końcach łącza, dostosowując je do przypadku, w którym ocena jakość sygnałów dokonywana jest na podstawie sygnałów wyjściowych ze wzmacniacza optycznego. Wykazano, że zmiany wartości odstępu sygnał-szum w zależności od ustawionego wzmocnienia, wyznaczane w modułach brzegowych i we wzmacniaczu nie pokrywają się. Zaobserwowany we wzmacniaczu trend zmian sugerował, że redukcja wzmocnienia przyczynia się do poprawy jakości sygnałów, co nie znajdywało potwierdzenia w przypadku oceny jakości sygnałów na końcach łącza, wykazującej istnienie optimum. Problem wiąże się z faktem, że w porównaniu do modułów brzegowych, moc optyczna sygnałów na wyjściach wzmacniacza jest większa, nawet przy niskich wartościach wzmocnienia. W efekcie zależne od mocy optycznej składowe prądu wyjściowego fotoodbiornika zawsze dominują nad jego szumem własnym (niezależnym od mocy optycznej), który dla słabszych sygnałów (występujących w modułach brzegowych) stanowi czynnik pogarszający odstęp sygnał-szum. Skutecznym rozwiązaniem tego problemu, okazało się przeskalowanie szumu własnego odbiornika, zgodnie ze współczynnikiem uzyskanym na podstawie pomiarów wypadkowego tłumienia odcinka, łączącego wyjście wzmacniacza z modułem brzegowym.

Zapewnienie możliwości poprawnego, lokalnego odwzorowania we wzmacniaczach warunków panujących na końcach łącza pozwoliło podjąć kroki mające na celu wykonanie optymalizacji pracy łącza. Również w tym przypadku zastosowano opracowane i przetestowane wcześniej procedury optymalizacyjne, dostosowując je do przypadku, w którym ocena jakości przesyłanych sygnałów jest wykonywana bezpośrednio we wzmacniaczu, który w danej chili podlega regulacji. Uzyskane rezultaty potwierdziły możliwość przeprowadzenia skutecznej optymalizacji pracy łącza, zapewniając zgodność z wynikami optymalizacji globalnej (bazującej na danych z modułów brzegowych) na poziomie pojedynczych decybeli, co jest wartością w pełni akceptowalną.

Poza najważniejszym celem, jakim było zbadanie możliwości lokalnego odwzorowania warunków panujących na końcach łącza i przeprowadzenia optymalizacji jego pracy, badania wykazały, że stosowany we wzmacniaczu fotoodbiornik nie musi być identyczny z komponentem stosowanym w modułach brzegowych, co jest istotne z punktu widzenia potencjalnej implementacji. Potwierdzono natomiast konieczność zastosowania filtra optycznego, eliminującego sygnał z pojedynczego rozpraszania Rayleigha, tak jak ma to miejsce w odbiornikach umieszczonych na końcach łącza.

Przeprowadzone symulacje obejmowały jedynie kwestie związane z przeprowadzeniem procesu optymalizacji pracy łącza. W wykorzystywanym modelu nie zaimplementowano metod mających na celu zapewnienie prawidłowej inicjalizacji łącza (niezbędnego do wykonania oceny jakości jego pracy), jak również rozwiązań mających zapewnić, że w danej chwili tylko jeden ze wzmacniaczy będzie podlegał regulacji. Zagadnienia te, jak również kwestia implementacji rozwiązań do wykorzystania w fizycznym łączu, stanowią obszar do prowadzenia dalszych badań.

## Podsumowanie

Przedmiotem niniejszej rozprawy było zbadanie zachodzących w dwukierunkowym, długodystansowym łączu światłowodowym zjawisk niepożądanych oraz opracowanie rozwiązań pozwalających dokonać optymalizacji pracy łączy do transferu czasu i częstotliwości. Proces ten polega na dobraniu wzmocnień zainstalowanych w łączu wzmacniaczy optycznych tak, aby uzyskać możliwie wysoką moc przesyłanych sygnałów przy jednoczesnej minimalizacji zjawisk niepożądanych. W rezultacie prowadzonych badań, opracowano rozwiązania pozwalające na zainicjalizowanie pracy łącza i przeprowadzenie jego optymalizacji w sposób automatyczny, wykorzystując rezultaty pomiarów wykonywanych w czasie rzeczywistym i dzięki temu pozwalających na bieżąco śledzić zmiany jakości sygnałów w zależności od wprowadzanych zmian wzmocnień.

Realizując założony w pracy cel ogólny, odnoszący się do zbadania wpływu zjawisk niepożądanych na jakość przesyłanych sygnałów pod kątem optymalizacji pracy łącza, stwierdzono, że degradacja jakości ma dwojakie podłoże. Z jednej strony limit wyznacza poziom szumów własnych stosowanych w systemie transmisyjnym komponentów (np. układów nadawczo-odbiorcze), z drugiej, są to zjawiska zachodzące w łączu światłowodowym (np. rozpraszanie, wzmocniona emisja spontaniczna), których intensywność zależy od doboru wzmocnień zainstalowanych w łączu wzmacniaczy optycznych. Istotą procesu optymalizacji jest znalezienie takiego zestawu wzmocnień, aby zapewnić balans pomiędzy tymi czynnikami – przesyłane w łączu sygnału muszą mieć możliwie wysoką moc na tle szumów własnych stosowanych układów, a jednocześnie na tyle małą, by zminimalizować wpływ zachodzących w łączu zjawisk niepożądanych. Do oceny jakości przesyłanych w łączu sygnałów wykorzystano wyniki pomiarów jittera (czyli występujących w tym sygnale fluktuacji fazy), wykonywanych w odbiornikach zlokalizowanych na obydwu końcach łącza. Żeby jednak takie pomiar był możliwe, konieczne jest zainicjalizowanie pracy łącza, czyli zapewnienie warunków, przy których transmisja sygnałów w obie strony jest możliwa. Opracowana procedura inicjalizacji polega na zwiększaniu wzmocnień wzmacniaczy „jeden po drugim", począwszy od nadajnika, tak, aby moc sygnału w kolejnym zainstalowanym w łączu urządzeniu osiągnęła założony, minimalny próg. Przeprowadzone eksperymenty i symulacje wykazały, że podejście takie pozwala osiągnąć stan operacyjny łącza, w którym transmisja sygnałów (a przez to także pomiar ich jakości) jest możliwa, a jednocześnie, praktycznie eliminuje ryzyko wystąpienia w łączu zjawisk niepożądanych, uwidaczniających się, gdy wzmocnienia wzmacniaczy, a przez to moce sygnałów optycznych osiągają wyższy poziom.

Opracowanie algorytmu sterowania zainstalowanymi w łączu wzmacniaczami stanowiło realizację pierwszego spośród przyjętych w pracy celów szczegółowych. Wykorzystanie pomiarów jittera, pozwalających w czasie rzeczywistym ocenić jakość przesyłanych sygnałów, pozwala z jednej strony na przeprowadzenie optymalizacji pracy łącza w sposób adekwatny do aktualnych warunków panujących w łączu (np. wpływ zachodzących w łączu zjawisk niepożądanych) z uwzględnieniem

czynników zewnętrznych (tłumienie odcinków światłowodów, straty na złączach i spawach, odbicia sygnałów, itp.). Jednocześnie, sama procedura optymalizacji nie może doprowadzać do sytuacji, w której działanie łącza, nawet pracującego w warunkach nieoptymalnych ulega przerwaniu. Zdarzenie takie nie tylko uniemożliwiłoby kontynuację procesu optymalizacji, ale też doprowadziłoby do przerwania transmisji sygnałów wzorcowych czasu i częstotliwości, co w wielu przypadkach jest niedopuszczalne. Zaburzenie pracy łącza może potencjalnie wystąpić w przypadku, gdy moce optyczne sygnałów użytecznych osiągają poziom poniżej minimum wynikającego z czułości zastosowanych odbiorników, ale także w momencie, gdy moc sygnałów jest na tyle duża, że prowadzi do wyzwolenia zjawisk niepożądanych (np. wymuszonego rozpraszania Brillouina). Przeprowadzone badania eksperymentalne wykazały, że w łączach, w których osiągnięcie optimum pracy wymaga zwiększenia wzmocnień wielu (lub wszystkich) wzmacniaczy, może wystąpić sytuacja, w której znacząco zwiększając wzmocnienie tylko jednego ze wzmacniaczy uzyskuje się kompensację strat w pozostałej części łącza z obserwowaną poprawą jakości przesyłanych sygnałów, ale jednocześnie doprowadza się do sytuacji, w której moc optyczna na wyjściu tego urządzenia osiąga potencjalnie niebezpiecznie wysoki poziom. Ponadto ze względu na fakt, że zjawiska rozpraszania sygnałów zachodzą wzdłuż całej długości łącza, praktycznie niemożliwym jest jednoznaczne ustalenie „bezpiecznych" progów wzmocnień dla instalowanych w łączu wzmacniaczy, bowiem wpływ wzmacniacza o ustalonej wartości wzmocnienia na pracę całego łącza może być różny, w zależności od nastaw pozostałych urządzeń zainstalowanych w tym łączu. Uwarunkowania te były podstawią do odrzucenia znanych rozwiązań optymalizacyjnych (np. metoda simpleks), gdyż wobec wspomnianej niejednoznaczności w określeniu maksymalnych dopuszczalnych wzmocnień wzmacniaczy optycznych, istnieje realne ryzyko, iż związane z działaniem algorytmu przeszukiwanie przestani rozwiązań, polegające na wprowadzaniu zmian wzmocnień i analizowaniu uzyskiwanych zmian jakości sygnałów może doprowadzić do zaburzenia pracy łącza. Należy bowiem pamiętać, że zmiany jakości sygnałów są skutkiem sprowadzonych zmian nastaw wzmacniaczy. W związku z tym, zastosowano metodę w której poszukiwanie optimum pracy łącza polega na iteracyjnym wprowadzaniu niewielkich (0,5 – 1 dB) zmian wzmocnienia w kolejnych wzmacniaczach, z jednoczesnym ograniczeniem ilości zmian wprowadzanych jednocześnie w pojedynczym wzmacniaczu. Zmiana wzmocnienia jest podtrzymywana jeśli prowadzi do poprawy jakości przesyłanych sygnałów. Przyjęty krok modyfikacji jest na tyle mały, że w prawidłowo zaprojektowanym łączu nie powinien doprowadzić do zaburzenia jego pracy, nawet w przypadku, gdy wykonana zmiana wzmocnienia prowadzi do pogorszenia jakości i w kolejnej iteracji zostaje wycofana. Z kolei ograniczenia ilości wprowadzanych jednorazowo zmian pozwala uniknąć próby skompensowania strat występujących w łączu przez pojedynczy wzmacniacz, którego wzmocnienie zostaje ustawione na dużą wartość. Procedura optymalizacji kończy się w momencie, gdy próba zmiany wzmocnienia każdego z zainstalowanych w łączu wzmacniaczy nie prowadzi do poprawy jakości przesyłanych sygnałów i tym samym zostaje odrzucona.

Eksperymenty przeprowadzone zarówno w warunkach laboratoryjnych jak i polowych, potwierdziły skuteczność opracowanej procedury optymalizacyjnej. W toku badań, szczególną uwagę zwrócone na dwa kluczowe aspekty mogące mieć wpływ na uzyskiwane rezultaty końcowe:

1) sekwencję, w jakiej wprowadza się korekty wzmocnień kolejnych wzmacniaczy,
2) kryterium decyzyjne, łączące wyniki pomiarów jakości przesyłanych sygnałów z obydwu końców łącza.

Przeprowadzone badanie eksperymentalne wykazały, że sekwencja, w jakiej wprowadza się korekty wzmocnień wzmacniaczy nie jest istotna z punktu widzenia opracowanej procedury optymalizacji i nie wpływa na uzyskiwany rezultat końcowy. Z kolei w kwestii kryterium decyzyjnego stwierdzono, że kryteria bardziej złożone (np. minimax) mogą przyczynić się do wykonania większej ilości niepoprawnych kroków, korygowanych w kolejnych iteracjach, podczas gdy kryteria prostsze (np. analiza zmian wartości uzyskanej jako pierwiastek z sumy kwadratów zmierzonych wartości jittera) prowadzą do identycznych rezultatów końcowych przy mniejszej ilości wykonanych kroków algorytmu optymalizacyjnego. Istotny był również wynik obserwacji, na podstawie którego stwierdzono, że w systemach transferu czasu i częstotliwości wykorzystujących transmisję sygnałów w zamkniętej pętli, ocena jakości wykonywana tylko na jednym końcu pozwala uzyskać rezultaty niewiele gorsze, niż w przypadku pomiarów wykonywanych na obydwu końcach. Uzyskane rezultaty dotyczące wymienionych wyżej aspektów stanowią potwierdzenie pierwszej z postawionych w pracy tez, wskazując, iż optymalizacja pracy dwukierunkowego łącza światłowodowego do transferu czasu i częstotliwości, prowadzi do zbieżnych rezultatów bez względu na wykorzystane kryteria decyzyjne łączące wyniki pomiarów jakości oraz niezależnie od kolejności, w jakiej wprowadza się zmiany wzmocnień kolejnych wzmacniaczy.

Opisane w rozprawie eksperymenty były prowadzone przy wykorzystaniu systemu transferu czasu i częstotliwości przesyłającego sygnał zmodulowany (prostokątny), a ocena jakości pracy łącza opierała się o pomiary jittera w sygnale uzyskanym na wyjściu odbiornika. Warto jednak wspomnieć, że opracowana metoda optymalizacji została również z powodzeniem zastosowana w systemie transferu wysoce stabilnej częstotliwości optycznej, w której jakość pracy łącza odzwierciedlały rezultaty uzyskane na wyjściu dedykowanego miernika szumów [117].

Opracowane rozwiązania pozwalające na inicjalizację i optymalizację pracy łącza mają na celu rozszerzenie możliwości, jakie daje istniejąca metoda wykorzystująca model łącza. W szczególności odnosi się to do przypadku, w którym dokumentacja łącza, które docelowo ma zostać wykorzystane do transferu czasu i częstotliwości, jest niekompletna lub różni się od stanu faktycznego (przypadek taki zaobserwowano w trakcie prowadzonych badań eksperymentalnych), i w konsekwencji uzyskane w wyniku symulacji rozwiązanie nie zapewnia pracy w warunkach

optymalnych. Zaproponowane procedury bazują na wynikach wykonywanych na bieżąco pomiarów, a nie na podstawie predefiniowanych parametrów, co pozwala praktycznie wyeliminować problem niezgodności założonych i faktycznych parametrów łącza. Nie mniej jednak, nie są to narzędzia, które pozwoliłyby pominąć etap projektowy (w trakcie którego można wykorzystać model łącza), bowiem do prawidłowego działania wymagają one zapewnienia podstawowych warunków, przy których transmisja sygnałów w łączu może zachodzić. W szczególności odnosi się to do konieczności sprawdzenia, czy planowane łącze na żadnym z odcinków nie wprowadzi tłumienia, które nie mogłoby być skompensowane poprzez wzmacniacze optyczne. Ponadto, model łącza był wielokrotnie wykorzystywany w trakcie opisanych w niniejszej rozprawie badań, dając możliwość przeprowadzenia niektórych eksperymentów bez każdorazowej konieczności zestawiania kompletnego, nierzadko złożonego stanowiska pomiarowego. Symulacja daje także możliwość uzyskania rezultatów, których pomiar w warunkach fizycznych jest problematyczny lub wręcz niemożliwy (np. rozkład mocy sygnałów rozproszonych wzdłuż całego łącza).

Narzędzi symulacyjne okazały się szczególnie istotne w toku badań stanowiących realizację celu, jakim było opracowanie metody wczesnej detekcji zjawiska rozpraszania Brillouina. Na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych zaobserwowano wzrostowy trend mocy optycznej sygnałów powstałych w wyniku rozpraszania Rayleigha i Brillouina, przeciwny do kierunku propagacji sygnału, który tym zjawiskom podlega. Ponadto zaobserwowano, że wraz ze wzrostem mocy sygnału ulegającego rozpraszaniu moc sygnału pochodzącego z rozpraszania Brillouina początkowo przyrasta w sposób niemal liniowy i dopiero od pewnego momentu obserwuje się nieliniowość tych zmian. Cecha ta okazała się być kluczowa w opracowanej metodzie detekcji zjawiska, w której sygnały z liniowego rozpraszania Rayleigha i nieliniowego rozpraszania Brillouina są ze sobą zdudniane w fotodiodzie. Liniowość zmian wartości skutecznej sygnału wyjściowego tej fotodiody w odpowiedzi na liniową zmianę wzmocnienia stanowi, iż rozpraszanie Brillouina nie zachodzi w sposób intensywny, mogący zaburzyć pracę łącza. Z kolei zaobserwowanie nieliniowości tych zmian świadczy o narastaniu rozpraszania Brillouina i wymaga podjęcia odpowiednich przeciwdziałań, np. redukcji wzmocnień wzmacniaczy. Analogicznie do pomiarów jittera, opracowana metoda detekcji rozpraszania Brillouina pozwala na pomiar wykonywany na końcach łącza, chociaż z przyczyn praktycznych uzasadnione jest umieszczenie detektorów na wyjściach wzmacniaczy optycznych poprzedzających właściwe odbiorniki w modułach brzegowych. Rezultaty uzyskane w wyniku przeprowadzonych symulacji oraz badań eksperymentalnych stanowią potwierdzenie drugiej tezy postawionej w niniejszej pracy. Na podstawie obserwacji nieliniowości zmian prądu fotodiody, w której następuje zdudnianie sygnałów z rozpraszania Rayleigha i Brillouina można wykryć fakt wystąpienia w łączu rozpraszania Brillouina. Warto również zaznaczyć, że opracowane rozwiązanie pomiarowe jest uniwersalne, a jego wykorzystanie nie ogranicza się jedynie do rozważanych systemach transferu czasu i częstotliwości.

Prowadzone badania były w głównej mierze ukierunkowane na zachodzące w łączu zjawiska niepożądane i określenie ich wpływu na jakość przysyłanych sygnałów, by na podstawie pomiaru tej jakości móc przeprowadzić optymalizacje pracy łącza. Przyjęto jednocześnie, że pomiar jakości wykonywany jest w odbiornikach zlokalizowanych na obydwu końcach łącza. Prowadzona w takim łączu optymalizacja wymaga zapewnienia komunikacji pomiędzy wszystkimi urządzeniami, by na podstawie wyników pomiarów móc sterować kolejno wszystkimi zainstalowanymi w łączu wzmacniaczami. Wymóg ten może w pewnych przypadkach być trudny do spełnienia, a ponadto wpływa on na stopień niezawodności całego systemu, bowiem utrata możliwości zdalnej kontroli wzmacniacza może potencjalnie utrudnić lub w skrajnych przypadkach uniemożliwić działanie całego łącza. W związku z tym podjęto badania stanowiące realizację trzeciego spośród założonych celów, dotyczący określenia możliwości autonomicznej pracy wzmacniacza optycznego, który w sposób samoczynny i na podstawie jedynie lokalnie zmierzonych parametrów dobiera wartość wzmocnienia. Rezultaty przeprowadzonych badań pozwoliły stwierdzić, że w przeciwieństwie do modułów brzegowych, jakość sygnałów wyznaczana lokalnie we wzmacniaczu nie wykazuje istnienia optimum. Problem ten związany jest z faktem, iż nawet dla małych wartości wzmocnienia, sygnały optyczne (zarówno pożądane jak i niepożądane) we wzmacniaczu osiągają wyższy poziom niż na końcu łącza. W konsekwencji szum własny fotoodbiornika, który w modułach brzegowych stanowi istotny czynnik degradujący jakość odebranych sygnałów, we wzmacniaczu jest praktycznie pomijalny. W związku z tym, do lokalnego odwzorowania warunków panujących na końcach łącza konieczne jest powielenie szumu własnego fotoodbiornika. Współczynnik tego powielenia można uzyskać na podstawie pomiaru wypadkowego tłumienia od wyjścia wzmacniacza do modułu brzegowego. Przeprowadzone badania symulacyjne potwierdziły skuteczność takiego rozwiązania, a tym samym możliwość lokalnego odwzorowania warunków panujących na końcu łącza i przeprowadzenia na tej podstawie skutecznej optymalizacji pracy łącza. Wnioski te stanowią potwierdzenie dla trzeciej tezy postawionej w niniejszej dysertacji. Realizacja praktyczna i rozwój koncepcji wzmacniacza autonomicznego stanowią natomiast obszar do prowadzenia dalszych badań.

## Najważniejsze osiągnięcia pracy:

1. Opracowanie metod inicjalizacji i optymalizacji pracy łącza na podstawie wykonywanych w czasie rzeczywistym pomiarów. Wykorzystując pomiary mocy optycznej we wzmacniaczach można dokonać inicjalizacji pracy łącza poprzez włączanie „jeden po drugim" kolejnych zainstalowanych w łączu wzmacniaczy optycznych, zapewniając warunki umożliwiające dwukierunkową transmisję sygnałów. Z kolei optymalizacja pracy łącza, prowadzona w sposób iteracyjny, prowadzi do zbieżnych rezultatów (zestawu optymalnych wzmocnień wzmacniaczy), niezależnie od sekwencji, w jakiej wprowadzane są korekty wzmocnień kolejnych wzmacniaczy, ani też od doboru kryterium decyzyjnego

łączącego wyniki pomiarów jakości przesyłanych sygnałów, wykonanych na obydwu końcach łącza.

2. Opracowanie metody wczesnej detekcji zjawiska rozpraszania Brillouina, umożliwiającej podjęcie kroków mających na celu przeciwdziałanie sytuacji, w której zjawisko to uniemożliwia działanie systemu transferu czasu i częstotliwości. Zaproponowane rozwiązanie wykorzystuje analizę zmian prądu wyjściowego fotodiody, w której zdudniane są sygnały z rozpraszania Rayleigha i Brillouina. Jeśli liniowej zmianie mocy sygnału przesyłanego w łączu odpowiada niemal liniowa zmiana prądu fotodiody, można przyjąć, że rozpraszanie Brillouina jest na poziomie pomijalnym, nie mającym zasadniczego wpływu na pracę łącza. Zaobserwowanie nieliniowości zmian świadczy natomiast o dużej intensywności, z jaką zachodzi rozpraszanie, co wymaga podjęcia kroków zaradczych.

3. Potwierdzenie możliwości przeprowadzenia optymalizacji pracy łącza bazując jedynie na rezultatach pomiarów wykonanych lokalnie w zainstalowanych w łączu wzmacniaczach. Wykazano, że wykorzystując wyniki pomiarów wypadkowego tłumienia pomiędzy danym wzmacniaczem a modułem brzegowym oraz znając parametry fotoodbiorników zastosowanych w tych urządzeniach, można dokonać lokalnego odwzorowania warunków panujących na końcu łącza. Uzyskane rezultaty świadczą o możliwości przeprowadzenia optymalizacji pracy łącza także w przypadku braku komunikacji pomiędzy urządzeniami, co może mieć miejsce w przypadku uwarunkowań technicznych lub w sytuacji awaryjnej.

## Bibliografia


[1] Główny Urząd Miar (2019). *Międzynarodowy Układ Jednostek Miar* (Broszura SI - polskie wydanie), wyd. 9, https://www.gum.gov.pl/pl/redefinicja-si/broszura-si/3786,Broszura-SI-polskie-wydanie.html, dostęp: 08.06.2025.

[2] Wang, L. L., Liu, Q. H., Cai, Y. (2024). The time and frequency system of the Tianma 65 m radiotelescope. *Astronomical Techniques and Instruments, 1*(5), 268-266. DOI: 10.61977/ati2024039.

[3] Liu, L. *i in*. (2025). The Synchronization of Time for VLBI Observation. *Res. Anstron. Astrophys.*, 25, 035004, 1-7. DOI: 10.1088/1674-4527/adb47d.

[4] Clivati, C. *i in*. (2017). A VLBI experiment using a remote atomic clock via a coherent fibre link. *Sci. Rep.* 7, 40992, 1-8. DOI: 10.1038/srep40992.

[5] Roberts, B. M., Blewitt, G., Dailey, C. *i in.* (2017). Search for domain wall dark matter with atomic clocks on board global positioning system satellites. Nat. Commun. 8, 1195, 1-9. DOI: 10.1038/s41467-017-01440-4.

[6] Brückner, M., Wischnewski, R. (2013). A White Rabbit setup for sub-nsec synchronization, timestamping and time calibration in large scale astroparticle physics experiments. *33rd International Cosmic Ray Conference*, Rio de Janeiro, 1-4.

[7] Grotti, J., Nosske, I., Koller, S. B. *i in.* (2024). Long-distance chronometric leveling with a portable optical clock. *Phys. Rev. Applied,* 21, L061001, 1-6. DOI: 10.1103/PhysRevApplied.21.L061001.

[8] Mai, E. (2013). Time, Atomic Clocks, and Relativistic Geodesy. *Theoretische Geodäsie 124*, Deutsche Geodätische Kommission, Monachium.

[9] Flury, J. (2016). Relativistic geodesy. *J. Phys. Conf.: Ser.* 723, 012051, 1-5. DOI: 10.1088/1742-6596/723/1/012051.

[10] Beard, R. L., White, J. D., Murray, J. A. (1996). Military Applications of Time and Frequency. *Proceedings of the 28th Annual Precise Time and Time Interval Systems and Applications Meeting*, Reston, Virginia, 125-140.

[11] Dinh, S., Stevens, I. (2007). Precise Time Transfer Concepts. *Military Capabilities Enabled by Advances in Navigation Sensors.* Meeting Proceedings RTO-MP-SET-104-15, 1–14.

[12] Bajaj, R., Ranaweera, S. L., Agrawal, D. P. (2002). GPS: location-tracking technology, *Computer, 35*(4), 92-94. DOI: 10.1109/MC.2002.993780.

[13] Koivisto, M. *i in*. (2017). Joint Device Positioning and Clock Synchronization in 5G Ultra-Dense Networks. *IEEE Trans. Wireless Commun., 16*(5), 2866-2881. DOI: 10.1109/TWC.2017.2669963.

[14] Korde, M. (2020). Synchronization Aspects in 5G. *2020 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP)*, Chennai, India, 474-478. DOI: 10.1109/ICCSP48568.2020.9182120.

[15] Wang, H., Zhong, Y., Qian, P., Wang, P. (2018). A Cross-Network Clock Synchronization Scheme With Low Complexity for Industrial Internet of Things, *2018 Chinese Automation Congress (CAC),* Xi'an, China, 1758-1763. DOI: 10.1109/CAC.2018.8623362.

[16] Rinaldi, S., Ferrari, P., Flammini, A., Sisinni, E., Sauter, T. (2017). Network Synchronization: An introduction. W: Webster, J. G. (red.), *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., 1-12. DOI: 10.1002/047134608X.W8341.

[17] Lombardi, M. A., Novick, A. N., Neville-Neil, G., Cooke, B. (2016). Accurate, Traceable, and Verifiable Time Synchronization for World Financial Markets, *J. Res. Natl. Inst. Stan.* 121, 436-463. DOI: 10.6028/jres.121.023.

[18] Lombardi, M. A. (2020). Synchronizing Stock Market Clock to UTC(NIST). *2020 XXXIIIrd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science*, Rzym, Włochy, 1-4. DOI: 10.23919/URSIGASS49373.2020.9232016.

[19] Komisja Europejska, Dyrekcja Generalna ds. Stabilności Finansowej, Usług Finansowych i Unii Rynków Kapitałowych (2016). *Rozporządzenie delegowane Komisji (UE) 2017/574 z dnia 7 czerwca 2016 r. uzupełniające dyrektywę Parlamentu Europejskiego i Rady 2014/65/UE w odniesieniu do regulacyjnych standardów technicznych dotyczących poziomu dokładności zegarów służbowych*. Dz.U. L 87 z 31.3.2017, 148–151. ELI: http://data.europa.eu/eli/reg_del/2017/574/oj

[20] Bauch, A. (2003). Caesium atomic clocks: function, performance and applications. *Meas. Sci. Technol.*, 14, 1159-1173. DOI: 10.1088/0957-0233/14/8/301.

[21] Milner, W. R. *i in.* (2019). Demonstration of a Timescale Based on a Stable Optical Carrier, *Phys. Rev. Lett.*, 123, 173201, 1-6. DOI: 10.1103/PhysRevLett.123.173201.

[22] Abgrall, M. *i in.* (2015). Atomic fountains and optical clocks at SYRTE: Status and perspectives. *Comptes Rendus. Physique, The measurement of time / La mesure du temps, 16*(5), 461-470. DOI: 10.1016/j.crhy.2015.03.010.

[23] Bloom, B., *i in.* (2014). An optical lattice clock with accuracy and stability at the $10^{-18}$ level. *Nature*, 506, 71-75. DOI: 10.1038/nature12941.

[24] Riehle, F. (2015). Towards a redefinition of the second based on optical atomic clocks. *Comptes Rendus. Physique, The measurement of time / La mesure du temps, 16*(5), 506-515. DOI: 10.1016/j.crhy.2015.03.012.

[25] Bauch, A. (2015). Time and frequency comparisons using radiofrequency signals from satellites. *Comptes Rendus. Physique, The measurement of time / La mesure du temps, 16*(5), 471-479. DOI: 10.1016/j.crhy.2015.02.006.

[26] Lewandowski, W., Azoubib, J., Klepczyński, J. (1999). GPS: primary tool for time transfer. *Proc. IEEE, 87(1), 163-172. DOI:* 10.1109/5.736348.

[27] Tavella, P., Petit, G. (2020). Precise time scales and navigation systems: mutual benefits of timekeeping and positioning. *Satellite Navigation*, 1, 10, 1-12. DOI: 10.1186/s43020-020-00012-0.

[28] Levine, J. (2002). Time and frequency distribution using satellites. *Rep. Prog. Phys.*, 65, 1119-1164. DOI: 10.1088/0034-4885/65/8/201.

[29] Allan, D. W., Weiss, M. A. (1980). Accurate Time and Frequency Transfer During Common-View of a GPS Satellite. *Proc. 34th Ann. Freq. Control Symposium*, Philadelphia, PA, USA, 334-346. DOI: 10.1109/FREQ.1980.200424.

[30] Azoubib, J., de Jong, G., Danaher, J., Lewandowski, W. (1997). A New Approach to Common-View Time Transfer Using All-in-View Multi-Channel GPS and GLONASS Observations. *Proc. 29th Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting*, Long Beach, CA, USA, 299-308.

[31] Thai, T. T., Signorile, G., Sesia, I. (2019). INRIM Multi GNSS All-in-View: Software and Results. *Proc. 2019 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control Symposium and European Frequency and Time Forum (EFTF/IFC)*, Orlando, FL, USA, 1-3. DOI: 10.1109/FCS.2019.8856122.

[32] Harmegnies, A., Defraigne P., Petit G. (2013). Combining GPS and GLONASS in all-in-view for time transfer. *Metrologia*, 50, 277-287. DOI: 10.1088/0026-1394/50/3/277.

[33] Piester, D., *i in*. (2008). Time transfer with nanosecond accuracy for the realization of International Atomic Time. *Metrologia*, 45, 185-198. DOI: 10.1088/0026-1394/45/2/008.

[34] Wenjun, W., Shaowu, D., Huanxin L., Hong, Z. (2014). Two-way satellite time and frequency transfer: Overview, recent developments and application. *Proc. 2014 European Frequency and Time Forum (EFTF)*, Neuchatel, Switzerland, 121-125. DOI: 10.1109/EFTF.2014.7331442.

[35] Thai, T. T. (2022). Recent TWSTFT experiments at INRiM Time and Frequency Laboratory. *Proc. 2022 3rd URSI Atlantic and Asia Pacific Radio Science Meeting (AT-AP-RASC)*, Gran Canaria, Spain, 1-3, DOI: 10.23919/AT-AP-RASC54737.2022.9814351.

[36] Wenjun, W. *i in.* (2011). Satellite orbit determination and time transfer based on TWSTFT. *2011 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control and the European Frequency and Time Forum (FCS) Proceedings*, San Francisco, CA, USA, 1-4. DOI: 10.1109/FCS.2011.5977306.

[37] Riley, W. J. (2008). Handbook of Frequency Stability Analysis. *Nat. Inst. Stand. Technol. Spec. Publ 1065*, 1-136, DOI: 10.6028/nist.sp.1065.

[38] Szopa M. (2024). Bez nawigacji i kontrolowania czasu tracisz przewagę technologiczną. *Defence24.pl*, https://defence24.pl/przemysl/bez-nawigacji-i-kontrolowania-czasu-tracisz-przewage-technologiczna, dostęp: 27.05.2025.

[39] Wu, D. L. (2024). Innovation: Recent GPS jamming in regions of geopolitical conflict. *GPS World*, https://www.gpsworld.com/innovation-recent-gps-jamming-in-regions-of-geopolitical-conflict, dostęp: 27.05.2025.

[40] IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems, w *IEEE Std 1588-2019 (Revision of IEEE Std 1588-2008), 1-499, DOI:* 10.1109/IEEESTD.2020.9120376.

[41] Dierikx, E. F. *i in*. (2016). White Rabbit Precision Time Protocol on Long-Distance Fiber Links. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, 63*(7), 945-952. DOI: 10.1109/TUFFC.2016.2518122.

[42] Savory, J., Sherman, J., Romisch, S. (2018). White Rabbit-Based Time Distribution at NIST. *2018 IEEE International Frequency Control Symposium (IFCS)*, Olympic Valley, CA, USA, 1-5. DOI: 10.1109/FCS.2018.8597556.

[43] Gutiérrez-Rivas, J. L., Torres-González, F., Ros, E., Díaz, J. (2021). Enhancing White Rabbit Synchronization Stability and Scalability Using P2P Transparent and Hybrid Clocks. *IEEE Trans. Ind. Informat., 17*(11), 7316-7324. DOI: 10.1109/TII.2021.3054365.

[44] Kodet, J., Pánek, P., Procházka, I. (2008). Two-way time transfer via optical fiber providing subpicosecond precision and high temperature stability. *Metrologia*, 53, 18-26. DOI: 10.1088/0026-1394/53/1/18.

[45] Fujieda, M., Kumagai, M. (2023). Fiber-Optic Frequency and Timing Transfer Over an Urban Optical Fiber Link. *IEEE Open J. Ultrason., Ferroelectr. Freq. Control, 3, 70-76. DOI:* 10.1109/OJUFFC.2023.3284781.

[46] Amemiya, M., *i in.* (2010). Precise Frequency Comparison System Using Bidirectional Optical Amplifiers. *IEEE Trans. Instrum. Meas., 59*(3), 631-640. DOI: 10.1109/TIM.2009.2025073.

[47] Krehlik, P., Śliwczyński, Ł., Buczek, Ł., Kołodziej, J., Lipiński, M. (2016). ELSTAB—Fiber-Optic Time and Frequency Distribution Technology: A General Characterization and Fundamental Limits. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, 63*(7), 993-1004. DOI: 10.1109/TUFFC.2015.2502547.

[48] Li, Y., i in. (2023). Secure Two-Way Fiber-Optic Time Transfer Against Sub-ns Asymmetric Delay Attack With Clock Model-Based Detection and Mitigation Scheme. *IEEE Trans. Instrum. Meas., 72*, 1-14. DOI: 10.1109/TIM.2023.3268476.

[49] Newbury, N. R., Williams, P. A., Swann, W. C. (2007). Coherent transfer of an optical carrier over 251 km, *Opt. Lett., 32*(21) 3056-3058. DOI: 10.1364/OL.32.003056.

[50] Williams, P. A., Swann, W. C., Newbury, N. R. (2008). High-stability transfer of an optical frequency over long fiber-optic links. *J. Opt. Soc. Am. B, 25*(8), 1284-1293. DOI: 10.1364/JOSAB.25.001284.

[51] Grosche G. *i in.* (2007). Transmission of an Optical Carrier Frequency over a Telecommunication Fiber Link. *2007 Conference on Laser and Electro-Optics (CLEO)*. Baltimore, MD, USA, 1-2, DOI: 10.1109/CLEO.2007.4452577.

[52] Włodarczyk, P., Krehlik, P., Śliwczyński, Ł. (2020). A Maintenance-Free Solution For Optical Frequency Transfer, *Metrol. Meas. Syst., 27*(3), 441-450. DOI: 10.24425/mms.2020.134586.

[53] Boulder Atomic Clock Optical Network (BACON) Collaboration (2021). Frequency ratio measurements at 18-digit accuracy using an optical clock network. *Nature*, 591, 564-569. DOI: 10.1038/s41586-021-03253-4.

[54] Chang, Y., *i in.* (2024). Time transfer over 113 km free space laser communication channel. *Opt. Express, 32*(7), 12645-12655. DOI: 10.1364/OE.519604.

[55] Khader, I., *i in.* (2018). Time synchronization over a free-space optical communication channel. *Optica, 12*(5), 1542-1548. DOI: 10.1364/OPTICA.5.001542.

[56] Giorgetta, F. R., *i in.* (2013). Optical two-way time and frequency transfer over free space. *Nature Photonics*, 7, 434-438. DOI: 10.1038/nphoton.2013.69.

[57] Newbury, N. R., *i in.* (2015). Free-space time and frequency transfer. *2015 IEEE Avionics and Vehicle Fibre-Optics and Photonics Confefrence (AVFOP)*, Santa Barbara, CA, USA, 57-58. DOI: 10.1109/AVFOP.2015.7356636.

[58] Kang, H. J., *i in.* (2019). Free-space transfer of comb-rooted optical frequencies over an 18 km open-air link. *Nat. Commun.*, 10, 4438, 1-8. DOI: 10.1038/s41467-019-12443-8.

[59] Wang, X., Han, Q., Li, Y., Han L. (2023). Stable frequency transfer for clock synchronization for telecom networks. *EURASIP J. Adv. Signal Process.*, 45, 1-13. DOI: 10.1186/s13634-023-01010-5.

[60] Śliwczyński, Ł., *i in.* (2017). Fiber-Optic Time Transfer for UTC-Traceable Synchronization for Telecom Networks. *IEEE Commun. Stand. Mag., 1*(1), 66-73. DOI: 10.1109/MCOMSTD.2017.1600766ST.

[61] Śliwczyński, Ł., Krehlik, P., Buczek, Ł., Lipiński, M., (2011). Active Propagation Delay Stabilization for Fiber-Optic Frequency Distribution Using Controlled Electronic Delay Lines. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, 60*(4), 1480-1488. DOI: 10.1109/TIM.2010.2090696.

[62] Liu, B., *i in*. (2022). Stabilized Time Transfer via a 1000-km Optical Fiber Link Using High-Precision Delay Compensation System. *Photonics 9*(8), 522, 1-15. DOI: 10.3390/photonics9080522.

[63] Lopez., O., *i in.* (2015). Frequency and time transfer for metrology and beyond using telecommunication network fibres. *C. R. Phys., 16*(5), 531-539, DOI: 10.1016/j.crhy.2015.04.005.

[64] Lopez., O., *i in.* (2010). Cascaded multiplexed optical link on a telecommunication network for frequency dissemination. *Opt. Express, 18*(16), 16849-16857. DOI: 10.1364/OE.18.016849.

[65] Ebenhag S.-C., Zelan M., Hedekvist P. O., Karlson, M., Josefsson B. (2015). Two-way coherent frequency transfer in a commercial DWDM communication network in Sweden. *2015 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control Symposium & the European Frequency and Time Forum*, Denver, Kolorado, USA, 276-279. DOI: *10.1109/FCS.2015.7138840.*

[66] Turza, K., Krehlik, P., Śliwczyński, Ł. (2018). Long Haul Time and Frequency Distribution in Different DWDM Systems. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, 65*(7), 1287-1293. DOI: 10.1109/TUFFC.2018.2827178.

[67] Pinkert, T. J., *i in.* (2015). Effect of soil temperature on optical frequency transfer through unidirectional dense-wavelength-division-multiplexing fiber-optic links. *Appl. Opt. 54*(4), 728-738. DOI: 10.1364/AO.54.000728.

[68] Lipiński, M., Krehlik, P., Śliwczyński, Ł., Buczek, Ł., Kołodziej, J. (2016). Testing Time And Frequency Fiber-Optic Link Transfer By Hardware Emulation Of Acoustic-Band Optical Noise. *Metrol. Meas. Syst., 23*(2), 309-316. DOI: 10.1515/mms-2016-0024.

[69] Krehlik, P., Śliwczyński, Ł., Buczek, Ł., Lipiński, M. (2012). Fiber-Optic Joint Time and Frequency Transfer With Active Stabilization of the Propagation Delay. *IEEE Trans. Instrum. Meas., 61*(10), 2844-2851. DOI: 10.1109/TIM.2012.2196396.

[70] Raupach, S. M. F., *i in*. (2013). Bi-directional optical amplifiers for long-distance fibre links. *2013 Joint European Frequency and Time Forum & International Frequency Control Symposium (EFTF/IFC)*, Praga, Czechy, 1-2. DOI: 10.1109/EFTF-IFC.2013.6702232.

[71] Śliwczyński, Ł., Kołodziej, J. (2013). Bidirectional Optical Amplification in Long-Distance Two-Way Fiber-Optic Time and Frequency Transfer Systems. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, 62*(1), 253-262. DOI: 10.1109/TIM.2012.2212504.

[72] Becker, P. C., Olsson, N. A., Simpson, J. R., (1999). *Erbium-Doped Fiber Amplifiers: Fundamentals and Technology*, Academic Press.

[73] Belmahdi, B., Mazighi, K. (2019). The Performance of an EDFA in a Long Distance WDM Optical Network. *2019 6th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications (ISPA)*, Mostaganem, Algieria, 1-6. DOI: 10.1109/ISPA48434.2019.8966843.

[74] Putrina, J., Bobrovs, V. (2016). Evaluation of Erbium Doped Fiber Amplifier application in fiber optics transmission systems. *2016 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, Szanghaj, Chiny, 3796-3802, DOI: 10.1109/PIERS.2016.7735428.

[75] Islam, M. N. (2002). Raman amplifiers for telecommunications. *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron., 8*(3), 548-559. DOI: 10.1109/JSTQE.2002.1016358.

[76] Bromage, J. (2004). Raman amplification for fiber communications systems, *J. Lightw. Technol., 22*(1), 79-93. DOI: 10.1109/JLT.2003.822828.

[77] Prigunovs, D., *i in.* (2023). Performance Analysis of Hybrid Raman-EDFA Amplifier in WDM Transmission Systems. *2023 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, Praga, Czechy, 1787-1791. DOI: 10.1109/PIERS59004.2023.10221537.

[78] Mu, K., *i in.* (2021). Raman/EDFA hybrid bidirectional amplifier for fiber-optic time and frequency synchronization. *Opt. Express, 29*(5), 6356-6367. DOI: 10.1364/OE.414499.

[79] Bolognini, G., *i in.* (2015). Coherent frequency transfer over long-haul and shared optical fiber links employing distributed Raman amplification. *2015 Fotonica AEIT Italian Conference on Photonics Technologies*, Turyn, Włochy, 1-4. DOI: 10.1049/cp.2015.0157.

[80] Agrawal, G. P. (2002). *Fiber-Optic Communications Systems, Third Edition,* John Wiley & Sons, Inc.

[81] Matsuda, T., Naka, A. (2016). Operational Issues Facing Commercial Raman Amplifier System: Safety Measures And System Designs. *J. Lightw. Technol., 34*(2), 484-490. DOI: 10.1109/JLT.2015.2471841.

[82] Domingues, F., Rocha, A. M., André, P. S. (2011). High-power effects in damaged and contaminated optical fiber connectors. *Microw. Opt. Technol. Lett., 53*(11), 2485-2488. DOI: 10.1002/mop.26356.

[83] Terra, O., Grosche, G., Schnatz, H. (2010). Brillouin amplification in phase coherent transfer of optical frequencies over 480 km fiber. *Opt. Express*, *18*(15), 16102-16111. DOI: 10.1364/OE.18.016102.

[84] Raupach, S. M., Koczwara, A., Grosche, G. (2014). Optical frequency transfer via a 660 km underground fiber link using a remote Brillouin amplifier. *Opt. Express*, *22*(22), 26537-26547. DOI: 10.1364/OE.22.026537.

[85] Krehlik, P., Śliwczyński, Ł., Buczek, Ł. (2021). Electrical Regeneration for Long-Haul Fiber-Optic Time and Frequency Distribution Systems. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, 68*(3), 899-906. DOI: 10.1109/TUFFC.2020.3016610.

[86] Saleh, B. A., Teich, M. C. (2019). *Fundamentals of Photonics, Third Edition*, John Wiley & Sons, Inc.

[87] Gysel, P., Staubli, R. K., (1990). Statistical Properties of Rayleigh Backscattering in Single-Mode Fibers. *J. Lightw. Technol., 8*(4), 561-567. DOI: 10.1109/50.50762.

[88] Van Deventer, M. O. (1994). *Fundamentals of Bidirectional Transmission over a Single Optical Fibre*, Technische Universiteit Eindhoven.

[89] Śliwczyński, Ł., Krehlik, P., Lipiński, M. (2010). Optical fibers in time and frequency transfer. *Meas. Sci. Technol., 21*, 075302, 1-11. DOI: 10.1088/0957-0233/21/7/075302.

[90] Wan, P., Conradi, J. (1996). Impact of Double Rayleigh Backscatter Noise on Digital and Analog Fiber Systems. *J. Lightw. Technol., 14*(3), 288-297. DOI: 10.1109/50.485585.

[91] Desurvire, E. (2002). *Erbium-doped fiber amplifiers: principles and applications*, John Willey Sons, Inc.

[92] Imaoka, A., Kihara, M. (1996). Accurate Time/Frequency Transfer Method Using Bidirectional WDM Transmission. *IEEE Trans. Instrum. Meas., 47*(2), 537-542. DOI: 10.1109/19.744202.

[93] Yamamoto, S., Edagawa, N., Taga, H., Yoshida, Y., Wakabayashi, H. (1990). Analysis of laser phase noise to intensity noise conversion by chromatic dispersion in intensity modulation and direct detection optical-fiber transmission. *J. Lightw. Technol., 8*(11), 1716-1722. DOI: 10.1109/50.60571.

[94] Marshall, W. K., Crosignani, B., Yariv, A. (2000). Laser phase noise to intensity noise conversion by lowest-order group-velocity dispersion in optical fiber: exact theory. Opt. Lett., 25(3), 165-167. DOI: 10.1364/ol.25.000165.

[95] Wolff, C., Smith, M. J. A., Stiller, B., Poulton, C. G. (2021). Brillouin scattering—theory and experiment: tutorial. *J. Opt. Soc. Am. B, 38*(4), 1243-1269. DOI: 10.1364/JOSAB.416747.

[96] Yeniay, A., Delavaux, A.-M., Toulouse J. (2002). Spontaneous and stimulated Brillouin scattering gain spectra in optical fibers. *J. Lightw. Technol., 20*(8), 1425-1432. DOI: 10.1109/JLT.2002.800291.

[97] Schneider, T. (2004). *Nonlinear Optics in Telecommunications*, Springer.

[98] Säckinger, E. (2018). *Analysis and Design of Transimpedance Amplifiers for Optical Receivers*, John Wiley & Sons, Inc.

[99] Banerjee, D. (2017). *PLL Performance, Simulation, and Design, 5th edition*. https://www.ti.com/cn/lit/ml/snaa106c/snaa106c.pdf, dostęp: 30.06.2025.

[100] Śliwczyński, Ł., Krehlik, P., Salwik, K. (2019). Modeling and Optimization of Bidirectional Fiber-Optic Links for Time and Frequency Transfer. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, 66*(3), 632-642. DOI: 10.1109/TUFFC.2018.2889186.

[101] Hui, R. (2020). *Introduction to Fiber-Optic Communications*, Academic Press.

[102] Ramaswami, R., Sivarajan, K. N. (2010). *Optical Networks: A Practical Perspective, Third Edition*, Eselvier.

[103] Park, S. M., Toumazou, C. (1998). Low noise current-mode CMOS Transimpedance amplifier for giga-bit optical communication. *1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Monterey, Kalifornia, USA, 293-296. DOI: 10.1109/ISCAS.1998.704419.

[104] Achtenberg, K., Bielecki, Z. (2025). Comparative Analysis of the Selected Photoreceiver Input Stages in Terms of Noise. *Sensors, 25*(5), 1359, 1-19. DOI: 10.3390/s25051359.

[105] Śliwczyński, L., Krehlik, P., Czubla, A., Buczek, L., Lipiński, M. (2013). Dissemination of time and RF frequency via a stabilized fibre optic link over a distance of 420 km. *Metrologia, 50*(2), 133–145. DOI: 10.1088/0026-1394/50/2/133.

[106] Śliwczyński, L., *i in.* (2018). Evaluation and development of optical time transfer (OTT) links between PTB and Deutsche Telekom. *2018 European Frequency and Time Forum (EFTF)*, Turyn, Włochy, 167-169. DOI: 10.1109/EFTF.2018.8409023.

[107] Salwik, K. (2016). *Wyznaczenie jakości sygnałów częstotliwości w dwukierunkowym łączu światłowodowym* [Niepublikowana praca magisterska]. Kraków: Akademia Górniczo-Hutnicza.

[108] Salwik, K., Śliwczyński, Ł., Krehlik, P. (2018). Monitoring of phase jitter in fibre optic time and frequency transfer systems. *Metrol. Meas. Syst., 25*(3), 487-497. DOI: 10.24425/123900.

[109] Razavi, B. (1996). Design of Monolithic Phase-Locked Loops and Clock Recovery Circuits – A Tutorial. W: Razavi, B. (red.) *Monolithic Phase-Locked Loops and Clock Recovery Circuits: Theory and Design*. IEEE, 1-39, DOI: 10.1109/9780470545331.ch1.

[110] Calosso, C.E., Rubiola, E. (2013). The Sampling Theorem in Pi and Lambda Digital Frequency Dividers. *2013 Joint European Frequency and Time Forum & International Frequency Control Symposium (EFTF/IFC)*, Praga, Czechy,, 960–962. DOI: 10.1109/EFTF-IFC.2013.6702256

[111] Karlhoff, H. (2009). The Simplex Algorithm. W: *Linear Programming. Modern Birkhäuser Classics*. Birkhäuser, Boston. 23-47. DOI: 10.1007/978-0-8176-4844-2_2.

[112] Katoch, S., Chauhan, S. S., Kumar, V. A., (2021). A review on genetic algorithm: past, present, and future. *Multimed. Tools Appl. 80*, 8091-8127. DOI: 10.1007/s11042-020-10139-6.

[113] Damasevicius, R. (2025). Patterns in Heuristic Optimization Algorithms: A Comprehensive Analysis. *Computers, Materials, and Continua, 82*(2), 1493-1538. DOI: 10.32604/cmc.2024.057431.

[114] Hernando, L., Mondiburu, A., Lozano J. A. (2018). Hill-Climbing Algorithm: Let's Go for a Walk Before Finding the Optimum. *2018 IEEE Congress on Evolutionary Computation (CEC)*, 1-7. DOI: 10.1109/CEC.2018.8477836.

[115] Cvijetic, M. (1996). *Coherent and nonlinear lightwave communications*. Artech House, Inc.

[116] Van Deventer, M.O., Boot, A.J. (1994). Polarization properties of stimulated Brillouin scattering in single-mode fibers. *J. Lightw. Technol., 12*(4), 585-590. DOI: 10.1109/50.285349.

[117] Krehlik, P., Śliwczyński, Ł., Turza, K., Salwik, K., Buczek, Ł. (2023). Controlling of the bidirectional amplifier chain for optical frequency distribution based on a two-dimensional noise detector. *Opt. Express, 31*(8), 12083-12096. DOI: 10.1364/OE.484923.

## Dodatek A - Przeliczanie wartości

- Moc optyczna:

$$P[dBm] = 10\log_{10}\frac{P[mW]}{1\ mW} \tag{A.1}$$

$$P[mW] = 10^{\frac{P[dBm]}{10}} \tag{A.2}$$

- Tłumienie jednostkowe światłowodu:

$$\alpha\left[\frac{Np}{km}\right] = \frac{\alpha[\frac{dB}{km}]}{10}\ln 10 \tag{A.3}$$

$$\alpha\left[\frac{Np}{km}\right] \approx 0{,}23 \cdot\ \alpha[\frac{dB}{km}] \tag{A.4}$$

- Wzmocnienie wzmacniacza:

$$G[dB] = 10\log_{10}(g[bezw.]) \tag{A.5}$$

$$g[bezw.] = 10^{\frac{G[dB]}{10}} \tag{A.6}$$

- Odstęp sygnał – szum dla przypadków mocy i prądu:

$$SNR\ [dB] = 10\log_{10}\frac{P_{sig}}{P_{noise}} \tag{A.7}$$

$$SNR\ [dB] = 20\log_{10}\frac{I_{sig}}{I_{noise}} \tag{A.8}$$

## Dodatek B - Składowe prądu na wyjściu fotodetektora

Szczegółowy opis zebranych w dodatku wzorów umieszczono w podrozdziale 2.4.

Sygnały optyczne, do których odnoszą się pojawiające się we wzorach wartości mocy:

$P_{out}$ – moc sygnału pożądanego,

$P_R$ – zakumulowana moc sygnału z pojedynczego rozpraszania Rayleigha,

$P_{RR}$ – zakumulowana moc sygnału z pojedynczego rozpraszania Rayleigha,

$P_{ASE}$ – moc sygnału z wzmocnionej emisji spontanicznej we wzmacniaczach.

- Składowa prądu odpowiadająca sygnałowi pożądanemu:

$$I_{sig} = \mathcal{R} \cdot P_{out} \tag{B.1}$$

- Wariancja szumu ze zdudniania sygnału pożądanego z sygnałem z podwójnego rozpraszania Rayleigha:

$$\sigma^2_{sig-RR} = 2 \cdot \mathcal{R}^2 \cdot P_{out} \cdot P_{RR\cdot} \cdot pf \tag{B.2}$$

- Wariancja szumu ze zdudniania sygnału pożądanego z sygnałem z sygnałem ze wzmocnionej emisji spontanicznej:

$$\sigma^2_{sig-ASE} = 4 \cdot \mathcal{R} \cdot P_{out} \cdot P_{ASE} \cdot \frac{B_e}{B_{opt}} \cdot pf \tag{B.3}$$

- Wariancja szumu ze zdudniania sygnału z pojedynczego rozpraszania Rayleigha z sygnałem ze wzmocnionej emisji spontanicznej:

$$\sigma^2_{R-ASE} = 4 \cdot \mathcal{R} \cdot P_R \cdot P_{ASE} \cdot \frac{B_e}{B_{opt}} \cdot pf \tag{B.4}$$

- Wariancja szumu ze zdudniania sygnału z podwójnego rozpraszania Rayleigha z sygnałem ze wzmocnionej emisji spontanicznej:

$$\sigma^2_{RR-ASE} = 4 \cdot \mathcal{R} \cdot P_{RR} \cdot P_{ASE} \cdot \frac{B_e}{B_{opt}} \cdot pf \tag{B.5}$$

- Wariancja szumu ze zdudniania sygnału z pojedynczego rozpraszania Rayleigha z samym sobą:

$$\sigma^2_{R-R} = (\mathcal{R} \cdot P_{RR})^2 \cdot pf \tag{B.6}$$

- Wariancja szumu ze zdudniania sygnału z podwójnego rozpraszania Rayleigha z samym sobą:

$$\sigma^2_{RR-RR} = (\mathcal{R} \cdot P_{RR})^2 \cdot pf \tag{B.7}$$

- Wariancja szumu ze zdudniania sygnału ze wzmocnionej emisji spontanicznej z samym sobą:

$$\sigma_{ASE-ASE}^2 = 0{,}5 \cdot (\mathfrak{R} \cdot P_{ASE})^2 \cdot \frac{2 \cdot \left(2 \cdot B_{opt} - B_e\right) \cdot B_e}{{B_{opt}}^2} \cdot pf \tag{B.8}$$

- Wariancja szumu śrutowego, pochodzącego od sygnału pożądanego:

$$\sigma_{sh,sig}^2 = 2 \cdot q \cdot \mathfrak{R} \cdot P_{out} \cdot B_e \tag{B.9}$$

- Wariancja szumu śrutowego, pochodzącego od sygnału z pojedynczego rozpraszania Rayleigha:

$$\sigma_{sh,R}^2 = 2 \cdot q \cdot \mathfrak{R} \cdot P_R \cdot B_e \tag{B.10}$$

- Wariancja szumu śrutowego, pochodzącego od sygnału z podwójnego rozpraszania Rayleigha:

$$\sigma_{sh,RR}^2 = 2 \cdot q \cdot \mathfrak{R} \cdot P_{RR} \cdot B_e \tag{B.11}$$

- Wariancja szumu śrutowego pochodząca od sygnału z wzmocnionej emisji spontanicznej we wzmacniaczach:

$$\sigma_{sh,ASE}^2 = 2 \cdot q \cdot \mathfrak{R} \cdot P_{ASE} \cdot B_e \tag{B.12}$$

- Wariancja szumu śrutowego, pochodzącego od konwersji szumu fazowego na szum amplitudowy:

$$\sigma_{DE}^2 = \frac{(\mathfrak{R} \cdot P_{out})^2}{\pi} \int_0^\infty |H(f)|^2 \frac{2\Delta\nu}{\Delta\nu^2 + f^2} \times \left(1 - \exp(-\psi \cdot \Delta\nu) \cdot (\cos(\psi \cdot \nu) + \frac{\Delta\nu}{f} \sin(\psi \cdot \nu))\right) df, \tag{B.13}$$

- Wariancja szumu własnego odbiornika:

$$\sigma_{odb}^2 = J_{odb}^2 \cdot B_e \tag{B.14}$$